

621.39
A-15

A.A. Abduazizov, Y.T. Yusupov

RADIOTEKNIK TIZIMLAR

I



**O'ZBEKISTON RESPUBLIKASI OLIY VA O'RTA MAXSUS
TA'LIM VAZIRLIGI**

**O'ZBEKISTON RESPUBLIKASI ALOQA, AXBOROTLASHTIRISH
VA TELEKOMMUNIKATSIYA TEXNOLOGIYALARI
DAVLAT QO'MITASI**

TOSHKENT AXBOROT TEXNOLOGIYALARI UNIVERSITETI

A.A. Abduazizov, Y.T. Yusupov

RADIOTEKNIK TIZIMLAR

O'quv qo'llanma

1-QISM

*O'zbekiston Respublikasi oliy va o'rta maxsus ta'lim vazirligi
tomonidan o'quv qo'llanma sifatida tavsiya etilgan*

Toshkent Axborot Texnologiyalari Universitet

172838

Axborot Resurs Markazi

Toshkent-2015

UO'K: 621.396.4

KBK: 32.84

A15

Taqrizchilar:

A.M. Nazarov – TDTU “Radiotexnik qurilmalar va tizimlar” kafedrasini muduru, texnika fanlari doktori, professor

M.M. Muxitdinov – O‘zbekiston radiotexnika, elektronika va aloqa ilmiy-texnika jamiyati raisi o‘rinbosari, texnika fanlari doktori, professor

Y.K. Kamalov – O‘zR AATT DQ “Telekommunikatsiya infratuzilmasini rivojlantirish boshqarmasi” boshlig‘i, texnika fanlari nomzodi, dotsent

Abduazizov A.A., Yusupov Y.T.

Radiotexnik tizimlar: o‘quv qo‘llanma 1-qism / Toshkent axborot texnologiyalari universiteti. Toshkent, 2015.

O‘quv qo‘llanmasining birinchi qismida radiotexnik tizimlar haqida umumiy tushunchalar; radiotexnik tizimlarda signallar va xalaqitlar; uzluksiz signallarni diskretizatsiyalash va kvantlash; radioto‘lqinlarning tarqalishi; antennalarning turlari va asosiy xarakteristikalar; radioto‘lqinlarni qabullash va uzatish hniyalari; axborot nazariyasi haqida asosiy tushuncha va ta‘riflar; radiotexnik tizimlarda xalaqitbardosh kodlash; axborot kanallarining matematik modellari va ulardagi signal va xalaqit shakli buzilishlari; radiotexnik tizimlarda signallarni qabullash va ishlov berish usullari; radiotexnik tizimlarni xalaqitlardan himoyalash; radiotexnik tizimlarda keng polosali signallar etarli darajada keng yoritilgan.

O‘quv qo‘llanma oliy o‘quv yurtlarining 5350100-“Telekommunikatsiya texnologiyalari”, 5350700-“Radioelektron qurilmalar va tizimlar” bakalavriat ta‘lim yo‘nalishlari va magistratura tegishli mutaxassisliklari talabalari hamda Maxsus fakultetning “Telekommunikatsiya” mutaxassisi kursantlari uchun mo‘ljallangan bo‘lib, undan soha injener-texnik xodimlari va qiziquvchilar ham foydalanishlari mumkin.

UO'K: 621.396.4

KBK: 32.84

KIRISH

XX asr radiotexnik tizimlarning paydo bo'lish va tezkorlik bilan rivojlanish davri bo'ldi. Radiotexnik tizimlarsiz inson faoliyatining va jamiyatning rivojlanishini tasavvur qilib bo'lmaydi. Radiotexnik tizimlardan davlatni boshqarishda, sanoatda, transportda, radioaloqa, radioeshittirish, teleko'rsatuvlar, qishloq xo'jaligida, ta'lim sohasida, ilmiy tadqiqot ishlarida, madaniyatda va boshqa bir qator sohalarda foydalaniladi.

Radiotexnik tizimlarida axborot texnologiyalarini o'rganish radioinjenerlarni tayyorlashda asosiy o'rinni egallaydi. Ammo radiotexnik tizimlar bo'yicha mutaxassislarni tayyorlash ma'lum qiyinchiliklarga duch kelmoqda, bulardan asosiylari quyidagilar hisoblanadi. Turli vazifalarni bajaruvchi radiotexnik tizimlar qo'llanish sohasiga qarab tezkorlik bilan kengayib bormoqda. Masalan, axborot uzatish uchun: troposfera, radiorele, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa, sotali aloqa, radioeshittirish, teleko'rsatuv, radiotelemetriya, radiotelemedisina, radioboshqaruv, radioelektron kurash va boshqalarni keltirish mumkin. Bundan tashqari radiosignallardan foydalanib axborot ajratib olishdan radiolokatsiya, radionavigatsiya, masofadan atrof muhitni tahlil qilish (zondlash), foydali qazilmalarni qidirib topish, yer yuzasi holatini – ko'rinishini aniqlashda, radiotexnik razvedka va boshqa sohalarda ham keng foydalaniladi. Ko'p hollarda ushbu maxsuslashgan radiotexnik tizimlarni alohida-alohida o'rganish unga sarf etilgan vaqt resursini oqlamaydi.

Radiotexnik tizim (RTT) larda foydalanilayotgan axborot texnologiyalari so'nggi 20-25 yilda jadallik bilan rivojlanmoqda. Bunda qatoriga signallarga raqamli ishlov berish va ularni shakllantirish, integral va maxsus amallarni bajaradigan – funksional elektronika, gibrid integral sxemalar, radiotexnik tizimlarning imkoniyatlarini yanada kengaytiruvchi qattiq jism – o'ta yuqori chastota qurilmalaridan foydalanish vaqt birligida ishlov berilishi va foydalanishi mumkin bo'lgan axborot hajmining keskin kattalashishi, natijada bungacha yechilishi kerak bo'lgan bir qator masalalarni hal etish imkoniyati yaratildi.

Ohirgi yillarda adaptiv radiotexnik tizimlarning yaratilishi va undan foydalanish natijasida ular tashqi xalaqitlar ta'sirida ishlashga moslashishi, radioto'lqinlar tarqalish xususiyatlariga moslashishi va boshqalar asosida qo'yilgan vazifani talab darajasida sifatli bajarish imkoniyati paydo bo'ldi.

Yuqorida keltirilgan turli sohalarda foydalanishga mo'ljallangan radiotexnik tizimlar o'zlarining tuzilishlari bo'yicha bir qator umumiy qismlarga ham ega.

Ushbu qo'llanmada asosiy e'tibor raqamli radiotexnik tizimlarning umumiy tuzilish tarkibi, bajaradigan vazifalar turlariga qarab ularning texnik ko'rsatkichlari

va ushbu ko'rsatkichlarni talab darajasida bo'lishini ta'minlash usullariga alohida e'tibor berilgan.

O'quv qo'llanmasiga kiritilgan mavzularning keng qamrovligi natijasida hajmi katta bo'lganligini e'tiborga olib, uni qismlarga bo'lishni loyiq deb topdik.

O'quv qo'llanmasining birinchi qismi 12 bobdan iborat bo'lib, quyidagi mavzularga bag'ishlangan:

- Radiotexnik tizimlar haqida umumiy tushunchalar;
- Radiotexnik tizimlarda signallar va xalaqitlar;
- Uzlüksiz signallarni diskretizatsiyalash va kvantlash;
- Radioto'lqinlarning tarqalishi;
- Antennalarning turlari va asosiy xarakteristikalari;
- Radioto'lqinlarni qabullash va uzatish liniyalari;
- Axborot nazariyasi haqida asosiy tushuncha va ta'riflar;
- Radiotexnik tizimlarda xalaqitbardosh kodlash;
- Axborot kanallarining matematik modellari va ulardagi signal va xalaqit shakli buzilishlari;
- Radiotexnik tizimlarda signallarni qabullash va ishlov berish usullari;
- Radiotexnik tizimlarni xalaqitlardan himoyalash;
- Radiotexnik tizimlarda keng polosali signallar.

Ushbu o'quv qo'llanmasi 1-qismning kirish so'zi, 4-6, 7-12 boblari A.A. Abduazizov va 1-3 boblari Y.T. Yusupov tomonidan yozilgan.

“Radiotexnik tizimlar” o'quv qo'llanmasining qo'lyozmasi bilan tanishib chiqib, unga mazmuniy va uslubiy o'zgartirishlar kiritish haqidagi takliflari uchun TATU “Mobil aloqa texnologiyalari” kafedrasini mudiri t.f.n., dotsent D.A. Davronbekovga, “Teleradioeshittirish tizimlari” kafedrasini mudiri t.f.n., dotsent X.S. Soatovga, TDTU “Radiotexnik qurilmalar va tizimlar” kafedrasini mudiri t.f.d., professor A.M. Nazarovga, t.f.d., professor M.M. Muxitdinovga, t.f.n., dotsent Yu.K. Kamalovga o'z minnatdorchiliklarini bildiradilar. Shuning bilan birga ushbu kitob bilan tanishganlarning ham qo'llanma haqida o'z fikr-mulohazalarini bildirishlarini kutib qoladilar.

1. RADIOTEXNIK TIZIMLAR HAQIDA UMUMIY TUSHUNCHALAR

Ushbu bobda radiotexnik tizim (RTT)larning hozirgi axborot globallashtirish davrida tutgan o'rnini, ularni foydalanish sohasiga, foydalaniladigan chastotalar diapazoniga va tizimda foydalaniladigan signallar tashuvchisini modulyatsiyalash turlariga qarab bir-biridan farqlanishi, shu bilan birga radiotexnik tizimning taktik va texnik xarakteristikalari, ulardagi energetik munosabatlar, bundan tashqari radiotexnik tizimlarning kelajak rivojlanish yo'nalishlari yoritiladi.

1.1. Radiotexnik tizimlarning hozirgi zamon jamiyatida tutgan o'rnini

Insoniyat jamiyati rivojlangan sari, tezkorlik bilan axborot almashishga, ularni turli signallardan ajratib olishga, ularga ishlov berish va turli usullarda ularni saqlash, shu jumladan elektron shaklda saqlashga bo'lgan talab yuqori tezlik bilan oshib bormoqda. Ishlab chiqarish hajmining oshib borishi natijasida ularni yaratishda qatnashadigan mutaxassisliklarning turi va boshqalar ko'payib bormoqda. Ishlab chiqarishning o'sishiga qaraganda, ushbu o'sishni ta'minlash uchun kerak bo'lgan ishlab chiqarishni kengaytirish koeffitsienti kvadratiga teng bo'lgan axborot talab qilinadi. Xo'jalik sohasida axborot almashish har yili 10...15% oshib bormoqda. Xalq xo'jaligini boshqarish, korxonalar, birlashmalar, hattoki kichik fermerlik va ishlab chiqarish korxonalarining bugungi ish faoliyatida ham axborot almashish katta ahamiyatga ega. Shuning uchun ham keyingi yillarda O'zbekistonning hamma davlat boshqaruv organlari, bank tizimi, soliq, axborot resurs markazlarida va boshqalarda tezkorlik bilan axborot almashish imkoniyatini beruvchi yagona davlat axborot almashuv tizimini tashkil etishga, undan keng va samarali foydalanishga katta ahamiyat berilmoqda.

Misol uchun, transport tizimining, aytilsa havo transporti tizimining rivojlanishi ob-havo, samolyotlar qatnovi haqidagi va ularni boshqarishga tegishli axborotlar bilan ta'minlashni talab etadi.

Insonlar yashash sharoitlarining kundan kunga yaxshilanib borayotgani uchun axborotlar almashish hajmining oshishi shu hududda yoki shahar, davlatda yashovchi aholi sonining oshishiga qaraganda yuqori ko'rsatkichlar bilan ortib bormoqda. Jamiyatning tezkorlik bilan rivojlanishida texnik vositalar, birinchi navbatda turli radiotexnik tizimlarning yaratilganligi va kelajagi katta ahamiyatga ega.

Radioaloqa insonning ishlab chiqarish faoliyatida va shaxsiy hayotida katta o'rin egallasa, radioeshittirish va teleko'rsatuv tizimlari ularga yangi xabarlarini yetkazadi, madaniy hordiq chiqarishiga, bilimlar olishiga va boshqa tur axborotlarni u yashayotgan manzil qo'lda bo'lishidan qat'iy nazar olishiga xizmat qiladi. Radiolokatsiya va radionavigatsiya tizimlari esa havo va suv transportini tashkil etishda ularning xavfsiz harakatiga xizmat qiladi.

Radiotexnik tizimlardan medisinada, turli ilmiy-tekshirish ishlarini bajarishda, metrologiyada, geologiyada, fizikada va boshqa turli sohalarda keng

foydalanish ushbu sohalarining o'z oldiga qo'yilgan murakkab muammolarini yechishiga katta hissa qo'shmoqda. Hozirda birorta katta ilmiy salohiyat talab qiladigan fizik yoki medisina, biologiya muammosini yechish turli radioelektron vositalar yordamida amalga oshiriladi.

Radiotexnik tizimlar kosmik fazoni tahlil etishda ham asosiy vosita hisoblanadi. RTTlardan qurolli kuchlar, davlat xavfsizligi, ichki ishlar va favqulodda vaziyatlar organlarida keng foydalaniladi.

Inson faoliyatining deyarli hamma sohalarida radioelektronika yutuqlaridan keng foydalaniladi. Radiotexnika va elektronikasiz jamiyatning rivojlanish kelajagini tasavvur qilib bo'lmaydi.

1.2. Radiotexnik tizimlarning turlarga bo'linishi

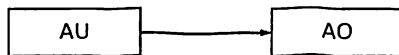
1.2.1. Radiotexnik tizimlarni ularning vazifasiga qarab ajratish

Radiotexnik tizimlarni ularning vazifasiga qarab quyidagi turlarga bo'lish mumkin. Radiotexnik tizimlarni ularning turli belgilariga qarab bir-biridan farqlash mumkin. RTTning asosiy vazifasi iste'molchiga axborot yetkazib berish, shuning uchun uning asosiy belgisi sifatida axborotning mazmuni yoki tizim bajaradigan vazifa tanlanadi.

Yuqoridagilar asosida hamma RTTlarni quyidagi turlarga ajratish mumkin:

- *axborot uzatish tizimi (AUT);*
- *axborotni chiqarib olish tizimi (AChOT);*
- *radioboshqaruv tizimi (RBT);*
- *axborotni buzish tizimi (ABT);*
- *kombinasion tizim (KT) – yuqoridagi vazifalardan ikki va undan ortig'ini bajarishga mo'ljallangan tizim.*

Axborot uzatish tizimlari (AUT). Bu tizimning o'ziga xos xususiyatlaridan biri unda axborot uzatuvchi (AU) va axborotni oluvchi (AO) qismining borligidir (1.1-rasm).

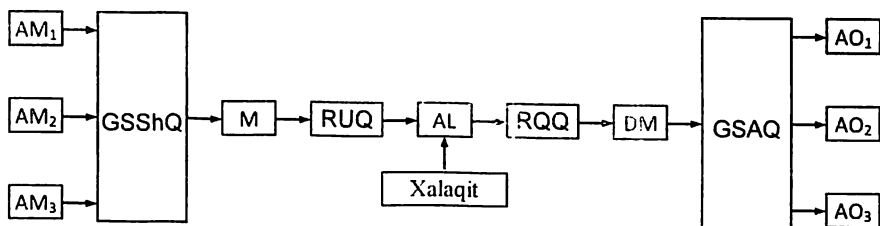


1.1-rasm. Axborot uzatish tizimi

Axborot uzatish tomonida axborot aloqa liniyasi (AL) orqali uzatiladigan radiosignalga aylantiriladi va axborot oluvchiga yetkazib beriladi, qabul qilingan radiosignaldan axborot ajratib olinadi.

1.2-rasmda axborot uzatish tizimining soddalashgan strukturaviy sxemasi keltirilgan. AUT quyidagi qismlardan iborat: axborot manbai (AMb); guruh signalini shakllantiruvchi qurilma (GSShQ) – bir necha axborot manbai signallarini birlashtiruvchi; radiosignalni shakllantiruvchi – modulyator (M); radiouzatish qurilmasi (RUQ); radiosignallarni RUQ chiqishidan radioqabullash

qurilmasi (RQQ) kirishiga yetkazib beruvchi aloqa liniyasi (AL); radioqabullash qurilmasi (RQQ); guruh signalini qayta shakllantiruvchi demodulyator (DM); guruh signallarini ajratish qurilmasi (GSAQ) – guruh signalini alohida birlamchi axborot signallar shakliga keltiruvchi, ushbu GSAQ chiqishidan axborot signali axborotni oluvchi (AO)ga yetkazib beriladi. Axborot oluvchi inson, qandaydir komandani bajaruvchi qurilma (mexanizm), hisoblash mashinasi va hokazolar bo'lishi mumkin.



1.2-rasm. Axborot uzatish tizimining soddalashgan strukturaviy sxemasi

Aloqa liniyasida foydali signalga turli xalaqitlar ta'sir etadi, bular: RTTning ichki shovqinlari; RTT majmuasi tarkibida foydalanilayotgan boshqa RTTlarning nurlatishlari; foydali signal chastotasiga yaqin chastotada ishlayotgan boshqa RUQlarning nurlatishlari; atmosfera va kosmik xalaqitlar, maxsus shakllantirilgan radioxalaqitlar; turli sanoat va medicina qurilmalari tarqatayotgan radionurlanishlar va boshqalar bo'lishi mumkin.

Bajaradigan vazifasiga qarab axborot uzatish tizimlari quyidagilarga ajratiladi: radioaloqa tizimlari; harakatdagi ob'ektlar o'rtasida axborot almashish tizimlari; radiorele aloqasi tizimi; sun'iy yo'ldosh orqali aloqa tizimi; radioeshittirish va teleko'rsatuv tizimlari; radioteleometriya, radioboshqaruv tizimlari va boshqalar.

Axborotni chiqarib olish tizimi (AChOT). Bu tur RTTning o'ziga xos xususiyati shundan iboratki, bu tizimlarda foydali axborot radiosignalda o'z aksini topadi, ya'ni radioto'lqinning tarqalishi (nurlanishi) va radioto'lqinning ob'ektdan qaytishi, yoki RTTga bog'liq bo'lmagan holatda radioto'lqinlarning shakllanishi va tarqalishi (ob'ektlarning tabiiy nurlatishlari, dushman radiotexnik vositalarining radionurlatishlari va shunga o'xshash nurlatishlar).

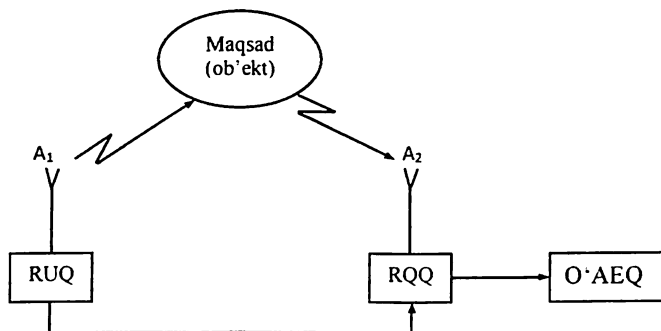
Axborotni chiqarib olish RTTlariga quyidagilar kiradi:

- radiolokatsiya tizimlari (RLT), faol javob radionurlanishlari chiqaruvchi RLTlar bundan mustasno;
- radionavigasion tizimlar (RNT);
- atrof muhitni masofadan zondlovchi tizimlar;
- dushman radiotexnik vositalarini razvedka qiluvchi (izlovchi) tizimlar.

1.3-rasmda radiolokatsiya tizimining soddalashgan funksional sxemasi keltirilgan bo'lib, u radiouzatish qurilmasi, radioto'lqinlarni ob'ekt (maqsad) tomonga nurlatuvchi antenna (A_1), ob'ekt (maqsad)dan qaytgan signalni

qabullovchi antenna (A_2). qabul qilingan signalga ishlov beruvchi RQQ, ob'ekt (maqsad) harakati haqidagi axborot signali qiymatlarini o'lchovchi va aks ettiruvchi qurilma (O'AEQ) lardan iborat.

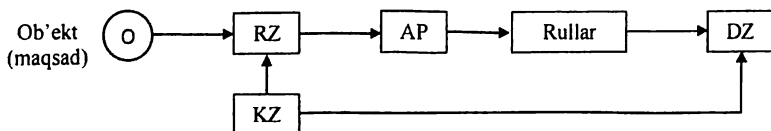
Qabul qilingan signaldan kerakli axborotni chiqarib olish RTTning xususiy xalaqitlari ta'sir etgan, shu bilan birga boshqa radioelektron vositalar (REV) va RLS ish holatini keskin yomonlashtirish uchun dushman tomonidan maxsus shakllantirilgan xalaqitlar mavjud bo'lgan holatda amalga oshiriladi.



1.3-rasm. Radiolokatsiya tizimining soddalashgan strukturaviy sxemasi

Radioboshqaruv tizimlari (RBT). Bu tur RTTlari harakatdagi ob'ektlar (raketalar. Yer sun'iy yo'ldoshlari), kosmik kemalar (apparatlar), samolyotlar, paroxodlar va boshqalarni masofadan boshqarishga xizmat qiladi. Bu tur RTTlarning o'ziga xos xususiyatlari shundan iboratki, bunda boshqarilayotgan ob'ektda joylashgan radiotexnik tizimi uni boshqarayotgan RTTga o'zining boshqarilayotgani haqidagi signalni muntazam yetkazib turadi, ushbu signal asosida boshqaruvchi RTT o'z boshqaruvchi signaliga muntazam ravishda tuzatishlar kiritib boradi.

1.4-rasmda raketaning ob'ekt (maqsad)ga o'zini-o'zi sozlab boradigan radioboshqaruv RTTning soddalashgan strukturaviy sxemasi keltirilgan. Bu tizim raketa va ob'ektning fazodagi o'zaro joylashganlik holati va harakati haqidagi signalni shakllantiruvchi – raketada joylashgan avtopilot (AP)ga uni boshqaruvchi komanda (signal)ni muntazam berib turishga xizmat qiladigan radiotexnik zveno (RZ) bo'lib, u AP rulini boshqaradi.



1.4-rasm. Radioboshqaruv tizimining soddalashgan strukturaviy sxemasi

Ushbu 1.4-rasmdagi dinamik zveno (DZ) raketaning uni boshqarayotgan RTTga o'z aks ta'siri signalini shakllantiradi: kinematik zveno (KZ) raketaning fazodagi holati va harakatini ob'ekt (maqsad) ga nisbatan o'zgarishini muntazam ravishda aniqlab boradi va bu haqidagi signalni RZga berib boradi. Ob'ekt va raketa holati haqidagi I_m va I_r axborotga RZda ishlov beriladi.

Axborotni buzish tizimi (ABT). Bu tur RTTlar dushman RTTlarining ish holatini yomonlashtirishga yo'naltirilgan bo'lib, u dushman RTTning normal ish holatini yomonlashtiruvchi maxsus shakllantirilgan radioto'liqlarni tarqatadi.

Kombinasion tizimlar (KT). Bu tizimlar qatoriga faol javobli RLS kiradi. Bu tur RTTlari axborotni chiqarib olish va uzatish amallarini bajaradilar.

Yuqorida keltirilgan RTTlarni turlarga ajratish qat'iy emas. Amalda foydalanadigan RTTlar bir necha tur RTTlar bajaradigan vazifalarni bajarishlari mumkin. Misol uchun, radioboshqaruv RTTi tarkibiga axborotni chiqarib olish radiolokatsiya va radionavigatsiya RTTlari hamda axborotni uzatish radiotelemetriya, komandalarni uzatish RTTlardan iborat bo'lishi mumkin.

1.2.2. Radiotexnik tizimlarni uzatiladigan xabar turiga qarab ajratish

Turli radiotexnik tizimlarda axborotlarni uzatish, axborotni chiqarib olish, axborotga ishlov berish va zahiralash jarayonida (xabarlarni elektr signallari bilan almashtirishda, radiouzatish qurilmalarida, modulyatorlarda, demodulyatorlarda) turli signallardan foydalaniladi.

Uzatiladigan xabar va signal turiga qarab RTTlar quyidagicha bo'linadi:

- *uzluksiz;*
- *impulsl;*
- *raqamli.*

Uzluksiz RTTlarda xabarlarga ishlov berish uzluksiz bo'lib, radiosignalning bir yoki bir necha parametrining uzluksiz o'zgarishida o'z aksini topadi. Bu tur tizimlarga radioeshittirish va teleko'rsatuv (analog signallarga asoslangan) tizimlari va ba'zi radionavigatsiya RTTlari va boshqalar kiradi.

Impulsl RTTlarda uzatilayotgan axborot impulssimon radiosignallarning biron-bir parametrlarining mos ravishda o'zgarishida o'z aksini topadi. Bu tur RTTlarga impulsl signallardan foydalanishga asoslangan RLSlar va impulslar ketma-ketligini birlamchi xabar signaliga mos ravishda modulyatsiyalashga asoslangan RTTlar kiradi.

Raqamli RTTlarda xabarlar kodlar kombinatsiyalari ko'rinishida uzatiladi va qabul qilib olinadi, dekoder yordamida birlamchi diskret xabarning diskret elementlari yoki uzluksiz xabar qayta tiklanadi. Bir-biridan farqlanuvchi kod simvollar (elementar signallari) kod asosi deb ataladi. Kod simvollar turli bir-biridan ajratib olinishi mumkin bo'lgan radiosignallar ko'rinishida uzatiladi.

1.2.3. Radiotexnik tizimlarni foydalaniladigan chastotalar asosida turlarga ajratish

Radiotexnik tizimlar 3 kHz dan 300 GHz chastotalar diapazonida ishlashi mumkin. RTT tashuvchisi chastotasi ko'p hollarda uning xususiyatlari va imkoniyatlarini belgilab beradi. RTT ishlash chastotasi radioto'lqinlarning tarqalishi, aks etishi va yoyilishiga ta'sir ko'rsatadi. Shuning uchun chastotalar diapazoni qismlarga bo'lingan bo'lib, ularning har birida radioto'lqinlar ma'lum bir asosiy xususiyatlarga ega (1.1-jadval).

1.1-jadval

Chastotalar diapazonining bo'linishi

TR	Radiochastotalar diapazoni nomalanishi	Diapazon chegarasi	Radioto'lqinlar diapazoni nomalanishi	Diapazon chegarasi	Foydalanish sohasi
1	Haddan tashqari past chastota (HTPCh)	3...30 Hz	Dekamegametrlar	$10^5 \dots 10^4$ km	-
2	Juda juda past chastota (JJPCh)	30...300 Hz	Megametrlar	$10^4 \dots 10^3$ km	-
3	Infra past chastota (IPCh)	300...3000 Hz	Gektokilometrlar	$10^3 \dots 10^2$ km	-
4	Juda past chastota (JPCh)	3...30 kHz	Miriametrlar	100...10 km	-
5	Past chastota (PCh)	30...300 kHz	Kilometrlar	10...1 km	Uzoq masofa radionavigatsiyasi
6	O'rta chastota (O'Ch)	300...3000 kHz	Gektometrlar	1000...100 m	Radioeshitirish
7	Yuqori chastota (YuCh)	3...30 MHz	Dekametrlar	100...10 m	Radioesh-sh, gidro meteo va aviatsiya uchish xizmati
8	Juda yuqori chastota (JYuCh)	30...300 MHz	Metrlar	10...1 m	Radioesh-sh, mobil radioaloqa, radioxavaskorlar aloqasi (27 MHz diapazon)
9	Ultra yuqori chastota (UYuCh)	300...3000 MHz	Detsimetrlar	100...10 sm	UQD-ChM radioesh-shi, teleko'rsatuv, mobil aloqa, samolyot radioaloqasi
10	O'ta yuqori chastota (O'YuCh)	3...30 GHz	Santimetrlar	10...1 sm	Teleko'rsatuv, kosmik radioaloqa va radionavigatsiya, mobil aloqa, radiolokatsiya
11	Haddan tashqari yuqori chastota (HTYuCh)	30...300 GHz	Millimetrlar	10...1 mm	Kosmik radioaloqa, radionavigatsiya.

					radiolokatsiya, radioastronomiya
12	Giper yuqori chastota (GYuCh)	300...3000 GHz	Detsimillimetrlar	1...0,1 mm	Kosmik radioaloqa, radiolokatsiya, radioastronomiya, radiooptik aloqa

Miriametrlri to'liqlinlar tuproq va suv ostiga kirib borish, Yer sharini o'rab tarqalish, kunduz va kechasi ionosferadan aks etib qaytish, turli ob'ektlardan aks etib qaytmasdan uni o'rab tarqalish xususiyatiga ega.

Kilometrli to'liqlinlarni Yer yutadi va qisman uni qamrab tarqaladi, kechasi ionosferadan aks etib qaytish, turli ob'ektlarni o'rab, undan aks etmasdan tarqalish xususiyatiga ega.

Gektometrli to'liqlinlar Yer tomonidan yutiladi, kechasi ionosferadan juda yaxshi aks etib qaytib, ob'ektlardan aks etib qaytmasdan uni o'rab tarqalish xususiyatiga ega.

Dekametrlri to'liqlinlar Yerda juda katta so'nadi, ionosferada radiosignal chastotasiga bog'liq ravishda turlicha (tanlovchan) so'nadi, oddiy ob'ektlardan kuchsiz aks etib tarqaladi.

Metrlri to'liqlinlar Yerda juda katta so'nadi, ionosferadan aks etib qaytmaydi, to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish masofasida tarqaladi, oddiy ob'ektlardan yuqori darajada aks etib tarqaladi.

Detsimetrli to'liqlinlar faqat to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish masofasida tarqaladi, oddiy ob'ektlardan juda yuqori darajada aks etib tarqaladi.

Santimetrli to'liqlinlar faqat to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish masofasida tarqaladi, ob'ektlardan juda yuqori darajada aks etib tarqaladi. Radioto'liqlinlarni yuqori darajada yo'naltirilganlik bilan tarqalishiga va qabullanishiga erishish mumkin.

Millimetrli to'liqlinlar atmosferada juda yuqori darajada so'nadi, yuqori darajada yo'naltirilganlik bilan tarqalish va qabullashga erishish mumkin.

Radiotexnik tizimlarda, ko'p hollarda juda yuqori chastota (JYuCh), ultra yuqori chastota (UYuCh) va o'ta yuqori chastota (O'YuCh) diapazoni chastotalaridan foydalaniladi. Bu diapazonlarning radioto'liqlinlari ob'ektlardan aks etib tarqalishi juda yuqori bo'lib, bu diapazon antennalari kichik o'lchamli – ixcham bo'lib, yuqori yo'naltirilganlik bilan tarqalish va qabullanish xususiyatiga ega.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, turli RTTlarda u yoki bu chastotalar diapazonidan foydalanish va chastotalar spektrining kengligi Xalqaro elektraloqa ittifoqi (XEI) ning Xalqaro radiochastotalarni taqsimlash komissiyasi (XRTK) tomonidan belgilanadi. Bunday cheklanishlar radiosignal shakliga, RTTni yaratishga va natijada uning texnik xarakteristikalariga ta'sir etadi.

1.2.4. Radiotexnik tizimlarni uni radiosignalining modulyatsiyalanadigan parametriga qarab turlarga ajratish

Axborotni chiqarib olishga asoslangan RTTlar radiosignalining axborot parametriga bog'liq ravishda amplitudaviy, chastotaviy va fazaviy tizimlar sifatida bir-biridan farqlanadi. Bulardan birinchisi amplitudaviy RTTlarga yo'naltirilgan diagrammali antenna yordamida radiosignal kelayotgan yo'nalishni aniqlash tizimi, fazaviy RTTga radionavigatsiya tizimlari va chastotaviy RTTga doppler effekti asosida uchayotgan ob'ektning radial tezligini o'lchash tizimini misol shaklida keltirish mumkin.

Axborot uzatish RTTlarida radiosignallar yuqori chastotali tashuvchisining parametrlaridan birini yoki ba'zi hollarda ikkitasini uzatilayotgan xabar o'zgarishiga mos ravishda o'zgartirish natijasida shakllantiriladi. Tashuvchining parametrlaridan birini uzatiladigan uzluksiz xabarga mos ravishda o'zgartirish jarayoni modulyatsiya deb ataladi. Agar modulyatsiyalovchi xabar diskret bo'lsa, u holda bu jarayon manipulyatsiya deb ataladi. Agar yuqori chastotali tashuvchi sifatida garmonik shakldagi tebranishlardan foydalanilsa, u holda modulyatsiyalanuvchi parametr uning amplitudasi, chastotasi yoki fazasi bo'lishi mumkin. Yuqoridagilar asosida RTTlar amplitudasi, chastotasi yoki fazasi modulyatsiyalangan tizimlar deb ataladi.

Tashuvchisi sifatida impulslar ketma-ketligidan foydalaniladigan RTTlarda impulsning amplitudasi, takrorlanish chastotasi, kengligi yoki takt liniyasiga nisbatan fazasining joylashishini uzatiladigan xabar signaliga mos ravishda o'zgartirish jarayoni orqali modulyatsiya amalga oshiriladi. Ba'zi hollarda impulslar ketma-ketligidagi pauza (sokinlik) "0" va tokli impulslar ketma-ketligini uzatiladigan diskret xabarga mos ravishda o'zgartirilib, manipulyatsiya (kodlash) jarayoni amalga oshiriladi.

Impulslari radiotexnik tizimlarda yuqorida keltirilganlarga asosan axborot uzatish uchun quyidagi modulyatsiya turlaridan foydalaniladi:

- *impuls amplitudasi modulyatsiyasi (IAM)*;
- *impuls kengligi modulyatsiyasi (IKM)*;
- *impuls chastotasi modulyatsiyasi (IChM)*;
- *impuls fazasi modulyatsiyasi (IFM)*;
- *impuls kod modulyatsiyasi (IKM)*.

RTTlarda bundan tashqari yangi murakkab modulyatsiya turlaridan foydalaniladi. Raqamli radiotexnik tizimlarda axborot uzatish uchun: nisbiy faza manipulyatsiyasi (NFMP), chastota manipulyatsiyasi (ChMp), amplituda manipulyatsiyasi (AMP) va boshqa murakkab modulyatsiya turlaridan ham foydalaniladi.

RTTlarning ularda axborot uzatish uchun foydalaniladigan radiosignallar turlariga qarab farqlanishidan ularning o'ziga xos xususiyatlarini aniqlash va natijalaridan ularni loyihalashda foydalanish mumkin bo'ladi.

1.3. Radiotexnik tizimlarning taktika-texnik xarakteristikalari

RTTlarining asosiy xarakteristikalarini ikki guruhga bo'lish mumkin:

– *taktik xarakteristikalar*, bularga: RTTning ta'sir etish (axborot uzatish) hududi, axborot uzatish aniqligi, axborot uzatish xalaqitbardoshligi, axborot o'tkaza olish imkoniyati, sezgirligi, elektromagnit moslashuviga tegishli parametrlari va boshqalar kiradi;

– *texnik xarakteristikalar*, bularga: RTTning asosiy xususiyatini ko'rsatuvchi parametrlar kiradi, ya'ni foydalaniladigan chastota qiymati va chastotaning barqarorligi (stabilligi), modulyatsiya turi va modulyatsiyalangan signal parametrlari, antennasining yo'naltirilganlik diagrammasi, radiouzatgichining chiqish quvvati, radioqabullagichining sezgirligi va boshqalar kiradi.

RTTning texnik parametrlari uning texnik parametrlarini talab darajasida bo'lishini ta'minlovchi vositalarni anglatadi. Texnik parametrlarning talab etiladiganidan har qanday farqlanishi uning taktik parametrlariga salbiy ta'sir ko'rsatadi, natijada RTTning texnik parametrlari ruxsat etilgan, belgilangan qiymatidan katta miqdorda o'zgarishiga, ish sifati ko'rsatkichlarining keskin yomonlashuviga va RTT axborot uzatishga yaroqsiz holatga kelishiga sabab bo'ladi.

Radiotexnik tizimlarning asosiy xarakteristikalarini ko'rib chiqamiz.

RTTning ta'sir hududi – bu fazoning axborotni uzatish va qabul qilib olish, ajratib olish yoki buzish hududi, yoki qandaydir ob'ektni boshqarish hududi. Sferik koordinatalar tizimida bu eng yaqin va eng uzoq masofa, azimut va ob'ekt joylashgan joyning chegaraviy qiymatlari orqali baholanadi. Ba'zi hollarda RTT radiosignali ta'sir hududini ko'p o'lchamli fazo deb hisoblash va uning koordinatalari sifatida ob'ektgacha bo'lgan masofa, azimut burchaklari va ob'ekt joylashgan nuqta, shu bilan birga uning harakat tezligi va tezlanishini qabul qilish kerak bo'ladi. Bunday holat ob'ekt harakatlanish tezligi va tezlanishi ma'lum bir miqdordan katta bo'lmaganda uni radioboshqaruv tizimining talab darajasida ishlashini ta'minlaydi.

Xuddi shunga o'xshash Doppler effektiga asoslangan RLSlarda harakatdagi ob'ektlarni harakatsiz yoki sekin harakatlanuvchi aks ettiruvchi vositalarga nisbatan aniqlash ular orasidagi nisbiy harakat tezligini aniqlash orqali amalga oshiriladi. Shuning uchun RLSning ta'sir hududini aniqlashga kerak bo'ladigan to'rtinchi koordinata sifatida ob'ektning radial tezligi olinadi.

Axborot uzatish RTTlari uchun uning ishlash hududi qabul qilingan signalning asliga mosligini ta'minlovchi hudud bilan chegaralanadi. Bu masofa hozirda yuz million kilometrlardan iborat, misol uchun kosmik apparatlar bilan aloqa o'rnatishda foydalaniladigan radiotexnik tizimlar.

RLS uchun uning qo'llanish hududi ob'ektni ishonchli aniqlash maksimal uzoqligi bilan va ob'ektni aniqlash imkoniyati bo'lmaydigan eng kichik (minimal – o'lik hudud) masofa bilan, RLS antenasi yo'naltirilganlik diagrammasining

azimuti burchagi chegaraviy qiymati va joy koordinatalari, skanerlash chegarasi bilan aniqlanadi.

RTTning ajratish xususiyati uni radiosignaldagi bir-biridan kam farqlanuvchi xabarlarini ajratish va ularni qayta aks ettirish qobiliyatini belgilaydi. Bu parametrlar bir-biridan juda oz farqlanuvchi chastotalar, vaqt bo'yicha kechikish yoki radiosignal kelayotgan turli yo'nalishlar bo'lishi mumkin.

Qabul qilib olinayotgan axborotning aniqligi olingan axborotning ma'lum bir xarakteristikalarini: xalaqitbardoshlik, aloqa o'rnatish masofasi va RTTdan foydalanish sharoitlariga bog'liq. Agar axborot qandaydir diskret qiymatlarning o'zgarishi bilan bog'liq bo'lsa, u holda RTTning ishlash sifatini to'g'ri yoki xato qabul qilinganlik ehtimolligi bilan baholash mumkin, masalan, diskret xabarlarini uzatish radiotexnik tizimlarida.

Uzluksiz (analog) xabarlarini uzatish RTTlarida xatolikning qiymati ham uzluksiz o'zgaruvchi ko'rinishga ega bo'lib, bu xatoligni absolyut xatolik

$$\varepsilon_x = v(t) - u(t)$$

yoki o'rtacha kvadratik xatolik

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

orqali aniqlash mumkin.

Xatoliklar – qabul qilingan xabarning aslida uzatilgan xabardan farqlanishi davriy takrorlanuvchi yoki tasodifiy ko'rinishda bo'lishi mumkin. Davriy takrorlanuvchi xatoliklar aniq bir qonuniyatga bo'ysunadi, uning sabablari ham ma'lum bir qonuniyatga bo'ysunadi va uning sabablari ma'lum bo'ladi. Shuning uchun bu sabablarni RTTni loyihalash ishlarini amalga oshirish, ularni tajriba usullari va hisoblashlar orqali aniqlash mumkin. Tasodifiy xatoliklar – qabullash qurilmasining xususiy shovqinlari, radioto'lqinlar tarqalayotgan muhitdagi xalaqitlar, ob'ektdan aks etib qaytayotgan radioto'lqinlarning tasodifiy o'zgarishlari va shunga o'xshashlar. Tasodifiy xalaqitlarning asosiy xarakteristikalaridan biri, bu uning zichligi taqsimoti qonuni, o'rtacha matematik qiymati, korrelyatsiya funksiyasi yoki quvvatining spektral zichligi hisoblanadi.

RTTning axborot o'tkazish imkoniyati – bu tizim orqali vaqt birligida uzatilishi (qabul qilib olinishi) mumkin bo'lgan axborotning maksimal qiymati. Odatda axborot uzatish imkoniyati tushunchasi axborot uzatish RTTlari va radiolokatsiya tizimlariga nisbatan qo'llaniladi.

RTTning tezkorligi – bu uning kirishiga bitta sakrashli impuls signal berilganda o'tish jarayonining davomiyligi orqali aniqlanadi. Tezkorlik tushunchasi radioboshqaruv RTTlariga nisbatan qo'llaniladi. Bunda, tezkorlik deganda RTTning kirishiga berilgan tez o'zgaruvchi signalning o'zgarishini kechikishsiz kuzatish qiymati tushuniladi.

Xalaqitbardoshlik deganda RTTning xalaqitlar ta'siri ostida o'z sifat ko'rsatkichlarini saqlab qolish qobiliyati tushuniladi. Misol uchun RTTning ishlash aniqligi, qabul qilingan xabarning asliga mosligi, masofani o'lchash aniqligi va shu

kabilar. Xalaqitbardoshlik kodlash turi, modulyatsiya shakli, qabullash usuli, qabullash qurilmasi kirishidagi signal-xalaqit quvvatlari nisbati va foydalanilayotgan signallarning bir-biridan farqlanish darajasiga bog'liq. Diskret xabarlarini uzatish RTTlarida xalaqitbardoshlik qabul qilish qurilmasi kirishida signal-xalaqit o'rtacha quvvatining talab etiladigan ehtimolligini ta'minlovchi nisbati bilan belgilanadi.

Uzluksiz xabarlarini uzatish RTTlarida xalaqitbardoshlik tizimdan talab etiladigan xalaqitbardoshlikni ta'minlovchi qabullash qurilmasi kirishidagi signal va xalaqitlar o'rtacha quvvati nisbatida aniqlanadigan o'rtacha kvadratik xatolik bilan baholanadi.

RTTlarni o'zaro taqqoslashda umumlashgan yutuq ko'rsatkichidan foydalaniladi. Umumlashgan yutuq quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$\gamma_u = \frac{(P_c/P_{sh})_{chiq} F_{xusus}}{(P_c/P_{sh})_{kir} F_s}, \quad (1.1)$$

bunda $(P_c/P_{sh})_{chiq}$, $(P_c/P_{sh})_{kir}$ – qabullash qurilmasi chiqishi va kirishidagi signal-shovqin nisbati; F_{xusus} , F_s – uzatilayotgan xabar va unga mos signal spektri kengligi.

RTTning elektromagnit moslashuvi deganda uning mavjud elektromagnit muhitda o'z vazifasini talab etiladigan darajadagi sifat bilan bajarish va boshqa radioelektron vositalariga ruxsat etilganidan ortiq xalaqitlar bilan ta'sir etmaslik xususiyati tushuniladi.

RTTning ishonchiligi – bu RTTning talab etiladigan vaqt davomida o'z vazifasini saqlab qolgan holda texnik foydalanishga yaroqli bo'lish qobiliyatini anglatadi.

RTTning yashirinligi deganda uning signali va joylashgan nuqtasini aniqlash (energetik yashirinlik), tarkibini aniqlash (tarkibiy yashirinlik), radiosignalni xabarotni ajratib olish (xabarot yashirinligi) kabi radiotexnik xurujlarga nisbatan qarshilik ko'rsata olish imkoniyati tushuniladi.

RTTning yashirinligini oshirishga nurlatilayotgan signal quvvatini iloji boricha kamaytirish, radiosignalni nurlatish davomiyligini qisqartirish, radiosignal tarkibini murakkablashtirish va radiosignalning parametrlarini xabarot uzatish davrida tasodifiysimon o'zgartirish orqali erishish mumkin.

RTTning og'irligi, o'lchamlari, u talab qiladigan elektr quvvati, uni joylashtirish va texnik foydalanish kabi ko'rsatkichlari RTTni harakatlanuvchi texnikaga o'rnatishda qulayliklar yaratadi. RTTning kelajagi uni uzoq muddat davomida jamiyatga xizmat qilish imkoniyatini bildiradi.

RTTning yuqorida keltirilgan xarakteristikalarining ko'pchiligi uning sifat ko'rsatkichlari hisoblanadi. Misol uchun, aloqa o'rnatish masofasining uzoqligi, xalaqitbardoshlik, qabul qilingan xabarning asliga mosligi, xabar o'tkazish qobiliyati va boshqalar.

RTTning xarakteristika va sifat ko'rsatkichlarini ta'lim etishda va ularni yaxshilashga yo'naltirilgan chora-tadbirlarni ishlab chiqishda tabiiy cheklanishlarga e'tibor berish kerak. Bu cheklanishlarga quyidagilar kiradi:

Quyida radiosignalni nurlatish va ob'ektdan qaytgan signalni qabullash uchun yagona kuchaytirish koeffitsienti G_u bo'lgan impulsli radiolokatsiya liniyasini energetik hisoblash usulini ko'rib chiqamiz. Bunda P_u – uzatish qurilmasining chiqish quvvati va τ_i – radioimpuls signal davomiyligi.

Ob'ekt joylashgan joyda radiosignal oqimi quvvati zichligi quyidagi tenglik orqali aniqlanadi:

$$P = \frac{P_u \eta_u G_u}{4\pi r^2}.$$

Ob'ektdan qaytgan signal quvvati quyidagi ifoda yordamida hisoblanadi:

$$P_{qayt} = P \sigma_{yu} = \frac{P_u \eta_u G_u \sigma_{yu}}{4\pi r^2},$$

bunda, σ_{yu} – ob'ektning radiosignalni qayta aks ettirish (nurlatish) yuzasining effektiv yuzasi.

Ob'ektdan qayta nurlatilgan signal elektromagnit energiyasi hamma tomonga bir xil tarqalayotgan holat uchun ushbu signalni qabullash nuqtasidagi signal oqimi quvvat zichligi quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$P_q = \frac{P_{qayt}}{4\pi r^2} = \frac{P_u \eta_u G_u \sigma_y}{(4\pi r^2)^2}.$$

Qabullash qurilmasi kirishidagi signal quvvati

$$P_{s\ kir} = P_{qq} S_{qq} = \frac{P_u \eta_u^2 G_u \sigma_{yu} S_{qq}}{(4\pi r^2)^2} = \frac{P_u \eta_u^2 G_u^2 \lambda^2 \sigma_y}{(4\pi)^3 r^4}$$

ga teng bo'ladi va bo'sh (ochiq) fazo uchun radiolokatsiya tenglamasi quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$P_{s\ kir} = \frac{P_u \eta_u^2 G_u^2 \lambda^2 \sigma_y}{(4\pi)^3 r^4}. \quad (1.7)$$

Ushbu ochiq fazo uchun radiolokatsiya tenglamasi (1.7) dan ko'rinadiki, radiolokatsiya signali qabullagichi kirishidagi signal quvvati uzatkich va qabullagichlar orasidagi masofaning to'rtinchi darajasiga teskari proporsional.

Telekommunikatsiya sohasining rivojlanishida harakatdagi – mobil radioaloqa tizimining rivoji muhim o'rin egalladi. Harakatdagi – mobil (sotali) aloqa tizimlarining rivojlanishi aholi zichligi uncha katta bo'lmagan hududlar, kichik shahar va qishloqlar bilan doimiy aloqa o'rnatish – axborot almashish imkoniyatini yaratadi.

Mamlakat hududida va chet mamlakatlar bilan axborot ayirboshlashda xujjatli elektraloqa tizimi muhim o'rin egallaydi. Keyingi 20 yilda yurtimizda axborot ayirboshlashga bo'lgan talab katta jadallik bilan oshdi va xujjatli elektraloqa xizmatining turlari va hajmi keskin oshdi. Bunda Halqaro "Teleks" telegraf tarmog'i keng rivojlandi. Faksimil (tasvir) axborotlarini uzatish tarmog'i, Internet va keng polosali simsiz radioaloqa tizimlari keng rivojlandi. Natijada mamlakatlar, korxonalar, alohida insonlar o'rtasida tezkor axborot almashish imkoniyati yaratildi.

Halqaro va shaharlararo telefon-telegraf aloqasini, radioeshittirish va teleko'rsatuvlarni tashkil etishda Yer sun'iy yo'ldoshi orqali aloqa tizimi muhim o'rin egallaydi. Yer sun'iy yo'ldoshi orqali aloqa o'rnatish hududi juda katta va aholisi nisbatan zich bo'lmagan, tabiati sovuq, transprot tarmog'i rivojlanmagan joylar bilan aloqa o'rnatishda yagona radioaloqa tizimi hisoblanadi. Yer sun'iy yo'ldoshi orqali nafaqat telefon aloqasi, shu bilan birga Rossiya, shimoliy Amerika va boshqa davlatlar bilan radio va teledasturlar ayirboshlashga ham xizmat qiladi. O'zbekistonda ham olis qishloqlar va aholisi zich bo'lmagan joylarga respublikaning bir necha radio va teledasturlari Yer sun'iy yo'ldoshi orqali yetkazib beriladi. Respublikada raqamli teleko'rsatuvga o'tish natijasida hozirgi ikki teledastur o'rniga kamida 10-12 ta respublika va boshqa davlatlar teledasturlarini respublikaning uzoq hududlariga sun'iy yo'ldosh orqali yetkazib berish va joylarda bu teledasturlarni kichik quvvatli televizion uzatkichlar orqali efirga tarqatish imkoniyati paydo bo'ldi. Unuman sun'iy yo'ldosh orqali aloqa tarmoqlari orqali qo'shimcha aloqa liniyalari, harakatdagi mobil aloqa tizimlari orqali axborot ayirboshlash, halqaro sun'iy yo'ldosh orqali katta hajmdagi axborotlarni uzatish va qabul qilish imkoniyati hozirgi kunda yo'lga qo'yilgan.

Radio va simli aloqa tizimining ohirgi yutuqlaridan biri bu axborotlarni telematika tizimlari orqali uzatish bo'lib, bu EHM va yangi aloqa tizimlarining bir-biri bilan qo'shilib aholiga yangi tur xizmatlarni ko'rsatish va kundan-kunga axborot almashlashga bo'lgan aholi talabini qondirishga yo'naltirilgan aloqa tarmoqlarining qurilayotgani va foydalanishi hisoblanadi.

Hozirda radiolokatsiya va radionavigatsiya tizimlari ham tezkorlik bilan yangidan-yangi yuqori darajadagi texnik talablarga javob berish imkoniyatiga ega bo'ldi. Zamonaviy RLSlar ilgari yakka shaklda mavjud bo'lgan stansiyalarga nisbatan keng va juda keng polosa signallardan foydalanishga asoslangan bo'lib, ular yuqori darajada qaytgan radiolokatsiya signallaridan kerakli axborotlarni yuqori aniqlik bilan, misol uchun ob'ektga bo'lgan masofani, ob'ekt harakatlanish tezligi va tezlanishini, ba'zi hollarda ob'ekt qanday materiallar bilan qoplanganligini aniqlash imkoniyatini beradi. Bunga qabul qilingan signallarga kogerent va raqamli ishlov berish, katta davomiylikka ega bo'lgan signallar va yo'naltirilganlik diagrammasi o'ta tor bo'lgan antennalardan foydalanishlar asosida erishilgan.

Zamonaviy RLSlar o'lchanadigan koordinatalar sonini oshirish (misol uchun, uch koordinatali RLS), ob'ektni va atrofni zondlashda ko'p rejimlilikni qo'llash, signallar kogerentligini ta'minlash, ob'ektlar joylashishi mumkin bo'lgan hududda ob'ektlar trassasini yaratish, elektr energiyasidan tejamkorlik bilan foydalanish, zamonaviy murakkab panjarasimon antennalar bilan bir qatorda yo'naltirilganlik diagrammalarining yon tomon yaproqchalari kichiklashtirilgan nisbatan arzon antennalardan foydalanish, RLSlarining ishonchliligi va texnik foydalanish muddatini oshirish, ularda yuzaga keladigan nosozliklarni oldindan tashxis qilib berish va normal ish holatiga qaytarish, RLSdan foydalanishda qatnashadigan mutaxassislar sonini qisqartirish, RLSlarni masofadan turib

boshqarish orqali RLSni to'g'ridan-to'g'ri boshqaruvchi mutaxassislar sonini qisqartirishga yo'naltirilgan.

Yer yuzidan uncha uzoq bo'lmagan masofada uchuvchi ob'ektlarni aniqlashda va uning ko'rsatkichlarini o'lchashda balandligi 10...20 m bo'lgan macthalarga o'rnatilgan RLSlardan foydalaniladi.

Hozirda faol javob beruvchi RLSlarning texnik ko'rsatkichlarini yanada yaxshilashga ham alohida ahamiyat berilmoqda. Bunday RLS tizimiga havo harakati (samolyotlar, raketalar uchishi)ni ta'minlovchi tizim kiradi. Ko'p tur RLSlar turli davlatlarning uchish apparatlari qaysi davlatga tegishli ekanligini aniqlovchi alohida kanallarga ega. Bu tur RLSlarning xalaqitlardan himoyalanganligi yuqori darajada bo'lishi, radiosignallar ta'sirida o'z-o'zidan harakatga keluvchi snaryadlarni aniqlashda ham yuqori darajadagi talablarga javob berishi kerak. Keyingi davrda aniqlanishi qiyin bo'lgan uchuvchi ob'ektlarni aniqlashda to'liq uzunligi metrlar diapazonida bo'lgan signallardan foydalaniladigan RLSlardan foydalanilmoqda. RLSlar qaysi chastotalar diapazonida ishlashidan qat'iy nazar uchayotgan ob'ektni (kerak hollarda uni turini) aniqlash imkoniyatiga ega bo'lishi ta'minlanmoqda.

Ohirgi yillarda yer ostini radiolokatsiya qilishga alohida qiziqish bildirilmoqda. Bu tur radiolokasion stansiyalar – georadarlar ham radiolokatsiyaning asosiy prinsiplariga asoslangan. Bunda uzatuvchi antenna davomiyligi o'ta qisqa 10...15 davrga ega bo'lgan kvazigarmonik (garmonik signalga o'xshash) elektromagnit impuls signallarini nurlatadi. Bu tur signallar o'ta keng polosali signallar turiga kiradi, bunday signallar polosasining kengligini uning maksimal chastotasiga nisbati birga yaqin bo'ladi. Bu signalning o'rtacha chastotasi va davomiyligi zondlash talab etiladigan yer qatlami chuqurligiga va georadarining zondlash aniqligiga bog'liq. Uzatuvchi antenna bilan Yer ostiga nurlatilgan signal yer ostining zichligi, tarkibi turlicha qatlamlaridan qaytadi va signalni qabullash antenasi qabul qilib oladi. Bu signalga ishlov berish natijasida olingan axborot monitorida o'z aksini topadi.

Yer ostini radiolokatsiya qilishdan geofizikada, muhandislik geologiyasida, yo'l, sanoat va aholiga uy-joy qurilishlarida, arxeologiyada, quyosh tizimi planetalari va ularning yo'ldoshlarini kosmosdan tadqiqot qilishda, mudofaa ishlarida va boshqa sohalarda foydalaniladi. Yer osti radiolokatsiyasidan yer osti qatlamlarining geologik kesimlarini, yer osti suv xavzalarining shaklini, yer osti suvlarining sathini aniqlashda, yer ostidagi turli foydali qazilmalar joylashgan hudud chegaralarini, chuchuk suv xavzalaridagi suv qatlamining qalinligini va okeanlardagi muzliklar o'lchamlarini aniqlashda, yer ostidagi turli kommunikatsiya tizimlari (vodoprovod temir va plastik trubalari, elektr va aloqa kabellari) joylashgan joy va uning qanday chuqurlikda ekanligi, beton konstuksiyalar: ko'priklar, suv dambalari va platinalari holatini uzluksiz kuzatib, nazorat qilib borishda, neft-moy mahsulotlari trubasini teshib chiqqan joylarni, ekologik nuqtai nazardan katta xavfga ega bo'lgan zaharli moddalar ko'milgan joylarni, arxeologik ob'ektlarni, torfli, qumli, ohakli va yer ostidagi muz

qatlamlarini aniqlashda keng foydalaniladi. Mudofaa sohasida yer osti tunnelli, minalar, turli kommunikatsiyalar, omborxonalar va omborxonalarga yashirin yer osti yo'llarini aniqlashda georadarlardan foydalaniladi.

Nazorat savollari

- 1. RTTlar bajaradigan vazifalariga qarab qanday turlarga ajratiladi?*
- 2. RTTlar ular orqali uzatiladigan, qabul qilib olinadigan xabarlariga qarab qanday turlarga ajratiladi?*
- 3. RTTlar ular foydalanadigan radiosignallar chastotalar diapazoniga qarab qanday ajratiladi?*
- 4. RTTlar ularda foydalaniladigan radiosignallarning modulyatsiyalash parametriga qarab qanday turlarga ajratiladi?*
- 5. RTTning asosiy taktik ko'rsatkichlari xarakteristikalariga nimalar kiradi?*
- 6. RTTning asosiy texnik xarakteristikalariga nimalar kiradi?*
- 7. RTTning asosiy rivojlanish yo'nalishlari nimalardan iborat?*
- 8. RLS, RRL, RN, Yer sun'iy yo'ldoshi orqali aloqa, geolokatsiya, radiotelemetriya tizimlari bajaradigan vazifalarni qisqa aytib bering.*

2. RADIOTEXNIK TIZIMLARDA SIGNALLAR VA XALAQITLAR

Ushbu bobda radiotexnik tizimlarda uchraydigan signal va xalaqitlar haqida asosiy tushunchalar keltirilgan. Uzluksiz signallarni vaqt bo'yicha diskretlash, sath bo'yicha diskretlash – kvantlash va uzluksiz signalni qayta tiklash usullari yoritilgan. Shu bilan birga murakkab signallarni va signal tizimini shakllantirish masalalariga ham alohida e'tibor berilgan. Signal va xalaqitlarni matematik modellash ham ko'rib chiqilgan.

2.1. Axborot, xabar va signallar

Ilm-fan, texnika va kundalik hayotimizda "axborot", "xabar" va "signal" atamalaridan tez-tez foydalanib turamiz. Umuman axborot deganda biron-bir voqea, hodisa yoki ob'ektning holati haqidagi ma'lumotlar majmuasi tushuniladi. Inson biron-bir ma'lumotni – axborotni olgandan so'ng o'zining shu hodisa, voqea va ob'ektga nisbatan o'z ongida bo'lgan munosabatni – holatni o'zgartiradi. Axborotni saqlash, unga ishlov berish va uzatishda turli shartli belgilar (harflar, matematik belgilar, rasmlar, so'zlar, turli shakldagi tebranishlar va boshqalar) dan, ya'ni axborotni boshqa ko'rinishda ifodalash usullaridan foydalaniladi.

Ma'lum bir shaklga keltirilgan axborot xabar deb ataladi. Misol uchun, telegraf xabarlarida axborot harflar va raqamlar orqali ifodalanadi. Ushbu belgilar to'plami orqali xabar uzatiladi. Telefon aloqasi tizimlarida – bu inson qulog'i yoki uni o'zgartiruvchi asbob mikrofon membranasi oldida bosinning uzluksiz o'zgarishi orqali olinadigan tovushlar, televidenie tizimida – bu elementlari yorug'ligi va rangi o'zgaruvchi tasvir. Ko'p hollarda axborot ikkilik diskret shaklda, ya'ni uni aks ettirish uchun faqat shartli "1" va "0" simvollaridan foydalaniladi. Bunda uzatilayotgan xabar chekli miqdordagi ikkilik simvollar ketma-ketligidan iborat bo'ladi.

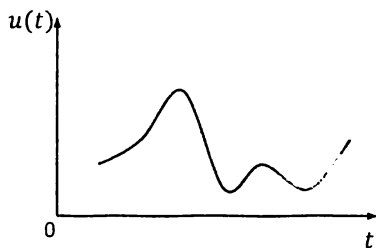
Biron-bir ko'rsatkichi uzatilayotgan xabarga mos ravishda o'zgaruvchi fizik jarayon signal deb ataladi. O'z tabiatiga ko'ra signallar elektrik, yorug'lik, tovush va shu kabilar shaklida bo'lishi mumkin. Radiotexnik tizimlarda signal sifatida fazoda yoki biron-bir yopiq muhitda tarqaluvchi yuqori chastotali radiosignallardan foydalaniladi.

Xabarni unga mos signalga aylantirish uchun turli fizik jarayonlardan foydalanishga asoslanib yaratilgan asboblardan foydalaniladi. Misol uchun, tovush shaklidagi xabarni signalga aylantirish uchun mikrofondan, tasvirni signalga aylantirish uchun maxsus elektron trubkalardan, temperaturani signalga aylantirish uchun termoelementlardan va h.k. foydalaniladi. Bunday almashtirgich asboblardan chiqishidagi signallar odatda past chastotali uzluksiz o'zgaruvchi bo'lib, bunday signallarni analog signallar, bu signal tasvirga tegishli bo'lgan holatda esa videosignal deb ataladi.

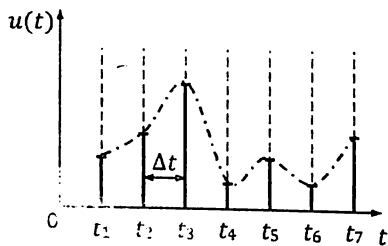
Har qanday signal $u(t)$ vaqt funksiyasi hisoblanadi. Signallarni ko'rinishiga qarab quyidagi turlarga ajratish qabul qilingan:

- vaqt va sath bo'yicha uzluksiz signal;
- vaqt bo'yicha diskret va sath bo'yicha uzluksiz signal;
- vaqt bo'yicha uzluksiz va sath bo'yicha diskret signal;
- vaqt va sath bo'yicha diskret signal.

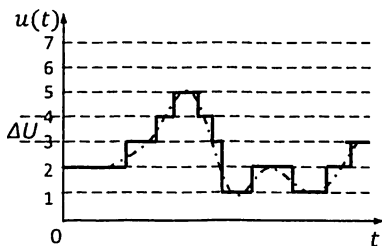
Vaqt va sath bo'yicha uzluksiz signallar vaqt bo'yicha chegaralangan yoki chegaralanmagan bo'lib, sathi ma'lum bir oraliqdagi qiymatlarni qabul qiladi (2.1a-rasm). Bunday signallarga mikrofon, temperatura o'lchagich, bosim o'lchagich va boshqa shunga o'xshash asboblarning chiqishidagi signal misol bo'ladi. Bu signallar fizik kattaliklarning elektrik modellari bo'lganligi, unga mos ravishda o'zgargani uchun bunday signallar "analog" (o'xshash, mos) signallar deb ataladi. 2.1b-rasmida keltirilgan signallar vaqt bo'yicha diskret $t = k\Delta t$ (Δt – diskret vaqt oraliqi) bir xil qiymatli va turlicha bo'lishi mumkin) va sath bo'yicha ma'lum bir oraliqdagi har qanday qiymatlarga teng bo'lishi mumkin. Bunday signallarni uzluksiz signallarning har bir Δt vaqt oraliqida qiymatlarini belgilash orqali olish mumkin. Bu jarayonni vaqt bo'yicha diskretlash deb ataladi. Odatda diskretlash oraliqi Δt bir xil qilib, uzluksiz signalni uning vaqt bo'yicha diskret oniy qiymatlari orqali qayta tiklash aniqligiga bo'lgan talabga asosan tanlanadi.



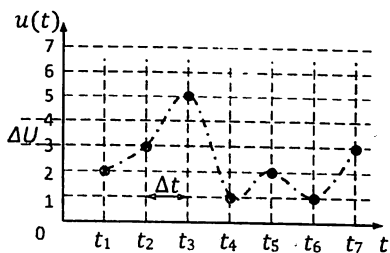
a)



b)



v)



g)

2.1-rasm. Signallarning turlari: a) uzluksiz signal; b) diskret signal; v) kvantlangan signal; g) vaqt va sath bo'yicha diskret signal (raqamli signal)

2.1v-rasmda keltirilgan uchinchi tur signallar sath bo'yicha diskretlangan – kvantlangan bo'lib, u $k\Delta t$ yoki ma'lum bir uzluksiz vaqt t da ma'lum bir diskret qiymatga ega bo'ladi. Kvantlash natijasida signal sathining oniy qiymati unga eng yaqin bo'lgan, ruxsat etilgan sath qiymati bilan almashtiriladi. Natijada, zinasimon signal hosil bo'ladi. Kvantlash oralig'i (odimi) bir xil yoki turlicha bo'lishi mumkin. Ikki eng yaqin ruxsat etilgan oraliq kvantlash oralig'i (odimi) deb ataladi va odatda ΔU bilan belgilanadi. Kvantlash oralig'i bir xil yoki turlicha qilib tanlanishi mumkin. Kvantlash oralig'i bir xil bo'lgan signalni qayta tiklashda yuzaga keladigan absolyut xatolik $\Delta U/2$ ga teng bo'ladi. Ma'lum bir davomiylikka ega bo'lgan uzluksiz signalni kvantlash natijasida hosil bo'ladigan xatolikning o'rtacha kvadratik qiymati $\Delta U/12$ ga teng bo'ladi. Odatda ΔU – uzluksiz signalni uning kvantlangan qiymatlari asosida qayta tiklash aniqligiga bo'lgan talabga asosan tanlanadi.

To'rtinchi tur signallar (2.1g-rasm) ma'lum diskret vaqt $k\Delta t$ larda ($k = 0, 1, 2, \dots, n$) ma'lum bir diskret qiymatni qabul qiladi. Bunday signallar uzluksiz signallarni vaqt bo'yicha diskretlash va sath bo'yicha kvantlash natijasida olinadi. Vaqt va sath bo'yicha diskret signalning qiymati kvantlash oralig'i ΔU ga bog'liq bo'lib, kvantlash natijasida umumiy holda ruxsat etilgan N ta oniy qiymatlardan birini qabul qiladi. Kvantlangan signal sathini ketma-ket butun sonlar bilan belgilab, bu sonlarni odatda ikkilik signal 1 va 0 lardan iborat signal bilan almashtirib, aloqa kanali orqali modulyatsiyalangan radiosignal orqali uzatiladi. Kvantlangan signalning oniy qiymatlarini diskret elementar signallar (odatda 1 va 0) bilan almashtirish natijasida hosil bo'lgan signal raqamli signal deb ataladi.

Vaqt funksiyasi bo'lgan signal $u(t)$ haqiqiy yoki kompleks qiymatga ega bo'lishi mumkin. Shuning uchun signallarning haqiqiy va kompleks matematik modellari mavjud.

Signallar determinant (o'zgarish qonuniyati avvaldan ma'lum) va tasodifiy (o'zgarish qonuniyati avvaldan ma'lum emas) bo'lgan turlarga bo'linadi. Har qanday t yoki $k\Delta t$ vaqtda qiymatlari avvaldan birga teng ehtimollik bilan ma'lum bo'lgan signallar determinant signallar deb ataladi. Har qanday t yoki $k\Delta t$ vaqtda qiymatlarini avvaldan birga teng ehtimollik bilan aniqlab bo'lmaydigan signallar – tasodifiy signallar deb ataladi. Axborot tashuvchi hamma signallar tasodifiy signallar hisoblanadi. O'zgarish qonuni avvaldan ma'lum bo'lgan signallar hech qanday axborot tashish (eltish) imkoniyatiga ega emas. U go'yoki hech bir yozuvi yoki belgisi bo'lmagan oq qog'oz kabi. Determinant signallarni aloqa kanali orqali uzatmasdan qabullash tomonida shakllantirish mumkin.

Determinant signallardan turli radiotexnik funksional qism, qurilma va tizimlarni sinovdan o'tkazishda foydalaniladi. Ulardan turli chiziqli, nochiziqli va parametrik radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda, tadqiqot ishlari olib borishda foydalaniladi. Odatda determinant signallar sifatida birlik sakrash impulsi, sinusoidal signallardan, delta funksiya signali $\delta(t)$, to'rtburchaksimon va boshqa ko'rinishda bo'lgan signallardan foydalaniladi.

2.2. Davriy signal quvvatining uning spektrida taqsimlanishi

Vaqt bo'yicha murakkab, ammo davriy takrorlanuvchi signal $s(t)$ ning bir davr T davomidagi quvvatini uning o'rtacha quvvati deb ataladi va quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{o'r} = \overline{s^2(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt. \quad (2.1)$$

(2.1) ifodada $s^2(t)$ ustidagi chiziq funksiya qiymatlarini qo'shish natijasida uning o'rtacha qiymati aniqlanganligini bildiradi.

Davriy $s(t)$ signalni Fure qatoriga yoyilmasi quyidagicha:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t). \quad (2.2)$$

(2.2) ifodani (2.1) formulaga qo'yish va ba'zi o'zgartirishlar natijasida quyidagi ifodani olamiz:

$$\overline{s^2(t)} = \frac{a_0^2}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) = S_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} S_n^2, \quad (2.3)$$

bunda, $S_0 = \frac{a_0}{2}$ – signalning doimiy tashkil etuvchisi, S_n – signalning n -chi garmonikasi amplitudasi.

(2.3) ifodani Fure kompleks qatori ifodasidan foydalanib quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\overline{s^2(t)} = \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cdot S_{-n} = \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} S_n^2. \quad (2.4)$$

Agar $s(t) = i(t)$, ya'ni signalni qiymati vaqt bo'yicha o'zgaruvchi tok deb hisoblasak, u holda qarshilik r da bir davr T davomida quyidagi o'rtacha quvvat ajraladi:

$$P = r \overline{i^2(t)} = r \left[I_0^2 + \frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2} + \dots + \frac{I_n^2}{2} \right]. \quad (2.5)$$

Ushbu (2.5) ifodadan ko'rinadiki signal $s(t)$ ning quvvati uning doimiy tashkil etuvchisi I_0 va garmonik tashkil etuvchilari I_1, I_2, \dots, I_n larning quvvatlari yig'indisiga teng bo'ladi.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, signalning umumiy quvvati uning garmonik tashkil etuvchilari fazasiga bog'liq emas, ya'ni alohida garmonik tashkil etuvchilar fazalari umumiy signalning shakliga ta'sir etadi, ammo uning o'rtacha quvvatiga ta'sir etmaydi.

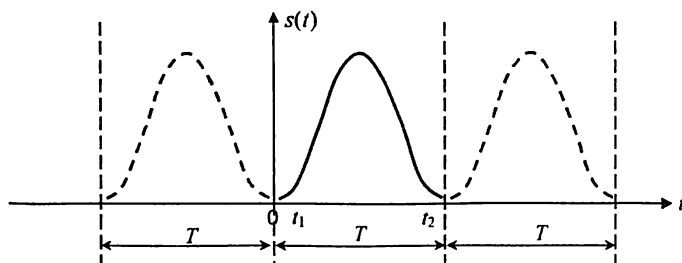
Shunday qilib murakkab davriy signalning spektral tashkil etuvchilari umumiy quvvati uning alohida garmonik tashkil etuvchilarini additiv qo'shish orqali aniqlanadi.

Signal o'rovchisining shakliga qarab ushbu davriy signal quvvatining uning spektri bo'yicha taqsimlanishi haqida xulosa qilish mumkin. Ushbu xulosa axborot uzatish tizimining signal quvvatining asosiy qismini o'tkazishni ta'minlovchi polosasi kengligini tanlash imkoniyatini yaratadi.

2.3. Nodavriy signallar

Aloqa tizimi orqali uzatiladigan haqiqiy signallar nodavriy hisoblanadi, chunki ularning davomiyligi cheklangan, ya'ni u $t_1 < t < t_2$ vaqt oralig'ida bo'ladi.

Nodavriy signal spektrini uning garmonik tashkil etuvchilari orqali ifodalash uchun nodavriy signalni $T > t_2 - t_1$ davr bilan takrorlanuvchi deb hisoblaymiz. Bunda ushbu signalni doimiy tashkil etuvchi a_0 va a_n, b_n amplitudalarga ega bo'lgan garmonik tashkil etuvchilardan iborat deb, ularning qiymatlarini davr T qancha katta bo'lsa shuncha kichik deb va T cheksizlikka intilgan holat uchun uning spektral tashkil etuvchilari soni cheksiz kichik bo'ladi, ushbu $t_1 < t < t_2$ vaqt oralig'ida mavjud bo'lgan spektr tashkil etuvchilari yig'indisi nodavriy signal $s(t)$ ni ifodalaydi.



2.2-rasm. Nodavriy signal (funksiya)

Ushbu signal $s(t)$ ning spektral tashkil etuvchilari soni cheksiz ko'p bo'ladi, chunki $T \rightarrow \infty$ da asosiy chastota $\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \rightarrow 0$ bo'ladi, ya'ni signal spektral tashkil etuvchilari orasidagi masofa asosiy chastota ω_0 ga teng va cheksiz kichik bo'ladi, signal spektri esa $0 < \omega < \infty$ oralig'ida to'liq bo'ladi.

Shunday qilib, uzluksiz nodavriy signalning garmonik tahlili uning spektral tashkil etuvchilari soni cheksiz ko'p to'liq tashkil etuvchilari $0 < \omega < \infty$ oralig'ida va cheksiz kichik amplitudali bo'lishini ko'rsatadi. Ushbu signalni quyidagi matematik funksiya orqali ifodalash mumkin:

$$A_n = a_n - j b_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) [\cos n\omega_0 t - j \sin n\omega_0 t] dt =$$

$$= \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-j\omega_0 t} dt. \quad (2.6)$$

Uzlüksiz signal $s(t)$ ning Fure kompleks qatori orqali ifodasi quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right] e^{jn\omega_0 t} = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \omega_0 \left[\int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right] e^{jn\omega_0 t}, \end{aligned} \quad (2.7)$$

bunda, $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$.

(2.7) ifodadan T cheksizlikka intilgan holatda davomiyligi $t_1 < t < t_2$ oraliqda bo'lgan birlamchi nodavriy signal ifodani olamiz. $T \rightarrow \infty$ da ω_0 chastota $d\omega$ ga, $n\omega_0$ joriy chastota ω ga, qo'shish amali integrallash amaliga aylanadi. Shunday qilib quyidagi fure ikkilangan integralini olamiz:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} \left[\int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-j\omega t} dt \right] d\omega. \quad (2.8)$$

Kvadrat kavs ichidagi integralni chastota ω ning funksiyasi ekanligini e'tiborga olsak, u holda

$$\hat{S}(\omega) = \int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (2.9)$$

$\hat{S}(\omega)$ – signal $s(t)$ ning spektri zichligi yoki spektral xarakteristikasi deb ataladi.

t_1 va t_2 vaqt qiymatlari aniq bo'lmagan umumiy holat uchun signal spektri zichligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\hat{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (2.10)$$

Ushbu (2.10) ifodani (2.8) ifodaga qo'yish natijasida $s(t)$ signal uchun quyidagi formulani olamiz:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.11)$$

(2.10) va (2.11) ifodalar juftligi Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari deb ataladi.

(2.11) formula nodavriy signalni amplitudasi cheksiz kichik bo'lgan garmonik tebranishlarning yig'indisi (integrali) orqali ifodalaydi. Ushbu garmonik tashkil etuvchilarning amplitudalari $\frac{1}{\pi} \hat{S}(\omega) d\omega$ ga teng bo'ladi.

Endi $\dot{S}(\omega)$ – spektr zichligi tushunchasiga aniqlik kiritish uchun, biron-bir $\omega_n = n\omega_0$ chastotani, ya'ni davriy signalning n -chi garmonik tashkil etuvchisining amplitudasini aniqlaymiz.

$$\dot{A}_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{j\omega_n t} dt. \quad (2.12)$$

Davriy signalga $t_1 < t < t_2$ vaqt orasida mos keluvchi nodavriy signal $s(t)$ ning $\omega = \omega_n$ chastotadagi zichligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\dot{S}(\omega_n) = \int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-j\omega_n t} dt. \quad (2.13)$$

(2.12) va (2.13) ifodalardan ko'rinadiki $\dot{S}(\omega_n) = \frac{T}{2} \dot{A}_n$ yoki $T = \frac{1}{f_1}$ ekanligini e'tiborga olsak

$$2\dot{S}(\omega_n) = T \dot{A}_n = \frac{\dot{A}_n}{f_1}. \quad (2.14)$$

Shunday qilib $2\dot{S}(\omega_n)$ signal $s(t)$ ning n -chi garmonik tashkil etuvchisini f_1 ga bo'lish orqali aniqlanadi. Bunda f_1 ikki qo'shni spektral tashkil etuvchi oralig'idagi polosani, ya'ni $\dot{S}(\omega)$ – amplituda zichligini baholaydi va $\left[\frac{\text{amplituda}}{\text{gers}} \right]$ o'lchov birligiga ega bo'ladi.

(2.14) ifodadan quyidagi muhim xulosani olamiz. Nodavriy signal to'liq spektri o'rovchisi (spektri zichligi moduli) va nodavriy signalni T davr bilan takrorlash natijasida olinadigan davriy signal diskret-chiziqli spektri o'rovchisi bilan shaklan mos bo'lib, faqat o'lchami (masshtabi) bilan farq qiladi. Shunday qilib,

$$\dot{S}(\omega_n) = \frac{T}{2} \dot{A}_n = \frac{\pi}{\omega_0} \dot{A}_n. \quad (2.15)$$

Bunda signal spektral chastotasining $\omega = 0$, ya'ni doimiy tashkil etuvchisi amplitudasi zichligi quyidagiga teng bo'ladi

$$\dot{S}(0) = T A_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} A_0. \quad (2.16)$$

Bunda uzluksiz davriy signalni Fure qatoriga yoyishda uning doimiy tashkil etuvchisi $A_0 = a_0/2$ ekanligi e'tiborga olingan. Signal spektri zichligi $\dot{S}(\omega)$ uning tashkil etuvchilari kompleks amplitudasi \dot{A}_n ning hamma xususiyatlariga ega. Shuning uchun

$$\dot{S}(\omega) = A(\omega) - jB(\omega) = S(\omega) e^{-j\varphi(\omega)} \quad (2.17)$$

bo'lib, bunda $A(\omega)$ va $B(\omega)$ – spektr zichligi $\dot{S}(\omega)$ ning haqiqiy va mavhum qismlari, $S(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ – spektr zichligining amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikallari.

(2.17) va (2.10) dan foydalanib $A(\omega)$ va $B(\omega)$ larni aniqlash mumkin

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt, \quad (2.18)$$

$$B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt. \quad (2.19)$$

$A(\omega)$ va $B(\omega)$ spektr zichligi haqiqiy va mavhum tashkil etuvchilaridan foydalanib spektr zichligining moduli va fazasini aniqlash mumkin, ya'ni

$$S(\omega) = \sqrt{[A(\omega)]^2 + [B(\omega)]^2}, \quad (2.20)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (2.21)$$

Signal spektri zichligi moduli $S(\omega)$ – juft funksiya, spektr zichligi fazasi $\varphi(\omega)$ chastota ω ga nisbatan toq funksiya.

(2.17) ifodaga asosanib almashtirish integralini trigonometrik ko'rinishga keltirish mumkin.

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{S}(\omega) e^{j(\omega t - \varphi)} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t - \varphi) d\omega + j \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \sin(\omega t - \varphi) d\omega. \quad (2.22)$$

Birinchi integral osti ifodada keltirilgandek signal spektri zichligining moduli chastota ω ga nisbatan juft, fazasi esa toq funksiya hisoblanadi.

Shunday qilib (2.22) ifodadagi ikkinchi integral nolga teng bo'lganligi uchun haqiqiy signal $s(t)$ uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t - \varphi) d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t - \varphi) d\omega. \quad (2.23)$$

Signal $s(t)$ ning kompleks ifodasi (2.11) dan uning trigonometrik shakli (2.23) ga o'tganda chastota ω ning manfiy qiymatlarida integral olishga ehtiyoj qolmaydi. Bunda hamma dastlabki va oraliq tahlillarni signal kompleks shakli uchun ifoda (2.11) asosida bajarish, tahlillar ohirida esa kompleks shakldan trigonometrik ko'rinishga o'tish kerak.

(2.10) va (2.11) Fure to'g'ri va teskari almashtirishlaridan nodavriy signallarning chiziqli radiotexnik tizimlardan o'tishini tadqiq qilishda foydalanish juda qulay. Bunda chiziqli radiotexnik tizim kirishidagi signalni $s(t)$ va chiqishidagi signalni $y(t)$ bilan belgilaymiz.

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (2.24)$$

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{S}(\omega) \hat{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{Y}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (2.25)$$

bunda, $\hat{S}(\omega)$ – RTT kirishidagi signal spektri zichligi,

$\hat{Y}(\omega) = \hat{S}(\omega) \hat{K}(\omega) = S(\omega) K(\omega) e^{j(\varphi - \Psi)}$ – tizim chiqishidagi signal kompleks spektri, $\hat{K}(\omega) = K(\omega) e^{j\psi}$ – tizimning kompleks uzatish koeffitsienti.

(2.10) va (2.11) Fure to'g'ri va teskari almashtirish formulalaridan amalda nodavriy signallarni garmonik tashkil etuvchilar integrali sifatida tasvirlashda keng qo'llaniladi, chunki amalda axborot uzatishda nodavriy signallardan keng foydalaniladi.

2.4. Fure almashtirishning xossalari

Signal $s(t)$ va uning spektri $\hat{S}(\omega)$ oralig'ida yagona bog'liqlik mavjud. Signal shakliga o'zgartirish kiritish natijasida uning spektri ham o'zgaradi. Quyida signallarga ishlov berishda yuz beradigan asosiy o'zgarishlar va ularga mos ravishda signal spektrining o'zgarishlarini ko'rib chiqamiz.

2.4.1. Signalni vaqt bo'yicha surish

Misol uchun $s_1(t)$ signal $t_1 < t < t_2$ vaqt orasida mavjud bo'lib, $\hat{S}_1(\omega)$ spektr zichligiga ega bo'lsin. Ushbu signal $s_1(t)$ ni shaklini saqlagan holda uni t_0 ga kechiktirsak, u holda vaqtning yangi funksiyasi $s_2(t)$ ni olamiz, ya'ni $s_2(t) = s_1(t - t_0)$ bo'lib, endi bu signal $t_1 + t_0$ dan $t_2 + t_0$ gacha vaqt oralig'ida mavjud bo'ladi. (2.10) ifodaga asosan $s_2(t)$ signalning spektri zichligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\hat{S}_2(\omega) = \int_{t_1+t_0}^{t_2+t_0} s_2(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{t_1+t_0}^{t_2+t_0} s_1(t - t_0) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.26)$$

Yangi o'zgaruvchi $\tau = t - t_0$ ni kiritib (2.26) ifoda o'rniga quyidagi ifodani olamiz:

$$\hat{S}_2(\omega) = e^{-j\omega t_0} \int_{t_1}^{t_2} s_1(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau = e^{-j\omega t_0} \hat{S}_1(\omega). \quad (2.27)$$

(2.27) ifodadan ko'rinadiki signal $s(t)$ ni $\pm t_0$ ga siljitish natijasida uning spektri $\hat{S}(\omega)$ ning faza xarakteristikasi $\pm \omega t_0$ ga o'zgaradi. Aksincha, agar signal $s(t)$ spektral tashkil etuvchilarini $\varphi = \pm \omega t_0$ ga o'zgartirsak, u holda u bilan chiziqli bog'liq ravishda har bir spektr tashkil etuvchisi $\pm \omega t_0$ ga o'zgaradi va signal $\pm t_0$ vaqtga kechikadi yoki ilgariyadi. Signal spektri amplituda-chastota xarakteristikasi ushbu signalning vaqt o'qida egallagan joyiga bog'liq emas.

Fure almashtirishning yuqorida keltirilgan xossasi chiziqli radiotexnik tizimlardan signallar buzilishsiz o'tishlarini ta'minlashi uchun qo'yiladigan talabni

keltirib chiqaradi: chiziqli RTTning amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikasi signal spektri (yoki signal spektri quvvatining asosiy qismi) joylashgan qismida chiziqli bo'lishi kerak. Misol uchun, chiziqli RTT uzatish koefitsientining moduli $K(\omega) = K_0$ va faza-chastota xarakteristikasi chastotaning chiziqli funksiyasi $\varphi(\omega) = -t_0$ bo'lsin (2.3-rasm), chiziqli RTT kirishiga spektri zichligi $\dot{S}(\omega)$ bo'lgan $s(t)$ signal ta'sir etsin, u holda uning chiqishidagi signal

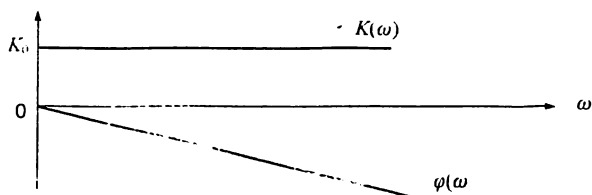
$$s_{chIQ}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) K(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) K_0 e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t} d\omega =$$

$$= K_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega(t-t_0)} d\omega. \quad (2.28)$$

(2.28) ifodani quyidagi ko'rinishda ham yozish mumkin

$$s_{chIQ}(t) = K_0 s(t - t_0). \quad (2.29)$$

Amplituda-chastota $K(\omega)$ va faza-chastota xarakteristikasi $\varphi(\omega)$ chiziqli bo'lgan signal RTT orqali o'tganda o'z shaklini to'liq saqlab qoladi, faqat signalning qiymati o'zgaradi K_0 marta kattalashadi (kichiklashadi) va ushbu tizim faza-chastota xarakteristikasi qiyaligi $\frac{d\varphi}{d\omega} = t_0$ ga teng vaqtga kechikadi.



2.3-rasm. Axborot uzatish ideal RTTning AChX va FChXlari

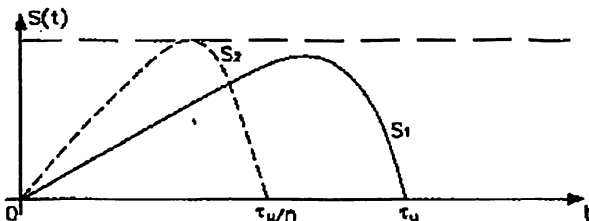
Shuni alohida ta'kidlash kerakki, haqiqatda amalga oshirish mumkin bo'lgan RTTlarning FChXlari qiyaligi tizimning signal o'tkazish polosasida hamma vaqt manfiy bo'ladi, chunki chiqish signali hech vaqt kirish signalidan avval paydo bo'lmaydi.

2.4.2. Vaqt mashtabini o'zgartirish

Misol uchun 2.4-rasmda uzluksiz chiziq orqali tasvirlangan signal $s_1(t)$ ni vaqt bo'yicha siqishni ko'ramiz. Vaqt bo'yicha n marta siqilgan signal $s_2(t)$ (2.4-rasm shtrix chiziq) birlamchi signal $s_1(t)$ bilan quyidagicha bog'liqlikka ega:

$$s_2(t) = s_1(nt_u), \quad (n > 1). \quad (2.30)$$

Signal $s_2(t)$ ning davomiyligi birlamchi signal $s_1(t)$ davomiyligi τ_u dan n marta kichik, ya'ni τ_u/n . Siqilgan impuls signal spektri zichligi quyidagiga teng bo'ladi:



2.4-rasm. Signal shakli va amplitudasini saqlagan holda uni siqish

$$\hat{S}_2(\omega) = \frac{1}{n} \hat{S}_1\left(\frac{\omega}{n}\right). \quad (2.31)$$

Shunday qilib, signal davomiyligini vaqt bo'yicha n marta qisqartirsak uning spektri kengligi mos ravishda n marta kengayadi. Bunda signal spektri zichligining moduli n marta kichiklashadi. Xuddi shuningdek, agar signalni n marta uzaytirsak (cho'zsak) uning spektri kengligi n marta torayadi va spektri zichligining moduli n marta kattalashadi.

Yuqoridagilardan quyidagi xulosa kelib chiqadi: axborot uzatish tezligini unda foydalanilayotgan signal davomiyligini qisqartirish hisobiga amalga oshirish uchun RTTning signal chastota tashkil etuvchilari polosasini kengaytirish talab etiladi.

2.4.3. Signal spektrini surish

Spektri zichligi $\hat{S}(\omega)$ bo'lgan $s(t)$ signalni birlik amplitudaga ega bo'lgan $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ signalga ko'paytirish natijasida quyidagini olamiz:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) e^{-j\omega t} dt = \\ & = \frac{1}{2} [e^{j\varphi_0} \hat{S}(\omega - \omega_0) + e^{-j\varphi_0} \hat{S}(\omega + \omega_0)]. \end{aligned} \quad (2.32)$$

(2.32) ifodadan ko'rinadiki signal $s(t)$ ning spektri $\hat{S}(\omega)$ ni ikkiga, chastotalari $+\omega_0$ va $-\omega_0$ ga farqlanadigan tashkil etuvchilarga bo'lish $s(t)$ signalning chastotasi ω_0 bo'lgan garmonik tebranish $\cos(\omega_0 t)$ ga ($\varphi_0 = 0$ bo'lgan holat uchun) ko'paytirishni anglatadi. Bu masala chastota almashtirish qurilmalarining bajaradigan vazifalarini tahlil etishda qo'shimcha ko'rib chiqiladi.

2.4.4. Signallarni differensiallash va integrallash

Signal $s(t)$ ni differensiallash deganda ushbu signal hamma spektr tashkil etuvchilarini alohida-alohida differensiallash (hosila olish) jarayoni (natijasi) tushuniladi. Ammo $e^{j\omega t}$ ning hosilasi $j\omega e^{j\omega t}$ bo'lgani uchun kirish signali $s_1(t)$

ning spektri $\dot{S}_1(\omega)$ bo'lsa, differensiallangan signal $s_2(t)$ ning spektri zichligi $\dot{S}_2(\omega)$ quyidagicha aniqlanadi:

$$s_2(t) = \frac{ds_1(t)}{dt} \div \dot{S}_2(\omega) = j\omega\dot{S}_1(\omega). \quad (2.33)$$

Yuqoridagiga o'xshash shaklda $s_1(t)$ signalni integrallash bu uning spektri tashkil etuvchilari quvvatini to'plashni anglatadi, ya'ni

$$s_2(t) = \int_{-\infty}^t s_1(t)dt, \quad (2.34)$$

va mos ravishda signal $s_2(t)$ spektri zichligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$\dot{S}_2(\omega) = \frac{1}{j\omega}\dot{S}_1(\omega). \quad (2.35)$$

(2.35) ifodada funksiya $\dot{S}_1(\omega)$ ni $\frac{1}{j\omega}$ ga ko'paytirish vaqt bo'yicha $-\infty$ dan t gacha integrallashga mos keladi (anglatadi).

2.4.5. Signallarni qo'shish

Vaqt funksiyasi bo'lgan signal $s(t)$ ning spektri zichligini Fure almashtirishi orqali aniqlash chiziqli bog'liqlik bo'lgani uchun bir necha $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)$ signallar yig'indisi

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) + \dots + s_n(t) \quad (2.36)$$

ga ushbu signallar spektri zichligi yig'indisi mos keladi, ya'ni

$$\dot{S}(\omega) = \dot{S}_1(\omega) + \dot{S}_2(\omega) + \dots + \dot{S}_n(\omega). \quad (2.37)$$

2.4.6. Ikki signalning ko'paytmasi

Misol uchun tahlil etilayotgan $s(t)$ signal $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallarning ko'paytmasi bo'lsin va quyidagi moslik kuchga ega bo'lsin:

$$s_1(t) \div \dot{S}_1(\omega) \text{ va } s_2(t) \div \dot{S}_2(\omega).$$

Bu holda ushbu ikki signal (funksiya) ko'paytmasining spektri ushbu signallar spektrlari $\dot{S}_1(\omega)$ va $\dot{S}_2(\omega)$ o'ramining $\frac{1}{2\pi}$ koeffitsientiga ko'paytmasiga teng bo'ladi, ya'ni

$$\dot{S}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\omega} \dot{S}_1(x)\dot{S}_2(\omega - x)dx. \quad (2.38)$$

Xuddi shuningdek ikki signal spektrlarining ko'paytmasi $\dot{S}_1(\omega) \times \dot{S}_2(\omega) = \dot{S}(\omega)$ vaqt funksiyasi bo'lgan $s_1(t)$ va $s_2(t)$ larning o'rami $s(t)$ ga teng bo'ladi, ya'ni

$$s(t) = \int_{-\infty}^t s_1(t)s_2(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^t s_1(t-\tau)s_2(t)d\tau = \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^t \hat{S}_1(\omega)\hat{S}_2(\omega)e^{j\omega t}d\omega. \quad (2.39)$$

(2.39) ifodadan chiziqli tizimlar orqali signal uzatishda keng foydalaniladi. Bu holda $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallardan biri $s_1(t)$ kirish signali ikkinchisi esa chiziqli radiotexnik tizimning impuls xarakteristikasi $g(\tau)$ yoki $h(\tau)$ deb qaraladi. $\hat{S}_1(\omega)$ va $\hat{S}_2(\omega)$ lardan biri kirish signali $s_1(t)$ ning spektr zichligi deb, ikkinchisi $\hat{S}_2(\omega)$ esa ushbu chiziqli tizimning kompleks uzatish koeffitsienti $K(j\omega)$ deb qabul qilinadi.

2.5. Nodavriy signallarning spektrlari

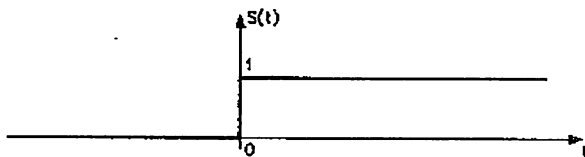
Yuqorida ko'rib chiqqanimizdek signal spektri tarkibi uning ikki xarakteristikasi: amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikasi, ya'ni signal spektri zichligi $\hat{S}(\omega)$ ning moduli va argumenti orqali aniqlanadi.

Har qanday nodavriy signal $s(t)$ ning ushbu xarakteristikalarini (2.10), (2.21) va (2.23) formulalar orqali aniqlash oson bo'lib, qo'shimcha tushuntirishlarni talab qilmaydi. Quyida amaliyotda ko'p qo'llaniladigan signallarning spektri zichligi va asosiy o'ziga xos xususiyatlarini ko'rib chiqamiz.

2.5.1. Yakka sakrash ko'rinishidagi signal

Yakka sakrash ko'rinishidagi signalni ba'zan "ulash funksiyasi" deb ham ataladi va quyidagicha ifodalanadi (2.5-rasm):

$$s(t) = 1 \text{ agar } t > 0; \\ s(t) = 0 \text{ agar } t \leq 0. \quad (2.40)$$



2.5-rasm. Yakka sakrash ko'rinishidagi signal

Bu funksiya uchun $\int_0^t |s(t)|dt \rightarrow \infty$ bo'lgani uchun, unga nisbatan Fure to'g'ri va teskari almashtirish formulalarini to'g'ridan-to'g'ri qo'llash mumkin emas, ammo (2.40) formula orqali ifodalanadigan signal $s(t)$ spektr zichligi $\hat{S}(\omega)$ ni $s(t) \cdot e^{-at}$ ning spektri shaklida aniqlash mumkin, bunda a – nolga intiluvchi

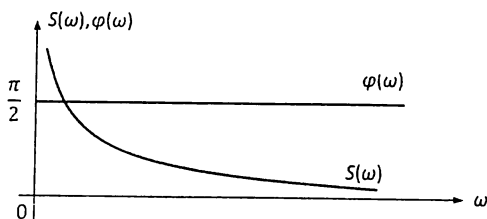
musbat son. U holda (2.10) Fure almashtirishiga asosan yakka sakrash ko'rinishidagi signal spektri zichligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\hat{S}(\omega) = \lim_{a \rightarrow 0} \frac{1}{a + j\omega} = \frac{1}{j\omega} = \frac{1}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad (2.41)$$

ya'ni

$$S(\omega) = \frac{1}{\omega}, \quad \Psi(\omega) = \frac{\pi}{2}. \quad (2.42)$$

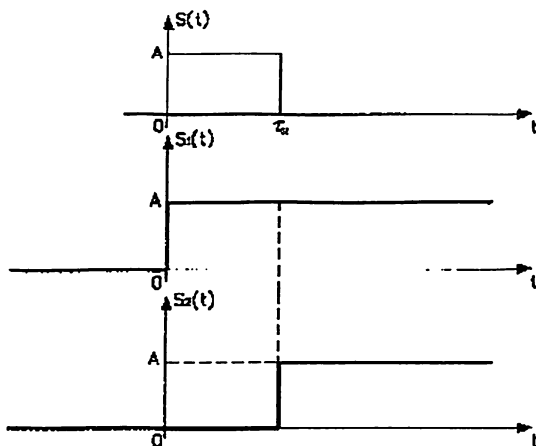
Yakka sakrash ko'rinishidagi signal $s(t)$ ning amplituda-chastota $S(\omega)$ va faza-chastota $\Psi(\omega)$ spektri 2.6-rasmda tasvirlangan.



2.6-rasm. Yakka sakrash ko'rinishidagi signalning spektr zichligi moduli va argumenti

2.5.2. To'rtburchak shaklidagi impuls

(2.10) Fure almashtirishi formulasidan foydalanib, to'rtburchak shaklidagi impuls signal $s(t)$ ning spektri zichligini aniqlash uchun ikki signal $s_1(t)$ va $s_2(t)$ larning spektri yig'indisining superpozitsiya usundan foydalanamiz. Buning uchun $0 < t < \tau_u$ vaqt oralig'ida mavjud bo'lgan to'rtburchak shaklidagi impuls signalni ikki alohida-alohida vaqtlarda, ya'ni $t = 0$ va $t = \tau_u$ vaqtlarda sakrovchi impulslar ayirmasi shaklida tasavvur etamiz (2.7-rasm).



2.7-rasm. To'rtburchak ko'rinishidagi impulsni ikki impuls yig'indisi shaklida ifodalash

Birinchi yakka sakrash signali uchun (2.41) ifodadan

$$\dot{S}_1(\omega) = \frac{A}{j\omega},$$

va ikkinchi yakka sakrash impulsi uchun

$$\dot{S}_2(\omega) = \dot{S}_1(\omega)e^{-j\omega\tau_u} = \frac{A}{j\omega} e^{-j\omega\tau_u}$$

ni olamiz.

Shunday qilib, yakka to'rtburchak shaklidagi impuls signalning spektri zichligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$\dot{S}(\omega) = \dot{S}_1(\omega) - \dot{S}_2(\omega) = \frac{A}{j\omega} (1 - e^{-j\omega\tau_u}). \quad (2.43)$$

(2.43) ifodaning moduli quyidagicha aniqlanadi:

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \frac{A}{\omega} \sqrt{(1 - \cos \omega\tau_u)^2 + \sin^2 \omega\tau_u} = \\ &= \left| \frac{2A}{\omega} \sin \frac{\omega\tau_u}{2} \right| = A\tau_u \frac{\left| \sin \frac{\omega\tau_u}{2} \right|}{\frac{\omega\tau_u}{2}}. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Chastota qiymati $\omega = 0$ bo'lgan holat uchun

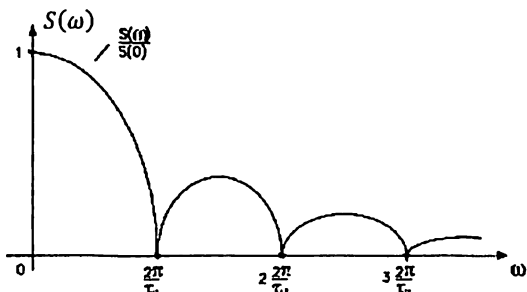
$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\sin \frac{\omega\tau_u}{2}}{\frac{\omega\tau_u}{2}} = 1$$

bo'lgani uchun yakka to'rtburchak ko'rinishidagi impulsning doimiy spektr tashkil etuvchisi quyidagiga teng bo'ladi:

$$S(0) = A\tau_u. \quad (2.45)$$

Shunday qilib, to'rtburchak shaklidagi impuls uchun $\omega = 0$ bo'lgan tashkil etuvchisi spektri zichligi ushbu impulsning yuzasiga teng. Ushbu xulosani har qanday shakldagi yakka impuls uchun ham qo'llash mumkin.

Signal $s(t)$ ning spektri zichligi moduli $S(\omega)$ 2.8-rasmda keltirilgan.



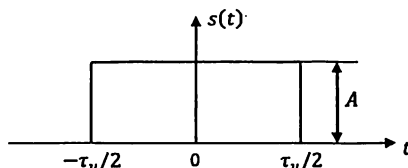
2.8-rasm. To'rtburchak shaklidagi yakka impuls spektri zichligining moduli

2.8-rasmda to'rtburchak ko'rinishidagi impuls signal spektrida $S(\omega) = 0$ nuqtalarning hosil bo'lishiga sabab $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signalning garmonik tashkil etuvchilari uchun fazalar farqi 2π ga tengligidir. Bunday surilishlar $\omega\tau_u = n2\pi$ chastotalarda hosil bo'ladi (n – har qanday butun son). Shuni alohida ta'kidlash kerakki, spektr zichligi modulining grafigi to'rtburchak shaklidagi impuls ketma-ketligi spektrining o'rovchisiga mos keladi.

Agar to'rtburchak ko'rinishidagi impulsni chap tomonga $\tau_u/2$ vaqtga siljitsak, u holda vaqt t ga nisbatan juft funksiya hosil bo'ladi (2.9-rasm), bu signal spektri zichligi $\hat{S}(\omega)$ va uning moduli quyidagicha aniqlanadi:

$$\hat{S}(\omega) = \frac{A}{j\omega} \left(e^{j\frac{\omega\tau_u}{2}} - e^{-j\frac{\omega\tau_u}{2}} \right). \quad (2.46)$$

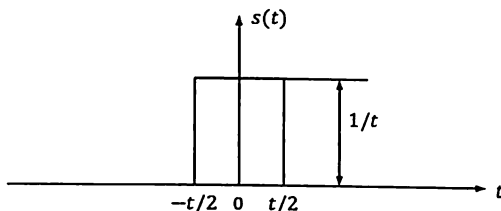
$$S(\omega) = \frac{2A}{\omega} \sin \frac{\omega\tau_u}{2} = A\tau_u \left[\frac{\sin \frac{\omega\tau_u}{2}}{\frac{\omega\tau_u}{2}} \right]. \quad (2.47)$$



2.9-rasm. Absissa o'qiga nisbatan simmetrik bo'lgan impuls

2.5.3. Yuzasi birga teng bo'lgan cheksiz qisqa impuls (delta funksiya)

Amplitudasi davomiyligiga teskari proporsional bo'lgan impulsning (2.10-rasm) spektri zichligini tahlil qilamiz. Bu signalning davomiyligi τ nolga intilsa amplitudasi cheksizlikka intiladi, ammo impuls yuzasi o'zgarmas saqlanadi va 1 ga teng bo'ladi.



2.10-rasm. Delta funksiyaga o'tuvchi impuls

Ushbu signal argumenti t nolga intilsa uning funksiyasini quyidagi ifoda orqali aniqlash mumkin:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & \text{agar } t = 0; \\ 0, & \text{agar } t \neq 0, \end{cases} \quad (2.48)$$

va shu bilan birga $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$, ya'ni impuls yuzasi birga teng.

Yuqorida keltirilgan xossalarga ega bo'lgan funksiya $\delta(t)$ yakka birlik impuls, impuls funksiyasi, delta funksiyasi ba'zan esa Dirak funksiyasi deb ham ataladi.

Ushbu delta funksiyani vaqt o'qi bo'yicha surib, ushbu funksiya o'zining eng katta qiymatiga erishgan holatiga keltirsak, u holda

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty, & \text{agar } t = t_0; \\ 0, & \text{agar } t \neq t_0, \end{cases} \quad (2.49)$$

va $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) dt = 1$ bo'ladi.

$\delta(t)$ – delta funksiya juda muhim xususiyatga egaligi uchun undan ko'p hollarda foydalaniladi. (2.48) va (2.49) ifodalardan delta funksiyaning asosiy xossalari kelib chiqadi.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot f(t) dt = f(t_0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) dt = f(t_0). \quad (2.50)$$

$\delta(t - t_0)$ vaqt t ning faqat bitta qiymatida cheksiz katta bo'lib, vaqtning boshqa hamma qiymatlarida nolga tengligi uchun integrallash oralig'ini juda kichik qilib tanlash mumkin, faqat t_0 vaqtini o'z ichiga olsa yetarli. Ushbu oraliqda $f(t)$ funksiya $f(t_0)$ ga teng bo'lgan o'zgarmas qiymatga ega bo'ladi va uni integraldan tashqariga chiqarish mumkin. Shunday qilib, har qanday integral osti funksiya $f(t)$ ni $\delta(t - t_0)$ ga ko'paytirish ushbu ko'paytmadan olingan integralni $f(t)$ funksiyaning $t = t_0$ vaqtidagi qiymatiga tenglashtirish imkoniyatini beradi.

Matematikada va radiotexnikada (2.50) ifoda delta funksiyaning filtrlash xossasi deb yuritiladi. Axborot uzatish radiotexnik tizimlarida delta funksiyaning bu xossasini delta funksiyaning namuna olish (proba olish - stroblash) xossasi deb ham ataladi.

Signallar nazariyasida ko'p hollarda vaqt t yoki chastota ω ning funksiyasi bo'lgan delta funksiyalardan foydalaniladi. Delta funksiyaning spektri zichligi delta funksiyaning (2.50) formula orqali aniqlanadigan xossasiga asoslanib, Fure almashtirishi yordamida quyidagicha aniqlanadi:

$$\hat{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) dt = e^{-j\omega t_0}. \quad (2.51)$$

Ushbu funksiyaning moduli birga teng bo'lib, uning faza-chastota xarakteristikasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\varphi(\omega) = -\omega t_0. \quad (2.52)$$

Delta impulsidan chiziqli radiotexnik qurilmalarni tadqiqot qilishda keng foydalaniladi. Buning uchun real signalning - impulsning amplitudasi cheksiz katta va davomiyligi cheksiz kichik bo'lishi shart emas. Buning uchun foydalanilayotgan impuls davomiyligi u o'tayotgan chiziqli radiotexnik qurilma vaqt doimiyligiga nisbatan kichik bo'lishi yetarli hisoblanadi.

$\delta(t)$ funksiyaga nisbatan keltirilgan hamma fikrlarni $\delta(\omega)$ funksiya uchun ham t ni ω ga va ω ni t ga almashtirilgan holda qo'llash mumkin.

$$\delta(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} dt. \quad (2.53)$$

(2.53) formuladagi delta ko'rsatkichining o'zgarganligi integralning qiymatiga ta'sir etmaydi.

2.5.4. Uchburchak ko'rinishidagi impuls signal

2.11a-rasmda keltirilgan uchburchak ko'rinishidagi impuls signalning matematik ifodasi quyida keltirilgan.

$$s(t) = \begin{cases} A \left(1 + \frac{t}{\frac{\tau_u}{2}} \right), & \text{agar } -\frac{\tau_u}{2} \leq t \leq 0, \\ A \left(1 - \frac{t}{\frac{\tau_u}{2}} \right), & \text{agar } 0 \leq t \leq \frac{\tau_u}{2}. \end{cases} \quad (2.54)$$

Ushbu signalning spektri zichligini (2.10) formuladan foydalanib aniqlash mumkin, ammo bu usul ancha qiyin.

Fure almashtirishi xossalariidan foydalanib, uning spektri zichligini ushbu $s(t)$ signaldan olingan xosila signal spektrining zichligi orqali aniqlaymiz. Uchburchak ko'rinishidagi impuls signaldan olingan hosilaning grafigi 2.11b-

rasmda keltirilgan. Ushbu hosila signal musbat to'rtburchak shaklidagi davomiyligi $\frac{\tau_u}{2}$ va amplitudasi $\frac{A}{2}$ bo'lgan holat uchun impuls o'rta nuqtasi $t = 0$ ga nisbatan $\frac{\tau_u}{4}$ ekanligini e'tiborga olib hamda (2.46) ifodadan foydalanib uning spektri zichligini aniqlaymiz:

$$\dot{S}_1(\omega) = A \frac{\sin \frac{\omega \tau_u}{4}}{\frac{\omega \tau_u}{4}} e^{j \frac{\omega \tau_u}{4}}. \quad (2.55)$$

Manfiy to'rtburchak shaklidagi hosila impulsi spektri mos ravishda quyidagicha aniqlanadi:

$$\dot{S}_2(\omega) = -A \frac{\sin \frac{\omega \tau_u}{4}}{\frac{\omega \tau_u}{4}} e^{-j \frac{\omega \tau_u}{4}}. \quad (2.56)$$

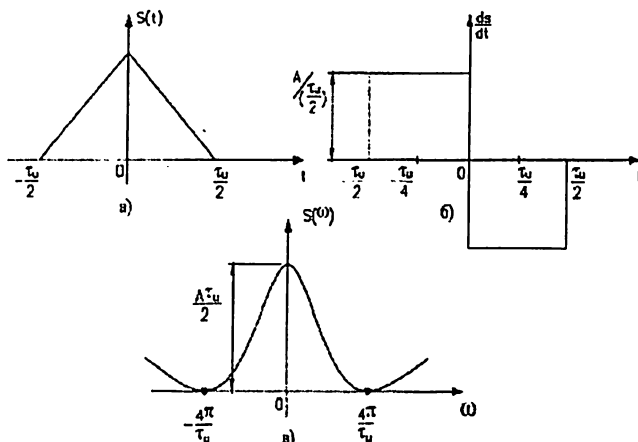
Natijaviy spektr zichligi ushbu ikki spektr zichlikning yig'indisiga teng, ya'ni

$$\begin{aligned} \dot{S}_\Sigma(\omega) &= \dot{S}_1(\omega) + \dot{S}_2(\omega) = A \frac{\sin \frac{\omega \tau_u}{4}}{\frac{\omega \tau_u}{4}} \left(e^{j \frac{\omega \tau_u}{4}} - e^{-j \frac{\omega \tau_u}{4}} \right) = \\ &= j2A \frac{\sin^2 \frac{\omega \tau_u}{4}}{\frac{\omega \tau_u}{4}}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Uchburchak shaklidagi impuls signal spektri zichligini ushbu signal $s(t)$ hosilasi $s'(t)$ signal spektri zichligini $j\omega$ ga bo'lish orqali aniqlaymiz, ya'ni

$$\dot{S}(\omega) = \frac{\dot{S}_\Sigma(\omega)}{j\omega} = \frac{2A \sin^2 \frac{\omega \tau_u}{4}}{\omega \frac{\omega \tau_u}{4}} = \frac{A\tau_u}{2} \left(\frac{\sin \frac{\omega \tau_u}{4}}{\frac{\omega \tau_u}{4}} \right)^2. \quad (2.58)$$

Signalning $\omega = 0$ chastotadagi spektri zichligi $\dot{S}(0) = \frac{A\tau_u}{2}$ ga – uchburchak shaklidagi impulsning yuzasiga teng. Uchburchak shaklidagi impuls signal spektri zichligining moduli 2.11v-rasmda keltirilgan.



2.11-rasm. Uchburchak ko'rinishidagi impuls signal spektri zichligini aniqlashga oid chizmalar

2.6. Signal va xalaqitlarning matematik modellari

Radiotexnik tizimlarni tahlil (analiz) va sintez qilishda signallarning matematik modellaridan keng foydalaniladi. 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 uzatilyotgan 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

$$P(\alpha_{r_{j+1}}^{j+1}, \alpha_{r_{j+2}}^{j+2}, \dots, \alpha_{r_{j+N}}^{j+N}) = P(\alpha_{r_{j+1}}^{j+1})P(\alpha_{r_{j+2}}^{j+2}) \dots P(\alpha_{r_{j+N}}^{j+N}) / \alpha_{r_{j+N-1}}^{j+N-1} \dots \alpha_{r_{j+1}}^{j+1} \quad (2.59)$$

bo'ladi, $P(\alpha_{r_{j+k}}^{j+k}) / \alpha_{r_{j+k-1}}^{j+k-1} \dots \alpha_{r_{j+1}}^{j+1}$ 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 (2.59) 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,

$$F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n) = P\{X(t_1) < x_1, X(t_2) < x_2, \dots, X(t_n) < x_n\} \quad (2.60)$$

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

$$W_n(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n) = \frac{\partial^n F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n)}{\partial x_1 \partial x_2 \partial x_3 \dots \partial x_n} \quad (2.61)$$

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

(2.60) va (2.61) 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 xarakteristikalarini: o'tacha 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:

$$m_x(t) = M\{X(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} xW(x; t)dx, \quad (2.62)$$

dispersiyasi:

$$D_x(t) = M\{[X(t) - m_x(t)]^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} [x - m_x(t)]^2 W(x; t)dx, \quad (2.63)$$

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

$$\begin{aligned} B_x(t_1; t_2) &= M\{[X(t_1) - m_x(t_1)][X(t_2) - m_x(t_2)]\} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [x_1 - m_x(t_1)][x_2 - m_x(t_2)]W_2(x_1, x_2; t_1, t_2)dx_1 dx_2, \end{aligned} \quad (2.64)$$

tasodifiy jarayonning o'zaro korrelyatsiya funksiyasi:

$$B_{xy}(t_1; t_2) = M\{[X(t_1) \cdot Y(t_2)]\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2 W_2(x_1, y_2; t_1, t_2)dx_1 dy_2. \quad (2.65)$$

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 ataladi.

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 oralig'laridagi qiymatlarining o'zaro bog'liqligini baholash uchun avtokorrelyatsiya va o'zaro korrelyatsiya normallashtirilgan koeffitsientlari $R_x(\tau)$ 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 koeffitsientlari

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

ya'ni absolyut qiymati 0 dan 1 gacha oralikda 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 yuklamadan 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 koeffitsientini har bir yechiladigan muammoga bog'liq ravishda belgilanadi, ya'ni $R_{xx}(\tau) \geq \alpha_{ber}$, α_{ber} – korrelyatsiya koeffitsientining berilgan qiymati.

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

$$\Delta\tau = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) d\tau}{B(0)} = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau. \quad (2.66)$$

Tasodifiy jarayonlar vaqt funksiyasi sifatida ikki turga bo'linadi:

- stasionar tasodifiy jarayonlar;
- nostasionar tasodifiy jarayonlar.

Agar tasodifiy jarayonning sonli xarakteristikalari: 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

$$\begin{aligned} \overline{X(t)} &= \int_{-\infty}^{\infty} xp(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \overline{x(t)} \\ \overline{X^2(t)} &= \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt = \overline{X^2(t)} \\ B_x(\tau) &= \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p_2(x_1, x_2; \tau) dx_1 dx_2 = \dots \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau) dt = \overline{x(t)x(t+\tau)}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

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.

2.7. Gauss tasodifiy jarayoni

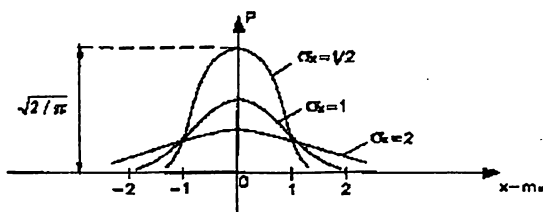
Normal – Gauss tasodifiy qiymatlar taqsimot qonuni tabaitda boshqa taqsimot qonunlariga qaraganda nisbatan ko'p uchraydi. Aloqa kanallaridagi xalaqitlar ham ko'p hollarda normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Ko'p hollarda taqsimot qonuni normal taqsimot qonunidan kam farqlanadigan tasodifiy jarayonlarni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

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

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp \left[\frac{(x - m_x)^2}{2\sigma_x^2} \right]. \quad (2.68)$$

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 2.12-rasmda keltirilgan.



2.12-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

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(x) dx = 1. \quad (2.69)$$

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'shib yagona tasodifiy ko'rinishdagi xalaqitni keltirib chiqaradi.

Fluktuasion xalaqitning o'rtacha qiymati $m_x = 0$ ligini e'tiborga olib (2.68) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz.

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right]. \quad (2.70)$$

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:

$$F(u_0) = P(u < u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-u^2/2} du = \frac{1}{2} [1 + F(u_0)]. \quad (2.71)$$

(2.71) formula orqali fluktuasion xalaqitning sathi berilgan u_0 ga teng yoki kichiklik ehtimolligi hisoblanadi. (2.71) 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:

$$F(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-u^2/2} du. \quad (2.72)$$

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:

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2} [F(u_2) - F(u_1)]. \quad (2.73)$$

Fluktuasion xalaqit qiymati u_0 dan kattaligi ehtimolligini hisoblash uchun $u_2 = \infty$ va $u_1 = u_0$ qiymatlarni (2.73) ifodaga qo'yish kerak, natijada quyidagini olamiz:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2} [F(\infty) - F(u_0)] = \frac{1}{2} [1 - F(u_0)]. \quad (2.74)$$

(2.74) 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 oralg'i nolga intiladi. Oq shovqin haqidagi tushuncha ideallashtirilgan holat uchun bo'lib, amalda esa chastota oshgan sari uning energetik spektri kamayib boradi va korrelyatsiya oralg'i ma'lum bir kattalikka ega bo'ladi, ya'ni $\Delta t \neq 0$. Yuqoridagi ideallashtirish xalaqit korrelyatsiya oralg'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.

2.8. 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'rta kvadratik qiymatini qarshiligi 1 Om bo'lgan yuklamada ajralib chiqayotgan o'rta 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'rta quvvatning spektri zichligi bu ma'lum bir chastota ω ning 1 Hz polosasi kengligida joylashgan o'rta 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 davomiylikdagi tasodifiy jarayon spektri zichligi $S_T(\omega)$ ni va u orqali ushbu signal energiyasini aniqlash mumkin, ya'ni

$$E = \int_{-T/2}^{T/2} x_T^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_T(\omega)|^2 d\omega. \quad (2.75)$$

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

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega. \quad (2.76)$$

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

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega, \quad (2.77)$$

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.

2.9. 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

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (2.78)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (2.79)$$

Tasodifiy signal energetik spektri va korrelyatsiya funksiyalari juft funksiyalar ekanligini e'tiborga olib, (2.78) va (2.79) formulalarni quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega \tau d\tau, \quad (2.80)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega, \quad (2.81)$$

yoki

$$G_x(\omega) = 2 \int_0^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega \tau d\tau, \quad (2.82)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (2.83)$$

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

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (2.84)$$

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (2.85)$$

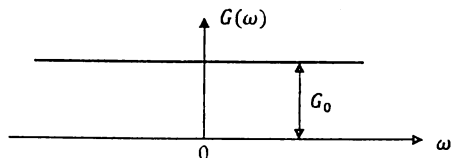
(2.79) ifodadan $\tau = 0$ bo'lgan holat uchun quyidagi tenglikni olamiz:

$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = P. \quad (2.86)$$

(2.86) 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 o'zgaradi va korrelyatsiya oralig'i shuncha kichik, spektri polosasi tor bo'lgan signal sekin o'zgaradi va korrelyatsiya oralig'i katta bo'ladi.

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



2.13-rasm. Oq shovqin spektri

Agar (2.85) ifodada $G(\omega)$ ni $G_0 = \text{const}$ bilan almashtirsak, u holda oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasini aniqlaymiz. ya'ni

$$B(\tau) = G_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega = G_0 \cdot \delta(\tau), \quad (2.87)$$

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

Spektri cheksiz keng va bir tekis bo'lgan oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasi τ ning $\tau = 0$ bo'lgan qiymatidan boshqa hamma qiymatlarida nolga teng bo'lib, $\tau = 0$ bo'lganda $B(0)$ cheksizlikka intiladi.

Korrelyatsiya funksiyasi ignasimon, cheksiz ingichka tasodifiy sakrab o'zgarishlarga ega bo'lib, bunday jarayonni delta – korrelyatsiyalangan jarayon deb ataladi. Oq shovqinning dispersiyasi cheksiz katta. Agar oq shovqinning spektri yuqoridan ω_0 chastota bilan chegaralangan bo'lsa, u holda bunday shovqin “oqqa o'xshash” (kvazi oq) shovqin deb ataladi.

Nazorat savollari

1. Axborot, xabar va signal deganda nimani tushunasiz?
2. Signallar qanday turlarga bo'linadi?
3. Uzlaksiz, diskret, determinant va tasodifiy signallarga ta'rif bering.
4. Davriy signal o'rtacha quvvati deganda nimani tushunasiz?
5. Nodavriy signal spektri qanday aniqlanadi va u qanday ko'rinishga ega?
6. Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari ifodalarini yozing.
7. Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari nodavriy signallarning chiziqli radiotexnik tizimlardan o'tishini tadqiq qilishda qanday ahamiyatga ega?
8. Fure almashtirishning qanday xossalari bilasiz?
9. Signalni vaqt bo'yicha surish uning spektriga qanday ta'sir etadi?
10. Signal davomiyligini vaqt bo'yicha n marta qisqartirsak uning spektri qanday o'zgaradi?
11. Signallarni differensiallash va integrallash deganda nimani tushunasiz?
12. Signallar yig'indi va ko'paytmasining spektri qanday aniqlanadi?
13. Yakka sakrash ko'rinishidagi signal qanday signal va uning AChX va FChX lari nimaga teng?
14. To'rtburchak shaklidagi impuls signal va uning spektri grafisini chizing.
15. Delta impulsiga ta'rif bering va uning asosiy xossasini tushuntirib bering.

16. *Tasodifiy jarayon deganda nimani tushunasiz?*
17. *Qanday tasodifiy jarayon stasionar tasodifiy jarayon deyiladi?*
18. *Tasodifiy jarayonning qanday sonli xarakteristikalari mavjud?*
19. *Tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati va dispersiyasi tushunchalari nimani anglatadi?*
20. *Korrelyatsiya funksiyasi va korrelyatsiya oraliq'iga ta'rif bering.*
21. *Bir o'lchamli normal taqsimot qonuni ifodasini yozing va uning grafigini chizing.*
22. *"Oq shovqin" deganda qanday shovqin tushuniladi?*
23. *Tasodifiy jarayon spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasida qanday bog'liqlik bor?*

3. UZLUKSIZ SIGNALLARNI DISKRETIZATSIYALASH VA KVANTLASH

3.1. Asosiy tushunchalar va ta'riflar

Analog signallarni raqamli signallarga almashtirish ko'p hollarda bir qator afzalliklarga ega bo'lib, bular qatoriga ularni uzatish, xotirada saqlash, ishlov berish kabi jarayonlar kiradi. Analog signallarni raqamligiga almashtirish uni vaqt bo'yicha diskretlash va sath bo'yicha kvantlash – kvantlangan sath qiymatlarini unga eng yaqin bo'lgan sath qiymati bilan almashtirish va sath qiymatini belgilovchi raqamni elementar signallar orqali kodlash natijasida amalga oshiriladi. Ammo ko'p hollarda vaqt bo'yicha diskret va sath bo'yicha kvantlangan signallarni raqamli signal deb atash qabul qilingan. Analog signalni raqamligiga almashtirish – analog raqam almashtirish (ARA) qurilmasida amalga oshiriladi.

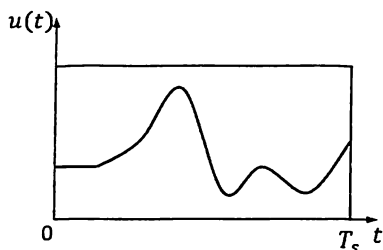
$u(t)$ funksiya orqali ifodalanadigan signal turlarini ko'rib chiqamiz.

Uzluksiz argument t ning uzluksiz funksiyasi bo'lgan $u(t)$ uzluksiz signal deb ataladi. Bunda uzluksiz signal $u(t)$ ning argumenti t uning boshlanishi $t = 0$ dan ushbu signalning davomiyligiga teng bo'lgan vaqt T_s orasidagi hamma qiymatlarni qabul qiladi, ya'ni $t = (0, T_s)$ (3.1a-rasm).

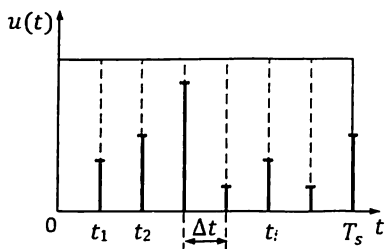
Diskret vaqt $t = k\Delta t$ ning uzluksiz funksiyasi bo'lgan $u(k\Delta t)$ signal (3.1b-rasm) vaqt bo'yicha diskret, sath bo'yicha esa uzluksiz signal deb ataladi. Bu signalning funksiyasi argument vaqtning faqat $t = k\Delta t$ onlaridagina qiymatlarga ega bo'ladi. Diskretlash oraligi Δt bir xil, ba'zi hollarda esa turlicha bo'lishi mumkin.

Uzluksiz argument t ning diskret funksiyasi bo'lgan $u(t) = l\Delta u$ signal vaqt bo'yicha uzluksiz, sath bo'yicha esa diskret signal deb ataladi (3.1v-rasm). Bunda vaqt signal boshlanish va tugash vaqti $t(0, T_s)$ orasidagi har qanday qiymatlarni qabul qiladi, sath esa ($l = 0, 1, 2, \dots, N$) ruxsat etilgan sath qiymatlaridan biri bo'lgan $l\Delta u$ qiymatga teng bo'ladi. Bunda Δu – kvantlash qadami, ya'ni ikki eng yaqin ruxsat etilgan sath orasidagi farqqa teng bo'ladi. Ushbu kvantlash qadami qancha kichik bo'lsa uzluksiz sath qiymatini kvantlangan sath bilan almashtirishdagi xatolik absolyut qiymati $\varepsilon = \left| \frac{\Delta u}{2} \right|$ shuncha kichik bo'ladi.

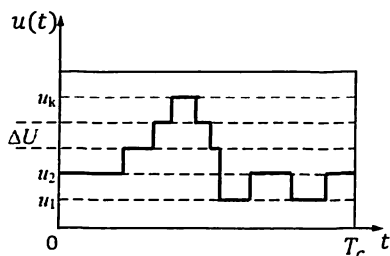
Diskret vaqt $t = k\Delta t$ ning diskret funksiyasi $u(t) = [(l\Delta u)(k\Delta t)]$ bo'lgan signal vaqt va sath bo'yicha diskret signal deb ataladi. Bunday signal diskret vaqt $t = k\Delta t$ larda $u(l\Delta u)$ ($l = 0, 1, 2, \dots, N$) qiymatlardan biriga teng bo'ladi (3.1g-rasm).



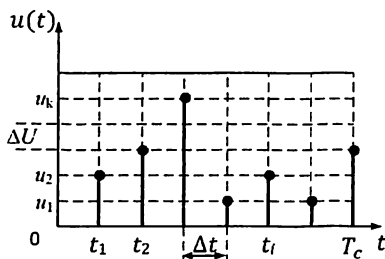
a)



b)



v)



g)

3.1-rasm. Signallarning turlari: a) uzluksiz signal; b) vaqt bo'yicha diskret, sath bo'yicha uzluksiz signal; v) vaqt bo'yicha uzluksiz, sath bo'yicha diskret signal; g) vaqt va sath bo'yicha diskret signal

Shunday qilib vaqt bo'yicha uzluksiz signal $u(t)$ argumenti t ni uning $k\Delta t$ vaqtlardagi qiymatlari $t = k\Delta t$ ($k = 1, 2, 3, \dots, M$) bilan almashtirish vaqt bo'yicha diskretizatsiyalash deb ataladi va shunga o'xshash signal sathi uzluksiz qiymatlari $u(t)$ ni uning $l\Delta u$ ($l = 0, 1, 2, \dots, N$) sathlarga mos qiymatlari bilan almashtirish, ya'ni sath bo'yicha diskretizatsiyalash – kvantlash deb ataladi.

Uzluksiz signalni vaqt va sath bo'yicha diskret signal $u(l\Delta u; k\Delta t)$ bilan almashtirib, uni kodlash asosida uzatishga asoslangan aloqa tizimi diskret yoki raqamli aloqa tizimi deb ataladi.

Vaqt bo'yicha diskretlash natijasida $u(t)$ signal ushbu signalning vaqt bo'yicha diskret oniy qiymatlari $u(k\Delta t)$ bilan almashtiriladi, ya'ni $u(t) \rightarrow u(k\Delta t)$ bo'ladi. Vaqt bo'yicha diskretlangan signalni uning $k\Delta t$ vaqtlarda olingan oniy qiymatlari asosida qayta tiklash mumkin. Ushbu signalni qayta tiklash natijasida olingan signalni – tiklangan signal deb ataladi. Uni $v(t)$ bilan belgilaymiz.

Tiklovchi funksiya $v(t)$ uzluksiz signal $u(t)$ ning $k\Delta t$ yoki $t - k\Delta t$ vaqtlardagi oniy qiymatlari yig'indisi shaklida aniqlanadi, ya'ni

$$v(t) = \sum_{k=1}^M a_k u(t - k\Delta t), \quad (3.1)$$

bunda, koefitsient a_k ning qiymatlari diskretlangan signalning $t = k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatlariga bog'liq.

Vaqt bo'yicha diskretlash oralig'i shunday tanlanishi kerakki, tiklangan signal $v(t)$ birlamchi uzluksiz signal $u(t)$ dan talab etiladigan darajadan ko'p farq qilmasligi kerak. Agar diskretlash oralig'i Δt kichik qilib tanlansa, davomiyligi T_c ga teng bo'lgan signaldan olingan oniy qiymatlar soni ko'p bo'ladi, signalni qayta tiklash aniqligi yuqori bo'ladi. Aksincha, agar diskretlash oralig'i Δt katta qilib tanlansa, oniy qiymatlar soni kam bo'ladi, natijada signalni qayta tiklash aniqligi ham kamayadi.

Diskretlash oralig'i, yoki davomiyligi T_s bo'lgan signaldan Δt vaqt oralig'ida olingan qiymatlar sonining signalni qayta tiklashdagi aniqlikni ta'minlovchi soni $M = \frac{T_s}{\Delta t}$ – uning optimal soni hisoblanadi.

Davomiyligi T_c bo'lgan signaldan olingan oniy qiymatlar soni uning optimal qiymatidan ko'p – ortiqcha bo'lsa, u aloqa kanali signal o'tkazish imkoniyatini oshirishni, EHMning signalga ishlov berish tezligini oshirishni talab qiladi, natijada xotirada saqlovchi va ro'yxatga oluvchi qurilmalar tan narxining oshishiga sabab bo'ladi. Shu nuqtani nazardan uzatilayotgan signaldagi ortiqchalikni – ortiqcha ma'lumotlarni qisqartirish kerak, ya'ni uzluksiz signalni uning diskret vaqtlardagi oniy qiymatlari orqali tiklashda talab etiladigan optimal sonidan ortiqcha bo'lmagani ma'qul.

3.2. Signalning diskretizatsiyalash usullari

Qabul qilingan belgilariga qarab signalni diskretizatsiyalash va qayta tiklash usullarini bir necha guruhlariga bo'lish mumkin. Ushbu usullarni guruhlariga bo'lish – klassifikatsiyalash uchun quyidagi belgi (alamat)larni tanlaymiz:

- oniy qiymatlarni olishning vaqt bo'yicha takrorlanishiga qarab;
- diskretizatsiyalash va qayta tiklash aniqligini baholash me'yori bo'yicha;
- bazis funksiyalar turiga qarab;
- tiklangan signalni birlamchi signalga qanchalik yaqinligiga qarab.

3.2.1. Oniy qiymatlarning vaqt bo'yicha takrorlanishi

Vaqt bo'yicha diskretizatsiyalash natijasida uzluksiz signal $u(t)$ bir-birini qamrab olmaydigan davomiyligi Δt_i bo'lgan oraliqlarga bo'linadi.

Diskretlash oralig'i Δt_i ($i = 0, 1, 2, \dots, M$) ning qanday vaqt oralig'ida davom etishiga qarab, ularni ikki guruhga bo'lish mumkin: bir xil davomiylik va turli davomiylikka ega bo'lgan. Signalni qayta tiklash ham shunga mos ravishda amalga oshiriladi.

Diskretlash oraliq'i davomiyligi bir xil bo'lgan signal deb T_c davomiylikka ega bo'lgan uzluksiz signaldan bir xil $\Delta t = const$ vaqt oraliqlarida uning oni qiyimatlarini aniqlashga aytiladi. Bunda diskretlash oraliq'i Δt yoki diskretlash chastotasi $F_d = \frac{1}{\Delta t}$ diskretlanayotgan uzluksiz signal $u(t)$ ning spektri haqidagi avvaldan ma'lum ma'lumotlar asosida tanlanadi.

Diskretlash oraliq'ining bir xil bo'lishi diskretizatsiyalash va qayta tiklash algoritmining sodda bo'lishini ta'minlaydi. Ammo diskretizatsiyalanadigan uzluksiz signal spektrining o'zgarishi haqidagi ma'lumotlar avvaldan yetarli darajada ma'lum emasligi uni diskretlashda ortiqchaliklar hosil bo'lishiga olib keladi.

Vaqt bo'yicha diskretlash oraliq'i Δt turlicha bo'lsa, bunday diskretizatsiyalash notekis diskretizatsiyalash deb ataladi. Notekis diskretizatsiyalash ikki turli bo'ladi: adaptiv va dasturiy.

Adaptiv (moslashuvchi) diskretizatsiyalashda diskretlash oraliq'i uzluksiz signalning spektri (tez va asta) o'zgarishiga mos ravishda o'zgarib boradi. Signalni adaptiv diskretizatsiyalash uni uzatishdagi ortiqchalikni sezilarli darajada kamaytiradi, buning natijasida aloqa kanalining xabar o'tkazish imkoniyati oshadi. Hozirda adaptiv impuls-kod modulyatsiyali signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimlari mavjud.

Diskretlash oraliq'ini dasturiy o'zgartirishga asoslangan aloqa tizimlarida diskretlash oraliq'i operator tomonidan uzluksiz signalni tahlil etish asosida yoki oldindan o'rnatilgan ishlash dasturi asosida o'zgartirib turiladi.

3.2.2. Diskretizatsiyalash aniqligini baholash mezonlari

Aloqa kanali chiqishida qayta tiklangan signal $v(t)$ va uzatilgan uzluksiz signal $u(t)$ orasidagi farq $\varepsilon(t)$ vaqt davomida o'zgarib turadi, ya'ni

$$\varepsilon(t) = v(t) - u(t). \quad (3.2)$$

Qabul qilingan – tiklangan signal $v(t)$ va uzatilgan signal $u(t)$ orasidagi farqni baholash mezonlari axborotni qabul qiluvchiga bog'liq bo'lib, qabul qilingan diskretizatsiyalangan signaldan qanday maqsadda foydalanilishiga va uni tiklovchi qurilma imkoniyatlariga bog'liq. Xatolik $\varepsilon(t)$ ni qabul qilingan signal $v(t)$ ning yagona shakli uchun yoki bir necha marta qabullangan shakllari uchun aniqlash mumkin.

Ko'p hollarda $\varepsilon(t)$ qabul qilingan – qayta tiklangan signal $v(t)$ ni uzatilgan uzluksiz signal $u(t)$ dan bir diskretizatsiyalash oraliq'i $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$ orasida bir-biridan farqlanishi quyidagi mezonlar orqali baholanadi:

a) eng katta farqlanish mezonlari:

$$\varepsilon = \max|\varepsilon(t)| = \max|v(t) - u(t)|, \quad (3.3)$$

bunda, $\varepsilon(t) - \Delta t_i$ vaqt oraliq'ida o'zgaruvchi xatolik.

b) o'rtacha kvadratik xatolik mezonlari quyidagicha aniqlanadi:

$$\bar{\varepsilon}^2 = \sqrt{\frac{1}{\Delta t_i} \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_{i+1}} \varepsilon^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{\Delta t_i} \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_{i+1}} [v(t) - u(t)]^2 dt}, \quad (3.4)$$

bunda $\varepsilon(t) - \Delta t_i$ vaqt oralig'ida o'zgaruvchi xatolik. $\bar{\varepsilon}^2(t)$ – (belgi ustidagi chiziq) qabullangan signal $v(t)$ ning uzatilgan signal $u(t)$ bir necha marta qabul qilingandagi xatolik ehtimolligi o'rtacha qiymati.

v) qabul qilingan signal $v(t)$ ning uzatilgan signal $u(t)$ dan birgina diskretlash vaqti oralig'ida farqlanishi integrali mezonni quyidagicha aniqlanadi:

$$\bar{\varepsilon} = \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_{i+1}} \varepsilon(t) dt. \quad (3.5)$$

g) farqlanish $\varepsilon(t)$ ning ehtimollik mezonni quyidagi ito'da orqali aniqlanadi:

$$P[\varepsilon(t) \leq \varepsilon_0] = P_0, \quad (3.6)$$

bunda ε_0 – farqlanishning ruxsat etilgan qiymati; P_0 – xatolik ehtimolligi ruxsat etilgan xatolik ε_0 qiymatiga teng yoki undan kichik bo'lishi ehtimolligi.

3.2.3. Bazaviy (asos) funksiyalar

Signallarni vaqt bo'yicha diskretizatsiyalash, ayniqsa adaptiv diskretizatsiyalangan signallarni qayta tiklash masalasi matematik nuqtai nazardan qayta tiklangan signal $v(t)$ ni uzatilgan signal $u(t)$ ga bir tekis yoki o'rtacha kvadratik yaqinlashtirish masalasi hisoblanadi. Bunda $[0, T]$ oralig'ida mavjud bo'lgan uzluksiz signal $u(t)$ dan Δt_i vaqt oraliqlarida diskretlash natijasida uning eng kam sonli oniy qiymatlarini belgilash va $\varepsilon(t) \leq \varepsilon_0$ ni ta'minlash talab qilinadi. Bunda $|\varepsilon_0|$ – xatolik ruxsat etilgan absolyut qiymati va $\varepsilon(t)$ – tanlangan mezon asosida $v(t)$ ni $u(t)$ dan farqlanish qiymati $\varepsilon(t)$ ni $u(t)$ ga yaqinlashuvchi funksiya deb qabul qilish mumkin.

Amaliyotda diskretizatsiyalashni amalga oshirishda bazis (asos) funksiyalarni tanlash qayta tiklangan – yaqinlashtiruvchi funksiya $v(t)$ ni olish bilan bog'liq bo'lgan diskretlash qurilmasining iloji boricha sodda bo'lishini ta'minlashi kerak.

Diskretizatsiyalangan signal $u(t)$ ning Δt_i oraliqlaridagi oniy qiymatlari orqali unga talab darajasidagi aniqlik bilan yaqinlashuvchi signal $v(t)$ ni tiklash matematik nuqtai nazardan interpolyatsiyalash masalasi hisoblanadi. Bunda $u(t)$ ning Δt_i vaqt oraliqlarida olingan oniy qiymatlari yig'indisi bo'lgan $v(t)$ umumlashgan ko'phadlikka mos keladi deb qabul qilinadi.

$$v(t) = \sum_{j=0}^n a_j \varphi_j(t). \quad (3.7)$$

(3.7) ko'phadlikning Δt_i nuqtalardagi qiymati $u(t)$ signalning shu nuqtalarga mos qiymatlariga teng bo'ladi. Ba'zi hollarda $v(t)$ ning $u(t)$ ga mosligi uning n -chi tartibli hosilalari uchun bajarilishi talab etiladi.

Uzluksiz signallarni diskretizatsiyalashda va qayta tiklashda bazaviy funksiya sifatida Kotelnikov qatori, Chebishev va Lejandr ko'phadlari, darajali ko'phadlar, Uolsh funksiyalari va boshqa funksiyalardan foydalaniladi.

3.2.4. Diskretizatsiyalangan signal oniy qiymatlarini uzluksiz signal qiymatlariga yaqinlashtirish

Diskretizatsiyalangan signal oniy qiymatlarini uzluksiz signal qiymatlariga yaqinlashtirishning asosiy uch guruh usullari mavjud bo'lib, ushbu usullarni qisqacha ko'rib chiqamiz. Bular:

- interpolatsiya usuli;
- ekstrapolyatsiya usuli;
- interpolatsiya-ekstrapolyatsiya – kombinasion usul.

Ekstrapolyatsiya usuli signalni diskretizatsiyalashda uni ma'lum bir vaqtga kechiktirishni talab qilmaydi. Natijada bu usuldan real vaqtda ishlovchi tizimlarda foydalanish mumkin.

Diskretizatsiyalangan signallarga ishlov berishda interpolatsiya usuli nisbatan samarador bo'lib, bu usul ekstrapolyatsiya usuliga qaraganda kamroq ortiqchalikka ega. Ammo interpolatsiya usulidan foydalanish diskretlangan signalni interpolatsiyalash oralig'iga teng bo'lgan vaqtga kechikishiga sabab bo'ladi.

Interpolatsiya-ekstrapolyatsiya usuli interpolatsiya va ekstrapolyatsiya usullarining yaxshi sifatlarini o'zida aks ettiradi. Uzluksiz signal $u(t)$ ni adaptiv diskretlash natijasida har bir diskretizatsiyalash vaqti Δt_i oralig'ida uning funksiyasi bo'lgan oniy qiymati qayta tiklanadigan $v(t)$ signalning qiymatiga yaqinlashtiriladi. Interpolatsiya-ekstrapolyatsiya usulidan foydalanib diskretizatsiyalangan signal $u(t)$ ni tiklanadigan qiymati $v(t)$ ga yaqinlashtirish ikki bosqichda amalga oshiriladi. Birinchi bosqichda interpolatsiya usulidan foydalanib diskretizatsiyalash oralig'i Δt_i ning boshlang'ich qismi $\Delta t'_i$ uchun $v(t)$ ga yaqinlashtiruvchi qiymati aniqlanadi. Ikkinchi bosqichda interpolatsiya usulidan foydalanib aniqlangan $v(t)$ ning $t > t_{i-1} + \Delta t'_i$ vaqt oralig'ida ekstrapolyatsiyalash natijasidagi qiymatini uning interpolatsiyalash natijasida olingan qiymatidan farqi aniqlanadi.

Adaptiv diskretizatsiyalash usulidan foydalanib diskretlash qadami (oralig'i) Δt_i ni tanlash uchun uzluksiz signallarning turlari modellarini tahlil etish asosida uning oniy qiymatlarini olish mezoni kiritiladi. Ushbu mezonlarning asoslari quyidagilar hisoblanadi:

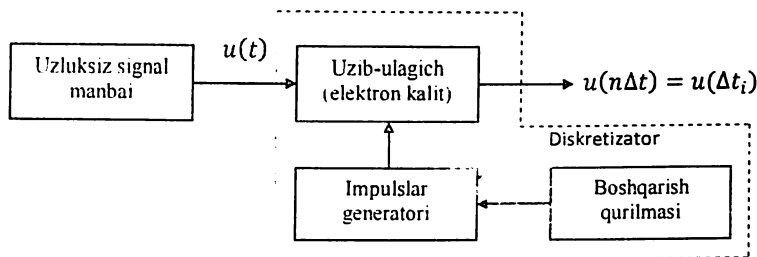
- diskretizatsiyalanadigan signal spektriga bog'liq holda diskretlash oralig'ini – diskretlash chastotasini o'rnatish – chastotalar mezoni;

- diskretizatsiyalash oraliqi Δt_i ni diskretlanadigan uzluksiz signal korrelyatsiya oraliqiga bog'liq holda o'zgartirish – korrelyatsiya mezon;
- signalning determinant modeli – o'zgarish qonuniyati avvaldan ma'lum signal uchun diskretizatsiyalash oraliqi Δt_i qiymatini uni kvantlash oraliqi va o'zgarish qiyaligiga bog'liq holda o'zgartirishga asoslangan – oniy qiymatlarni kvantlash mezon.

3.3. Uzluksiz signallarni bir xil oraliqlarda diskretizatsiyalash. Kotelnikov teoremasi

Uzluksiz signallarni bir xil oraliqlarda diskretizatsiyalashda Δt_i larning davomiyligi va diskretizatsiyalash chastotasi f_d o'zgarmas – doimiy bo'ladi.

Uzluksiz signalni vaqt bo'yicha diskretizatsiyalovchi qurilma diskretizator deb ataladi. 3.2-rasmda diskretizatorning funksional sxemasini keltirilgan.



3.2-rasm. Diskretizatorning funksional sxemasini

Diskretizatorni uzluksiz signalni ma'lum oraliqlarda elektron kalit yordamida uzib-ulovchi qurilma deb tahlil etish mumkin. Impulslar generatoridan elektron kalit kirishlaridan biriga berilayotgan signallar yordamida uning kirishiga berilgan uzluksiz $u(t)$ signal impulslar ketma-ketligiga o'zgartiriladi. Impulslar generatorining ish jarayoni boshqarish qurilmasi orqali boshqariladi. Bir xil vaqt oraliqlarida diskretlashda impuls generatoridan elektron kalitga berilayotgan impulslar chastotasi bir xil – o'zgarmas bo'ladi.

V.A. Kotelnikov tomonidan spektri yuqori chastotasi chegaralangan funksiya (signal) uchun teorema yaratilgan. Ushbu teorema quyidagicha ta'riflanadi: spektrining eng yuqori chastotasi F_m bilan chegaralangan funksiya (signal) $u(t)$ o'zining $\frac{1}{2F_m}$ sekund vaqt oraliqlarida olingan oniy qiymatlarining ketma-ketligi orqali to'liq qayta tiklanadi. Ushbu teoreмага asosan spektrining eng yuqori chastotasi $\omega_m = 2\pi F_m$ bo'lgan uzluksiz signal $u(t)$ ni quyidagi qator orqali ifodalash mumkin:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{k}{2F_m}\right) \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \varphi_k(t). \quad (3.8)$$

bunda, $\Delta t = \frac{1}{2F_m}$ – ikki qo'shni diskretlash vaqti oralig'idagi qiymat. $u(k\Delta t) - u(t)$ uzluksiz signalning $t = k\Delta t$ vaqt oraliqlarida olingan oniy qiymatlari.

(3.8) interpolyatsiyalash qatori – **Kotelnikov qatori** deb ataladi. Uzluksiz signal $u(t)$ ni Kotelnikov qatori bilan interpolyatsiyalash mumkinligini ko'rib chiqamiz. Spektri kengligi chegaralangan $u(t)$ signal uchun Fure almashtirishini qo'llab signal spektrini quyidagicha ifodalaymiz:

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

bunda, $|\omega| > \omega_m$ chastotalarda $\hat{S}(j\omega) = 0$ bo'lishini e'tiborga olish natijasida hamda past chastotani anglatuvchi F_m o'rniga umumlashgan holatni e'tiborga olgan holda ω_m dan foydalanib, signalning kompleks spektri orqali Fure teskari almashtirishidan foydalanib uzluksiz signal $u(t)$ ni aniqlaymiz:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \hat{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (3.10)$$

Signal spektri $\hat{S}(\omega)$ ni (3.9 ifoda) $[-\omega_m; \omega_m]$ chastotalar oralig'i uchun quyidagi qator ko'rinishida ifodalash mumkin:

$$\hat{S}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}}. \quad (3.11)$$

(3.11) ifodadagi C_k $u(t)$ signal spektri tashkil etuvchilarining koeffitsientlari bo'lib, u quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$C_k = \frac{1}{2\omega_m} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{S}(\omega) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}} d\omega. \quad (3.12)$$

(3.10) va (3.12) ifodalarni taqqoslash shuni ko'rsatadiki ular bir-biri bilan $\Delta t = \frac{\pi}{\omega_m}$ o'zgarimas kattalikkacha aniqlik bilan bir-biriga mos keladi. bunda uzluksiz vaqt $t = -k\Delta t$ deb qabul qilinadi, natijada

$$C_k = \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t). \quad (3.13)$$

(3.13) ifodani (3.11) ifodaga qo'yib $u(t)$ signal spektri funksiyasini quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$\hat{S}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}}. \quad (3.14)$$

(3.14) formulani (3.10) formulaga qo'yamiz, bunda qator yig'indisi alohida tashkil etuvchilari k ning hamma musbat va manfiy qiymatlari uchun aniqlanishini e'tiborga olib k ondagi minus belgisini plusga almashtirish mumkin. Bundan

tashqari (3.14) qatorni Fure integraliga yaqinlashishini e'tiborga olib integrallash va yig'ish (qo'shish) amallarini bajarish ketma-ketligini almashtirish mumkin, ya'ni avval integrallash amalini so'ngra qo'shish amalini bajarish mumkin. U holda

$$\begin{aligned}
 u(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}} = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega. \tag{3.15}
 \end{aligned}$$

(3.15) formuladagi integrallash natijasi

$$\int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega = \frac{2 \sin \omega_m(t-k\Delta t)}{\omega_m(t-k\Delta t)}$$

ni e'tiborga olsak, (3.15) formula (3.8) ko'rinishini oladi.

(3.8) ifodadan ko'rinadiki, spektri F_m chastota bilan chegaralangan $u(t)$ signal o'zining

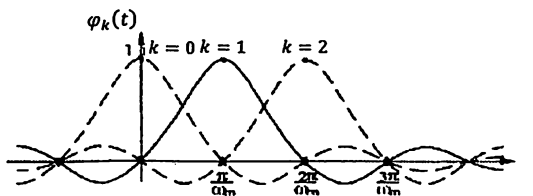
$$\Delta t = \frac{1}{2F_m} = \frac{\pi}{\omega_m} \tag{3.16}$$

oraliqlarda olingan $u(k\Delta t)$ qiymatlari orqali qayta tiklanishi mumkin.

Uzluksiz signal ikki tashkil etuvchidan: birinchisi $u(t)$ signalning $k\Delta t$ vaqtlarda olingan oniy qiymatlari $u(k\Delta t)$; ikkinchisi esa uzluksiz signalni vaqt bo'yicha asos (bazis) funksiyasi

$$\varphi_k(t) = \frac{\sin \omega_m(t-k\Delta t)}{\omega_m(t-k\Delta t)} \tag{3.17}$$

dan iborat bo'lib, bu funksiyaning grafigi 3.3-rasmda keltirilgan.



3.3-rasm. Vaqt bo'yicha ortogonal bazis (asos) funktsiya

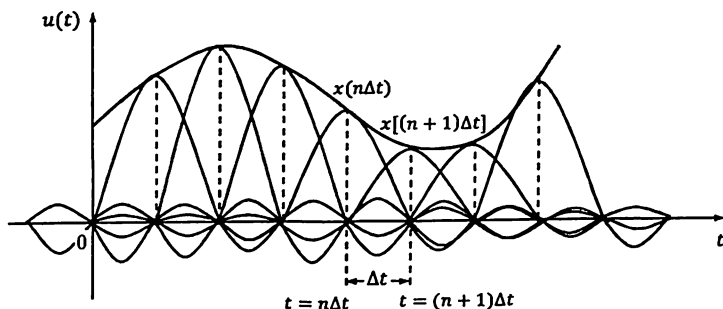
Oniy qiymat bazis funksiyasi quyidagi xossalarga ega:

1. $t = k\Delta t$ vaqtlarda $\varphi_k(k\Delta t) = 1$ va $t = n\Delta t$ vaqtlarda $\varphi_k(n\Delta t) = 0$, bunda $n - k$ ga teng teng bo'lmagan musbat yoki manfiy butun son;

2. $\varphi_k(t)$ vaqt funksiyasining spektri zichligi $|\omega| < \omega_m$ chastotalar oralig'ida bir tekis bo'lib, qiymati $\frac{1}{2F_m} = \frac{\pi}{\omega_m}$ ga teng.

Uzluksiz signal $u(t)$ ni $\varphi_k(t)$ bazis funksiya orqali tasvirlashga tegishli chizma 3.4-rasmda keltirilgan. Vaqt bazis funksiyasi $\varphi_k(t)$ ni ba'zan Kotelnikov funksiyasi deb ham ataladi.

(3.8) formulani keltirib chiqarishda uzluksiz signal $u(t)$ Direxle shartiga javob beradi deb qabul qilingan. Shuning uchun olingan natijani $t \rightarrow \infty$ da qiymati nolga teng bo'lmaydigan signallarga nisbatan qo'llash imkoniyatini bermaydi.



3.4-rasm. Uzluksiz signalni Kotelnikov qatori orqali qayta tiklashga tegishli chizma

Kotelnikov teoremasi spektri kengligi chegaralangan, cheksiz davomiylikka ega bo'lgan signallarga tegishli. Haqiqiy signallar ma'lum bir davomiylikka ega bo'ladi. Har qanday davomiyliги chegaralangan signal cheksiz keng spektrga ega bo'lib, (3.8) ifodani haqiqiy – real signallarga nisbatan qo'llash uni qayta tiklashda ma'lum darajada tiklangan signalning diskretizatsiyalangan uzluksiz signaldan farqlanishiga olib keladi, bunga sabab diskretizatsiyalash oralig'i (3.16) ni tanlash yoki diskretlash chastotasi $f_d = 2F_m$ ni tanlashdagi noaniqlikdir. Shuning uchun Kotelnikov teoremasini qayta tiklangan signal $v(t)$ uzatilgan diskretizatsiyalangan signal $u(k\Delta t)$ lar asosida $v(t) \equiv u(k\Delta t)$ aniqlikda amalga oshirish uchun qo'llash mumkin emas, amalda bunday aniqlik talab etilmasligi, aniqlik mezonini berilgan holatlarda foydalanish mumkin.

Davomiyliги T_c bo'lgan va spektri eng yuqori chastotasi F_m bo'lgan signaldan

$$N = \frac{T}{\Delta t} = 2F_m T \quad (3.18)$$

ta bir-biriga bog'liq bo'lmagan oniy qiymatlarni olish mumkin.

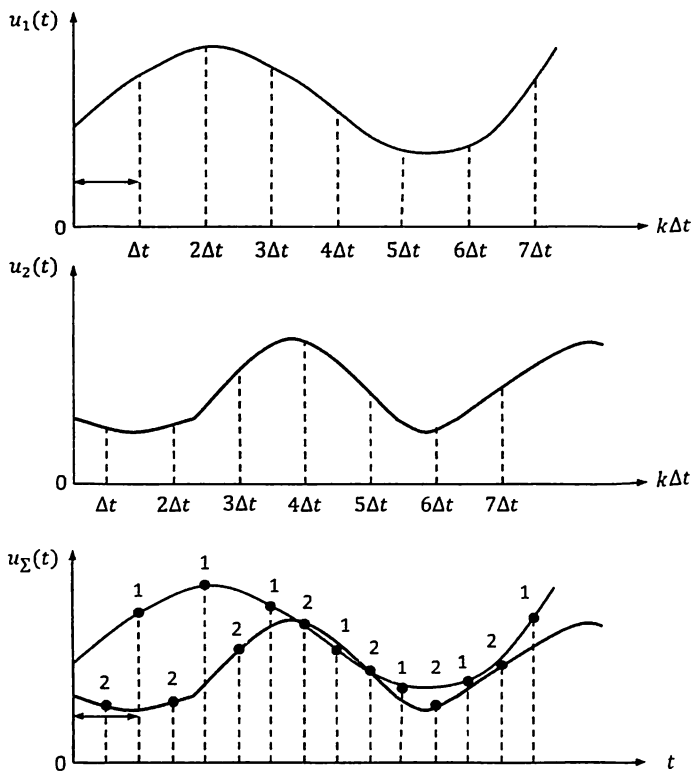
(3.18) ifodani e'tiborga olib (3.8) formulani quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{2F_m T} u(k\Delta t) \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)}. \quad (3.19)$$

N ning qiymati $u(t)$ signalning bir-biriga bog'liq bo'lmagan bazis funksiyalari soniga teng bo'lib, ba'zan uni signalning erkinlik darajasi, bazasi deb ham ataladi.

Uzluksiz signalni Kotelnikov qatori orqali ifodalash aloqa kanallarini vaqt bo'yicha zichlab, ikki qo'shni diskret vaqt oralig'ida boshqa axborot manbalaridan olingan signallarni uzatish imkoniyatini yaratadi. Signallarni ushbu asosda shakllantirish vaqt diagrammalari 3.5-rasmida keltirilgan.

Kotelnikov teoremasi impuls modulyatsiyasi signallarini shakllantirishda uning tashuvchisi vazifasini bajaruvchi impulslar takrorlanish chastotasini tanlash, har qanday spektri kengligi va davomiyligi cheklangan uzluksiz signallarni raqamli shaklda uzatish imkoniyatini beradi. Aloqa tizimida bir qator afzalliklarga ega bo'lgan raqamli sxemotexnikadan, signallarga raqamli ishlov berish usullaridan, axborotni raqamli shaklda xotirada saqlash, turli kodlash usullaridan foydalanib axborot uzatish xalaqibardoshligini oshirish, signallarni regeneratsiya qilish, turli integral mikrosxemalardan aloqa tizimi qurilmalarida foydalanish har qanday signalni yagona raqamli shaklda uzatish imkoniyatini yaratdi.



3.5-rasm. Vaqt bo'yicha zichlashgan aloqa tizimida guruh signalini shakllantirish

3.4. Adaptiv diskretizatsiyalash

Adaptiv diskretizatsiyalashda diskretlash oralig'i Δt_i turlicha bo'lib, diskretizatsiyalanayotgan signal sathining va spektrining o'zgarishiga qarab muntazam ravishda o'zgarib turadi, davriy ravishda takrorlanmaydi. Bunda diskretlash vaqti oraliqlari turlicha bo'ladi, uni tanlashda qabullash tomonida signalni qayta tiklash aniqligiga bo'lgan talab asos qilib olinadi. Shunday qilib, adaptiv diskretizatsiyalashda ma'lum aniqlik bilan signalni qayta tiklashga yetarli oniy qiymatlar – asos qiymatlar olinadi.

Adaptiv diskretizatsiyalangan signalni qayta tiklash uchun uzatish tomonida tanlangan diskretizatsiyalash vaqti Δt_i yoki har bir diskretizatsiyalash vaqti davomiyligi $\Delta t = \Delta t_{i+1} - \Delta t_i$ haqidagi ma'lumot signali uzatilishi kerak.

Hozirda adaptiv diskretizatsiyalashning bir qator usullari va algoritmlari mavjud bo'lib, ulardan quyidagi ikki guruhni alohida ta'kidlash mumkin:

– uzatilgan signal $u(t)$ ning asosiy xarakteristikalarini asosida qabul qilingan – qayta tiklangan $v(t)$ signal bilan taqqoslash usuli;

– qayta tiklangan signalni doimiy o'zgarmas parametrlarga ega bo'lgan etalon signal $v'(t)$ signal bilan taqqoslash usuli.

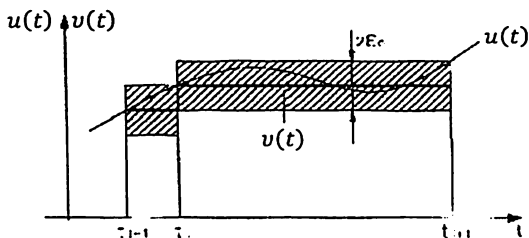
Bu ikki usuldan $u(t)$ signalni adaptiv diskretizatsiyalashga va tiklangan signal $v(t)$ bilan taqqoslash usuli amaliy ahamiyatga ega bo'lib, bu usuldan foydalanilganda ortiqchalikni kamaytirish samaradorligining yuqoriligiga erishish mumkin va signalni diskretizatsiyalab uzatishga tegishli ma'lumotlar hajmi ham sezilarli darajada qisqaradi. Umuman olganda adaptiv diskretizatsiyalashga asoslanib $u(t)$ signal uzatilganda uni tiklashda $t_{i+1} \div t_i = \Delta t$ vaqt oraliqida $u(t)$ ga talab etiladigan aniqlikni ta'minlovchi $v(t)$ ni izlashdan iborat bo'ladi.

Adaptiv diskretizatsiyalashni shunday tashkil etish mumkin, bunda $t_{i+1} \div t_i = \Delta t$ o'zgarmas vaqt davomiyligida qabullangan $v(t)$ signalning turi yoki uni talab darajasidagi aniqlik mezonini qoniqtiradigan darajada yaqinlashishi, yoki talab darajasidagi yaqinlik darajasi va signal $v(t)$ shakli saqlangan holda uning davomiyligi Δt_i o'zgarishi mumkin. Ba'zan har ikki usulda adaptiv diskretizatsiyalash asosida signalni qayta tiklash usulidan foydalanish mumkin.

Adaptiv diskretizatsiyalash quyidagi ikki usulda ham amalga oshirilishi mumkin. Birinchisi, diskretizatsiyalash oraliq'i Δt o'zgarmas saqlangan holda $u(t)$ ga yaqinlashuvchi funksiya turi va uning yaqinlashish darajasi o'zgartiriladi. Ikkinchisi yaqinlashuvchi funksiya turi va yaqinlashish darajasi o'zgarmas saqlab qolinganda diskretizatsiyalash oraliq'i Δt o'zgartiriladi. Umuman olganda tiklangan signal $v(t)$ ni talab darajasida $u(t)$ ga yaqinlashtirish uchun yuqorida keltirilgan har ikki usuldan birgalikda foydalanish mumkin.

Amalda vaqt bo'yicha diskretlash oraliq'i $\Delta t = const$ bo'lmagan adaptatsiya, nolinch va birinchi darajali algebraik polinomdan foydalanish usulidan keng foydalaniladi. Adaptiv diskretizatsiyalashda $v(t)$ ning $u(t)$ ga yaqinlashish darajasini eng kichik absolyut orqali baholash mezoni asosida ko'rib chiqamiz. Adaptiv diskretizatsiyalashda nolinch darajali polinomni qo'llab ekstrapolyatsiya usulidan foydalanilganda uzluksiz signal $u(t)$ ning Δt_i vaqtdagi oniy qiymati undan bitta oldingi diskretizatsiyalash vaqti Δt_{i-1} dagi oniy qiymati bilan taqqoslanadi.

Masalan, diskretizatsiyalangan signalning $t_i; t_{i+1}$ vaqt oraliqidagi qiymati $v(t) = u(t_i)$ qilib tanlanadi. Bunda $u(t_i)$ – uzluksiz signalning t_i vaqtdagi oniy qiymati (3.6-rasm).



3.6-rasm. Nolinchi darajali polinom bilan adaptiv diskretizatsiyalash

Diskretizatorida $u(t)$ ning $t_i; t_{i+1}$ vaqtlardagi oniy qiymatlari farqi $\Delta u = u_{i+1} - u_i$ aniqlanadi va ushbu farqning moduli (absolyut farqi) ruxsat etilgan xatolik ϵ_0 bilan taqqoslanadi. Navbatdagi $u(t)$ ning oniy qiymatini olish vaqti t_{i+1} $v(t)$ ning $u(t)$ dan farqi $|\Delta u(t)| = \epsilon_0$ qilib olinadi. Nolinchi darajali polinomdan foydalanish usuli adaptiv diskretizatsiyalash qurilmasida keng qo'llaniladi.

Adaptiv diskretizatsiyalashda birinchi darajali polinomdan foydalanilganda $t_i; t_{i+1}$ vaqt oralig'ida qayta tiklangan signal $v(t)$ quyidagicha aniqlanadi:

$$v(t) = u(t_i) + [u'(t_i)] \cdot t. \quad (3.20)$$

Bunda diskretizatsiyalash qurilmasida har bir $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ vaqt oralig'ida generator $u(t)$ ga $\Delta u(t)$ xatolik bilan yaqinlashuvchi $v(t)$ signalni shakllantiradi va $u(t)$ ning oniy qiymatlarini olish – diskretizatsiyalash vaqtida $|\Delta u(t)| = \epsilon_0$ bo'lishi talab etiladi. Bu usuldan foydalanilganda $t_i; t_{i+1}$ vaqt oraliqlarida $u(t)$ ga talab darajasidagi aniqlik bilan yaqinlashuvchi $v(t)$ ni aniqlash uchun $u(t)$ signalni differensiallash kerak bo'ladi.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, birinchi darajali polinomdan foydalanib adaptiv diskretizatsiyalashni amalga oshirish qurilmasi nolinchi darajali polinomdan foydalanib adaptiv diskretizatsiyalashga nisbatan murakkab bo'ladi.

Etalon (namunaviy) yaqinlashtiruvchi funksiya (signal)lar asosida adaptiv diskretizatsiyalash usulidan foydalanilganda uzluksiz signal $u(t)$ dan oniy qiymatni olish vaqtidagi signal etalon (namunaviy) signallar generatori shakllantirayotgan $z(t)$ signallar bilan taqqoslash asosida aniqlanadi, natijada tiklangan signal $v(t)$ ning uzatilayotgan $u(t)$ signaldan diskretlash vaqtidagi farqi $\Delta u(t) \leq \epsilon_0$ bo'lishi ta'minlanadi.

3.5. Kvantlash

Uzluksiz signalni sath bo'yicha diskretizatsiyalash kvantlash deb ataladi. Kvantlash natijasida uzluksiz signal $u(t)$ ning t_i vaqtlardagi diskret oniy qiymatlari aniqlanadi. Kvantlashda uzluksiz signal $u(t)$ ning qiymatlari N ta bir-biridan ΔU ga farqlanuvchi sathlarga bo'linadi. ΔU – kvantlash oralig'i deb ataladi.

Kvantlash oralig'i ΔU ning qiymati ikki qo'shni kvantlash sathi orasidagi farq orqali aniqlanadi, ya'ni

$$|\Delta U| = U_n - U_{n\pm 1},$$

bunda U_n va $U_{n\pm 1}$ qo'shni kvantlash sathlari.

Ko'p hollarda kvantlanadigan uzluksiz signal dinamik diapazoni $\Delta = U_{max}/U_{min}$ ma'lum bo'ladi. Kvantlashda qiymati U_{max} va U_{min} oralig'ida o'zgaruvchi signal sathi N ta sathga bo'linadi. Kvantlash natijasida $u(t)$ signalning t_i vaqtlardagi oniy qiymatlari ruxsat etilgan sathlardan eng yaqini bilan almashtiriladi. Buning natijasida kvantlash xatoligi $\varepsilon_k \leq \Delta U/2$ dan katta bo'lmaydi.

Kvantlash natijasida $u(t)$ signal kvantlash sathlaridan biriga teng qiymatga tenglashtiriladi. Kvantlash sathlarini tegishli raqamlar bilan belgilash va ushbu raqamlarga diskret elementar signallardan tashkil topgan kodlar kombinatsiyalarini birliktirib ularni aloqa kanali orqali uzatish, xotirada saqlash mumkin. Ushbu vaqt bo'yicha diskretlangan, sath bo'yicha kvantlangan va sathlar qiymatlari kodlangan signal raqamli signal deb ataladi. Aloqa kanalining qabullash qurilmasida raqamli signal kodlari kombinatsiyalari asosida uzluksiz signal talab etiladigan aniqlik bilan qayta tiklanadi. Xalaqitlarsiz ideal aloqa kanali qabullash qurilmasi chiqishidagi qayta tiklangan signal $v(t)$ umuman olganda uzatilgan birlamchi signal $u(t)$ ga teng bo'lmaydi, ya'ni

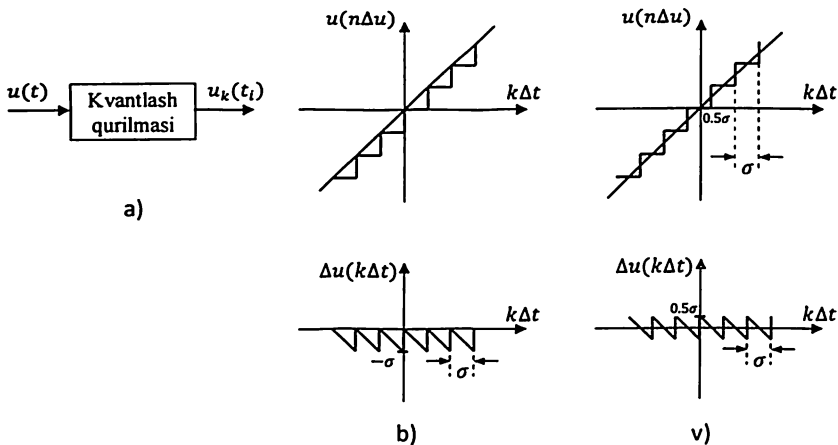
$$u(t) \neq v(t).$$

Qayta tiklangan $v(t)$ signalning uzatilgan $u(t)$ dan farqi $\Delta u_x(t) = v(t) - u(t)$ ni talab etiladigan aniqlik ε_0 dan katta bo'lmashligini, ya'ni $|\Delta u_x(t)| \leq \varepsilon_0$ ni ta'minlash uchun kvantlash oralig'i $\Delta U \leq |\Delta u_x(t)| \leq \varepsilon_0$ shartiga javob berishi kerak.

Signalni sath bo'yicha kvantlovchi qurilma kvantlash qurilmasi deb ataladi (3.7a-rasm). Kvantlash qurilmasining amplituda xarakteristikasi 3.7b-rasmda keltirilgan bo'lib, u kvantlash sathini eng yaqin kichik kvantlash sathiga tenglashtirishdagi (3.7b-rasm) yoki kvantlash sathi oniy qiymatini eng yaqin ruxsat etilgan sath qiymati bilan almashtirishdagi (3.7v-rasm) ko'rinishda bo'ladi.

Sath bo'yicha kvantlangan signal kvantlash xatoligi yoki boshqacha qilib aytganda kvantlash shovqini bilan birga uzatiladi. Kvantlash xatoligi, kvantlash shovqini $\Delta u_i = u(t_i) - u_i$ diskret vaqtlarga mos keluvchi signal haqiqiy oniy qiymatini ruxsat etilgan eng yaqin kvantlash sathi qiymati bilan almashtirish natijasida hosil bo'ladi. Kvantlash xatoligining eng katta qiymati kvantlangan signal oniy qiymatini pastki kvantlash ruxsat etilganiga tenglashtirish usulidan yoki kvantlash oniy qiymatini kvantlash ruxsat etilgan sathining o'rtacha qiymati bilan almashtirish usulidan foydalanilganiga bog'liq bo'ladi. Birinchi usul uchun xatolik (3.7b-rasm) quyidagicha aniqlanadi:

$$\max \Delta u_i = \max |u(t_i) - u_i| = \Delta U_k. \quad (3.21)$$



3.7-rasm. Kvantlash eng katta xatoligini aniqlashga oid chizma:
 a) kvantlash qurilmasi; b) signal qiymatini kvantlash pastki sathiga tenglashtirish; v) signal qiymatini kvantlash sathi o'rtacha qiymatiga tenglashtirish

Ikkinchi usuldan foydalanilganda, ya'ni signal kvantlangan oniy qiymatini unga eng yaqin bo'lgan ruxsat etilgan kvantlash sathi bilan almashtirilganda maksimal (eng katta) xatolik $0,5U_k$ ga teng bo'ladi, bu usuldan foydalanib kvantlash birinchi usulga nisbatan ikki marta kam maksimal xatolik bo'lishini ta'minlaydi.

Shunday qilib, uzluksiz signalni raqamli signalga aylantirish quyidagi uch jarayondan iborat:

- dastlab uzluksiz signal Δt_i vaqt oraliqlarida diskretizatsiyalanadi;
- vaqt bo'yicha diskretizatsiyalash natijasida olingan uzluksiz signal oniy qiymati ruxsat etilgan kvantlash sathi bilan almashtiriladi;
- Δt_i vaqt oralig'i va ΔU sath oralig'ida kvantlangan signal sathlarining qiymatlari diskret elementar signallardan tashkil topgan kodlar kombinatsiyalari aloqa kanali orqali modulyatsiyalangan yuqori chastotali signal ko'rinishida uzatiladi.

Bunday almashtirishlar asosida shakllangan signal – impuls kod modulyatsiyalangan (IKM) signal deb ataladi. Ko'p hollarda IKM-ChM, IKM-FM signallardan foydalaniladi. Bunda ChM va FM yuqori chastotali tashuvchi chastotasi yoki fazasi kod elementar tashkil etuvchilari ta'sirida modulyatsiya (manipulyatsiya)langanligini ko'rsatadi.

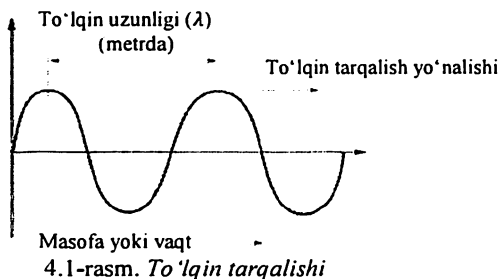
Nazorat savollari

1. *Vaqt bo'yicha diskretlash va sath bo'yicha kvantlash deganda nimani tushunasiz?*
2. *Uzluksiz signallarni diskretizatsiyalash haqidagi V.A. Kotelnikov teoremasini aytib bering.*
3. *Qayta tiklovchi funksiya (signal) deb qanday signalga aytiladi?*
4. *Vaqt bo'yicha bir tekis va turlicha diskretizatsiyalash qanday afzallik va kamchiliklarga ega?*
5. *Diskretizator qurilmasining alohida-alohida qismlari qanday amallarni bajaradi?*
6. *Diskretizatsiyalash xatoligini baholashning qanday mezonlaridan foydalaniladi?*
7. *Kotelnikov teoremasini qanday signallarga nisbatan qo'llash mumkin?*
8. *Uzluksiz signalni vaqt bo'yicha diskretizatsiyalashda qaysi tur bazis (asos) ortogonal funksiyalardan foydalaniladi?*
9. *Vaqt bo'yicha adaptiv diskretizatsiyalashdan qanday holatlarda foydalaniladi?*
10. *Sath bo'yicha adaptiv kvantlash qanday amalga oshiriladi?*
11. *Vaqt va sath bo'yicha adaptiv diskretizatsiyalashdan qanday holatlarda foydalaniladi?*
12. *Qayta tiklangan signalni birlamchi uzluksiz signalga yaqinlashtirishning (xatolikni kamaytirishning) qanday usullaridan foydalaniladi?*
13. *Vaqt bo'yicha zichlangan ko'p kanalli signalni shakllantirish va uni alohida-alohida kanal signallariga almashtirish jarayoniga tegishli aloqa tizimi funksional sxemasini chizing va uning qismlari bajaradigan jarayonlar haqida so'zlab bering.*

4. RADIOTO'LQINLARNING TARQALISHI

4.1. To'lqin uzunligi va chastota

To'lqin harakati ikki asosiy bir-biriga bog'liq parametrlar – to'lqin uzunligi va chastota orqali aniqlanadi. To'lqin uzunligi to'lqinning fazalari bir xil bo'lgan ikki eng yaqin masofa orqali aniqlanadi. Vaqt birligida takrorlanadigan to'lqin uzunliklari soni – chastota deb ataladi. 4.1-rasmda to'lqin tarqalishi aks ettirilgan.



4.1-rasm. To'lqin tarqalishi

To'lqin turi va uning tarqalish tezligi, ya'ni uning muhitda tarqalishi – harakati tezligi ma'lum nisbat bilan bir-biriga bog'liq. Bundan tashqari to'lqin tarqalish tezligi u tarqalayotgan muhitga ham bog'liq. Misol uchun past chastotali tovush to'lqinlarining bo'sh fazodagi tezligi taxminan 340 m/s, oddiy suvda tarqalish tezligi esa 1430 m/s.

Tovush to'lqinlari fazoda elektromagnit to'lqinlarga nisbatan sekin tarqaladi. Elektromagnit to'lqinlari oddiy fazoda $3 \cdot 10^8$ m/s tezlik bilan tarqaladi.

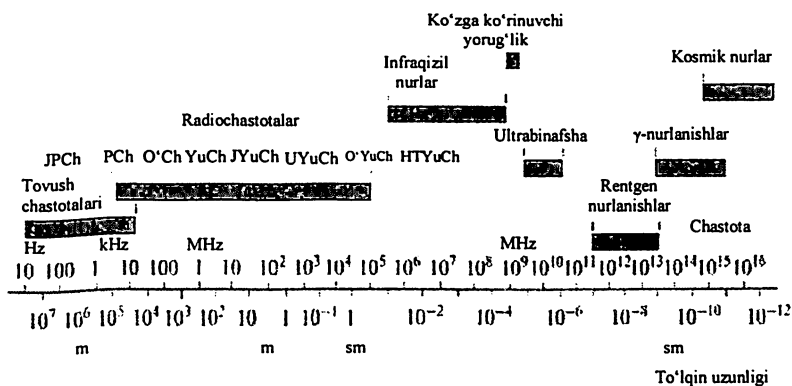
Radio va yorug'lik to'lqinlari elektromagnit to'lqin xususiyatiga ega bo'lib, ularning chastota va to'lqin uzunliklari bir-biri bilan quyidagicha bog'liq:

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f}, \quad [m] \quad (4.1)$$

bunda, λ – to'lqin uzunligi [m], f – tebranish chastotasi [Hz].

4.2. Radiochastotalar spektri

Elektromagnit to'lqinlar cheksiz ko'p turli cheksiz to'lqin uzunliklariga ega bo'lib, elektromagnit to'lqini chastotalari spektrini tashkil qiladi. Bu chastotalar spektriga radioto'lqinlardan tashqari, infraqizil nurlanishlar, ko'zga ko'rinuvchi yorug'liklar, ultrabinafsha nurlanishlar, rentgen nurlari va gamma nurlari ham kiradi (4.2-rasm).



4.2-rasm. Elektromagnit to'liqlar spektri

Radioaloqa uchun 10 kHz dan 100 GHz gacha bo'lgan shartli ravishda bir necha chastotalar polosasiga bo'lingan chastotalar polosasidan foydalaniladi. 4.1-jadvalda chastotalar polosasining belgilanishi, foydalanish sohasi va to'liqin tarqalish turi keltirilgan.

4.1-jadval

Radiochastotalardan foydalanish

Chastotalar polosasi	Belgilanishi	Foydalanish sohasi	Tarqalish turi
3...30 kHz	Juda past chastota (JPCh)	Dunyoni har qanday nuqtasi bilan aloqa. Radionavigatsiya. Suv osti aloqasi	Yuzada tarqaluvchi to'liqin
30...300 kHz	Past chastota (PCh)	Katta masofada aloqa, etalon chastota va vaqt stansiyalari, uzun to'liqinda radioeshittirish	Er ustiga yaqin to'liqinlar
300...3000 kHz	O'rta chastota (O'Ch) yoki o'rta to'liqin (O'T)	O'rta to'liqinda kichik va katta hududlarda radioeshittirish. Suzuvchi kemalar bilan aloqa	Er ustiga yaqin to'liqinlar (kunduzi). Ionosfera to'liqlari (kechasi)
3...30 MHz	Yuqori chastota (YuCh) yoki qisqa to'liqin (QT)	Katta masofalarda aloqa va qisqa to'liqinda radioeshittirish	Ionosfera to'liqlari

30...300 MHz	Juda yuqori chastota (JYuCh)	To'g'ridan-to'g'ri ko'rinish hududida radioaloqa. Mobil aloqa. Teleko'rsatuv va ChM-radioeshittirish	Er usti to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish hududida tarqaluvchi to'lqin
300...3000 MHz	Ultra yuqori chasota (UVCh)	To'g'ridan-to'g'ri ko'rinish hududida radioaloqa. Mobil aloqa. Teleko'rsatuvlar. Radiorele aloqasi	Er usti to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish hududida tarqaluvchi to'lqin
3...30 GHz	O'ta yuqori chastota (O'YuCh)	Radiorele aloqasi. Mobil aloqa. Keng polosali simsiz mobil aloqa. Sun'iy yo'ldosh orqali aloqa	Er usti to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish hududida tarqaluvchi to'lqin
30 GHz dan yuqori	Haddan tashqari yuqori chastota (HTYuCh)	Sun'iy yo'ldoshlar orasidagi radioaloqa. Mikrosotali radiotelefon va keng polosali ma'lumotlar uzatish tizimlari	Er usti to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish hududida tarqaluvchi to'lqin

Yuqorida keltirilgan jadvalda chastotalar diapazonidan foydalaniladigan asosiy xizmat turlari keltirilgan.

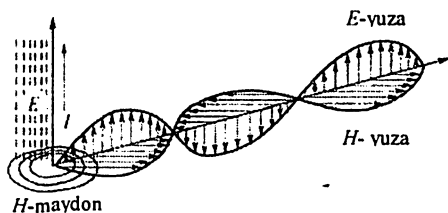
4.3. Izotrop nurlatkich

Faraz qilinadigan geometrik o'lchamlari juda kichik nuqtadan fazoning hamma taraflariga bir xil sathda radioto'lqinlar tarqatuvchi qurilma – gepotetik izotrop nurlatkich deb ataladi. Gepotetik izotrop nurlatkich sifatida geometrik o'lchamlari u nurlatayotgan to'lqin uzunligiga nisbatan juda kichik bo'lgan nurlatkichni qabul qilish mumkin. Sferaning markaziga joylashtirilgan bunday nurlatkich, ushbu sfera yuzini to'liq nurlatadi. Sferaning maydoni $4\pi r^2$ (r – sfera radiusi) ga teng bo'lgani uchun, sferaning har bir nuqtasidagi nurlatilganlik sathi (elektromagnit maydon kuchlanishi) u sfera markazidan qanday masofada joylashganligiga teskari proporsional bo'ladi.

4.4. Radioto'lqinlarning shakllanishi

Elektromagnit radioto'lqinlar tabiatan bir-biriga perpendikulyar bo'lgan ikki, shu jumladan tarqalish yo'nalishiga ham perpendikulyar bo'lgan: elektr va magnit maydon tashkil etuvchilaridan iborat bo'ladi. Misol uchun simdan o'zgaruvchan tok o'tganda uning atrofida elektromagnit to'lqin paydo bo'ladi. O'zgaruvchan tok sim atrofida o'zgaruvchan magnit maydonini hosil qiladi, magnit maydoni esa o'z navbatida sim bo'yicha elektr maydoni induksiyalanishiga sabab bo'ladi. 4.3-rasmda ushbu magnit va elektr maydonlarining sim orqali nurlanishi tasvirlangan.

Bunda, E – elektr maydon yuzasi va H – magnit maydon yuzasi. Bu maydonlar elektr o'tkazgich zanjirdan o'tayotgan tok miqdoriga ekvivalent qiymatga ega bo'lib, ularning qiymatlari mos ravishda B/m va A/m larda baholanadi va ushbu to'qlinlar tarqalayotgan muhit ma'lum qarshilikka ega bo'ladi. Agar yopiq elektr zanjir uchun $E = ZI$ tenglamasi o'rinli bo'lsa, u holda elektromagnit to'qlin uchun $E = ZH$ tenglik o'rinli bo'ladi. Bu ifodada: E – elektr maydoni kuchlanganligining o'rtacha kvadratik qiymati [B/m]; H – magnit maydoni kuchlanganligining o'rtacha kvadratik qiymati [A/m]; Z – to'qlin tarqalayotgan muhitni xarakterlovchi (baholovchi) qarshilik [Om]. To'qlin tarqalayotgan muhit qarshiligi – xarakteristik qarshilik uning magnit maydoni singdiruvchanligi (induktivlik ekvivalenti) va dielektrik singdiruvchanlik (sig'im ekvivalenti) orqali aniqlanadi.



4.3-rasm. Elektromagnit to'qlinning shakllanishi

Bo'sh fazo uchun μ – magnit maydon singdiruvchanligi va ϵ – dielektrik singdiruvchanlik quyidagi qiymatlarga ega:

$$\mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Gn/m} \quad \text{va} \quad \epsilon = 1/36\pi \cdot 10^{-9} \text{ F/m}.$$

Bo'sh fazoning qarshiligi μ va ϵ lar orqali quyidagicha aniqlanadi:

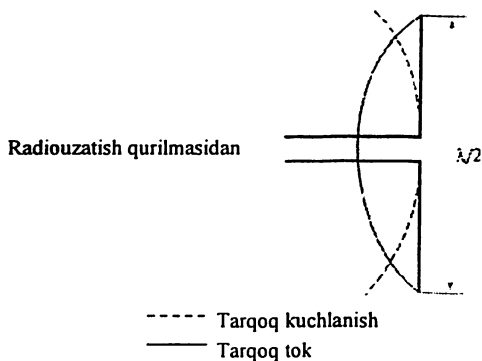
$$\sqrt{\mu/\epsilon} = 120\pi = 377 \text{ [Om]}.$$

Bo'sh fazoning magnit singdiruvchanligi μ va dielektrik singdiruvchanligi ϵ bir qator jinslarning fizik xossalarini bildiruvchi va qonunlarini ta'minlovchi o'zgarmas (doimiy) koeffisientlar sifatida bir qator formulalarda qatnashadi. Bu hollarda ushbu fizik kattaliklarni mos ravishda: magnit doimiylik μ_0 va elektrik doimiylik ϵ_0 koeffisientlari deb yuritiladi.

Elektromagnit to'qlinning quvvati, kuchlanishi va qarshiligi orasidagi o'zaro nisbatlar huddi chiziqli elektr zanjirlardagi kabi aniqlanadi, ya'ni $P = E^2/Z$.

Eng oddiy elektromagnit to'qlinlarni nurlatuvchi (tarqatuvchi), odatda, ohiriga yuklama ulanmagan ikki sim – dipoldan iborat bo'ladi. Nazariy nuqtai nazardan tokning o'tkazgich bo'yicha taqsimlanishining nisbatan bir xil bo'lishini ta'minlash uchun nurlatuvchi dipol (sim)larning uzunligi l ni u nurlatayotgan elektromagnit to'qlin uzunligi λ na nisbatan juda kichik qilib tanlash kerak bo'ladi. Amalda antennalarning foydali ish koeffisientini oshirish, samaradorligini oshirish uchun nurlatuvchi o'tkazgichlarning uzunligi to'qlin uzunligining yarimi ($\lambda/2$) ga

teng qilib olinadi va bu dipol ba'zan "simmetrik tebranuvchi antenna" deb ham ataladi (4.4-rasm).



4.4-rasm. Simmetrik tebratkichli (dipol) antenna

Dipol tarqatadigan to'liqin qutblanadi. Dipolning elektr maydoni uning uzunligi bo'yicha E yuzada, magnit maydoni H esa nurlatuvchi dipolga perpendikulyar shaklda joylashgan bo'ladi. Agar E yuza vertikal (tik) bo'lsa, u holda nurlatilayotgan maydon vertikal qutblangan maydon deb ataladi. Tarqatilayotgan to'liqin qutblanganligi E va H ni alohida ta'kidlab ko'rsatish uni qabullovchi antenaning qutblanganligini mos ravishda tanlash imkonini beradi.

Izotrop nurlatkichdan farqli dipol yo'naltirilganlik xossasiga ega, u o'z quvvatini asosan H yuzada E yuza hisobiga to'playdi. Bu uning izotrop nurlatuvchidan farqliroq H yuzada hamma tomonga ma'lum bir darajada quvvat bo'yicha kuchaytirganlikni ta'minlaydi. Bu quvvat kuchaytirish koeffitsienti dipol uchun izotrop nurlatkichiga nisbatan 1,6 (2,15 dB) martaga katta bo'ladi.

Izotrop nurlatkichdan to'g'ri nuri orqali qabul qilish qurilmasi antenanasiga ta'sir etayotgan energiyasi nurlatilayotgan to'liqin uzunligining kvadratiga teskari proporsional bo'lib, ochiq fazoda nurlatilayotgan to'liqin energiyasining yo'qotilishi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P_y(\text{dB}) = 10 \lg \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2}, \quad (4.2)$$

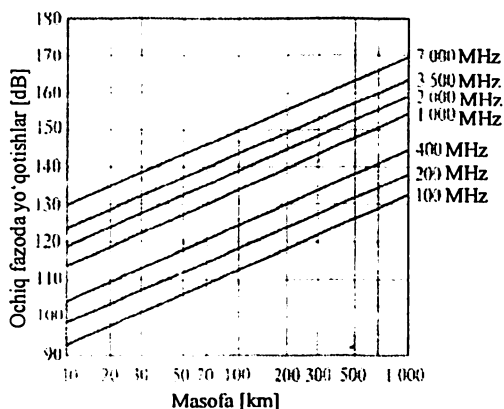
bunda, d – nurlatkich – uzatuvchi dipol antenna va qabullovchi antenna orasidagi masofa [m] va λ – nurlatilayotgan to'liqin uzunligi.

Nurlatilayotgan to'liqin energiyasining d masofaga tarqatishdagi yo'qotishni quyidagicha ham aniqlash mumkin:

$$P_y(\text{dB}) = 32,4 + 20 \lg d + 20 \lg f, \quad (4.3)$$

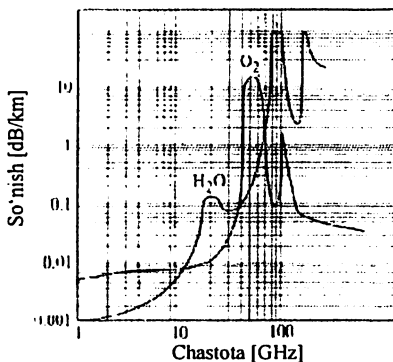
bu ifodada: d – nurlatkich va qabullovchi antennalar orasidagi masofa; f – nurlatilayotgan to'liqin chastotasi (MHz).

Shunday qilib, nurlatilayotgan to'liqin energiyasining ochiq fazoda tarqalishi natijasidagi yo'qotishlar nurlatuvchi va qabullovchi antennalar orasidagi masofa kvadratiga va ushbu nurlatilayotgan to'liqin chastotasi kvadratiga bog'liq. 4.5-rasmda ochiq fazoda nurlatilayotgan to'liqin quvvati yo'qotilishining nurlatuvchi va qabullovchi antennalar orasidagi masofaga, nurlatilayotgan to'liqin chastotasiga bog'liqligi ko'rsatilgan.



4.5-rasm. To'liqin tarqalishidagi yo'qotishlarning masofa va chastotaga bog'liqligi

Mikroto'liqin chastotalar diapazoni aloqa va radiolokatsiya tizimlari signallarining atmosferada (ochiq fazoda) so'nishi 4.6-rasmda keltirilgan.



4.6-rasm. Signalning atmosferada so'nishini uning chastotasiga bog'liqligi

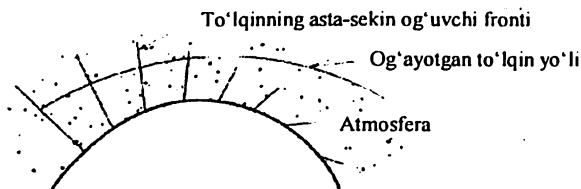
4.5. Radioto'lqinlarning tarqalishi va xossalari

4.5.1. Fizikaviy xossasi

To'lqin tarqalayotgan muhit, tarqalish yo'lida uchraydigan turli to'siqlar tarqalayotgan to'lqinga sezilarli darajada ta'sir qiladi.

Yutilishi. Nurlatilayotgan to'lqin energiyasi u tarqatilayotgan havo molekularini qizishi natijasida kamayadi, go'yoki atmosfera (ochiq fazo) to'lqin energiyasini yutadi. 10 GHz dan kichik chastotalarda yutilishlar kichik, ammo undan yuqori chastotalarda to'lqin energiyasining yutilishi juda katta bo'ladi, ayniqsa to'lqin tarqalayotgan muhitda namlik (qor, yomg'ir, yashil bargli daraxtlar va h.k.) yuqori bo'lganda. Bundan tashqari Yer yuzasiga yaqin tarqaladigan to'lqinlar Yerdan toklar hosil qiladi, bu yutilishlar tarqatilayotgan to'lqin chastotasi kattalashgan sari ko'payib boradi. Gorizont qutblangan elektr maydoni Yer yuzasi bilan "qisqa to'qnashuv" hosil qilgani uchun u tuproqqa vertikal qutblangan to'lqinga nisbatan ko'proq yutiladi. Bir xil chastotali vertikal qutblangan to'lqinning suv yuzida yutilishi juda kichik va quruq tuproqli yer ustida yutilishi juda katta bo'ladi.

Refraksiya va uning radiogorizontga ta'siri. Radioto'lqinlar zich muhitda, atmosferaning Yerga yaqin pastki qavatida sekinroq va atmosferaning yuqori qavatlarida tezroq tarqalish xususiyatiga ega ekanliklari uchun tarqalayotgan to'lqin fronti asta-sekin og'ib Yer yuzasining egriligiga moslashib boradi, gorizont qutblanadi va yerga tutashib ketadi (4.7-rasm).



4.7-rasm. Refraksiya hodisasi

Refraksiya hodisasiga asosan, Yer ustida tarqalayotgan (fazoviy) to'lqinlar radiogorizontni ko'rinadigan geografik-tabiiy gorizontga qaraganda kengaytiradi.

Atmosferaning refraksiya koeffisientini odatda K bilan belgilanadi (refraksiya bo'lmaganda radiogorizontning qiymati tabiiy geografik gorizont qiymatiga teng, ya'ni $K = 1$ bo'ladi). Atmosferaning odatdagi tabiiy holati uchun refraksiya koeffisienti $K = 1,33$, ya'ni radioto'lqinlar Yer yuzasi tomoniga og'adi, natijada radiogorizont geografik-tabiiy gorizontga qaraganda uchdan bir qiymatiga kattalashadi. Ammo atmosferaning holati Yer sharining turli joylari turlicha bo'lib, refraksiya koeffisienti ham doimo o'zgarib turadi. Ba'zan radiogorizont tabiiy-

geografik gorizontdan kichik ham bo'lishi mumkin. Eng noqulay holatda refraksiya koeffitsienti $K \approx 0,7$ bo'lishi mumkin. Ba'zan esa shunday sharoitlar bo'lishi mumkinki, bunda radioto'lqin tarqalishining egriligi (og'ishi) Yer yuzining egriligiga mos keladi, bu holda radioto'lqin odatdagidan bir necha marta uzoq masofaga ham tarqalishi mumkin. Bunday holat yuz berganda uzoq masofada joylashgan radiouzatkichlar bir-biriga interferensiya xalaqitlarini yuzaga keltirishi mumkin.

Agar tarqalayotgan radioto'lqin atmosferaning ikki qo'shni turli zichlikdagi qavati orasida tarqalsa, u holda aloqa kanali (to'lqin o'tkazgich) hosil bo'ladi. Bunday holatda tarqalayotgan to'lqin Yerga to'lqin tarqalayotgan manbadan ancha katta masofada Yerga qaytadi, buning natijasida to'lqinlar bir-biriga qo'shilib interferensiya hodisasini keltirib chiqarishi mumkin.

Juda yuqori chastota va ultra yuqori chastota diapazonlarida radiogorizont. Juda yuqori chastota (JYuCh) va ultra yuqori chastota (UYuCh) diapazonlarida radiogorizont tabiiy-geografik gorizontga nisbatan taxminan 15% ga uzunroq.

Radiogorizontning davomiyligi D va uzatish antenasining balandligi H ni hisoblash uchun quyidagi ifodadan foydalaniladi:

$$D_u = K \cdot \sqrt{H_u}, \quad (4.4)$$

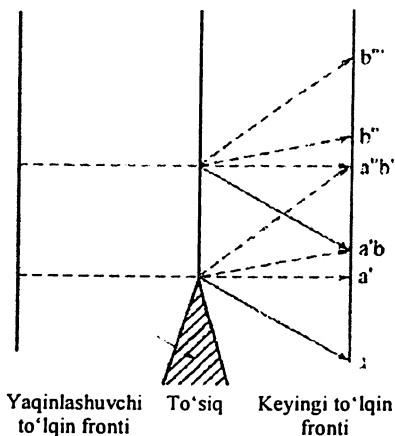
bu ifodada, D – kilometrlarda va H – metrlarda olinsa, u holda $K = 4,12$ ga teng bo'ladi.

Qabullash stansiyasi uchun radiogorizont uzunligi yuqorida keltirilgan $D_q = K \cdot \sqrt{H_q}$ ifoda orqali aniqlanadi, bunda H qabullash antenasining balandligi. Hisoblashlar natijasida aniqlangan radiogorizontlar uzunligini qo'shish natijasida uzatuvchi va qabullash antennalari orasidagi radiogorizontning eng katta qiymati, radioaloqa o'rnatish mumkin bo'lgan oraliq masofa aniqlanadi.

Difraksiya. To'lqin qandaydir to'siqqa uchrasa, uning bir qism quvvati to'siqni aylanib o'tadi va to'siq orqasida signal bo'lmasligi kerak joyda signal bo'lishini ta'minlaydi. Ushbu to'siq orqasiga o'tgan signalning quvvati to'siqning chakkasi qanchalik o'tkir burchakka egaligiga bog'liq shunchalik katta bo'ladi.

Yuqoridagi holat xuddi yorug'lik to'lqinlari uchun qo'llaniladigan Gyugens prinsipi orqali tasdiqlanadi. Ushbu prinsipga asosan harakatdagi to'lqin fronti bir necha kichik to'lqinlar frontidan iborat bo'lib, ular o'z navbatida yaqinlashib kelayotgan frontdagi bir necha nuqtalar tomonidan yuzaga keltirilgan bo'ladi (4.8-rasm, a va b nurlar).

Yuqoridagi fizik jarayon natijasida interferensiyalangan bir-biri bilan galma-gal qo'shiluvchi va ayriluvchi to'lqinlar hosil bo'ladi (4.8-rasm, $a''b'$ va $a'b$ nurlar), buning natijasida signal nafaqat to'g'ri yo'nalishda harakatlanadi, shu bilan birga to'siqlarni o'rab o'tadi.



4.8-rasm. Difraksiya effekti

Aks etish (qaytish). Radioto'liqlar o'z harakatlari yo'nalishidagi va unga yogdosh yuzalardan aks etadi (qaytadi)lar. Bunday to'siqlar atmosferaning ionlashgan qavatlarida bo'lishi mumkin. Ammo asosiy aks etish (qaytish)lar refraksiya natijasida ham yuzaga kelishi mumkin. Haqiqatda aks etgan to'liqlarning quvvati tarqalayotgan signal chastotasi, aks ettirayotgan yuzaga o'tkazuvchanligi va aks ettirayotgan yuzaning tekislik darajasi oshgan sari kattalashib boradi.

To'liqning ko'p nurli tarqalishi. Aks etish, refraksiya va difraksiya hodisalari natijasida signal bo'lishi mumkin bo'lmagan hududlarda signal bo'lishini ta'minlash bilan birga, xalaqitlar manbai bo'lib ham xizmat qilishi mumkin. Aks etgan va difraksiya natijasida hosil bo'lgan singallar qabullash qurilmasi antenasiga ta'sir etayotgan asosiy nur bilan va o'zaro qanday fazaviy nisbatda bo'lishidan qat'iy nazar ta'sir ko'rsatishlari mumkin. Ushbu signallar orasidagi fazalar farqi ular bosib o'tgan yo'l va signal aks etgan to'siq xususiyat (tabiati)ga bog'liq.

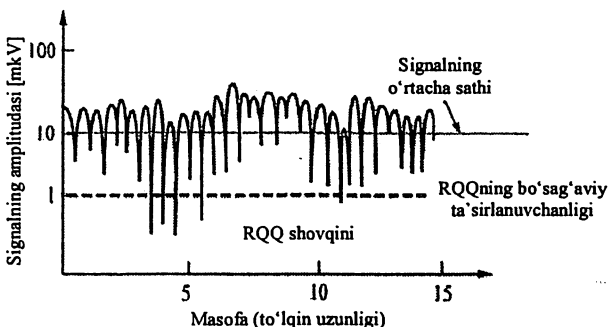
Agar signalning asosiy nuri va aks etgan signal nuri tarqalish natijasida o'tgan masofalari orasidagi farq ushbu signal to'liq uzunligining yarmiga teng bo'lsa, u holda bu signal qabullash qurilmasi kirishiga qarama-qarshi faza bilan ta'sir qiladi, natijada so'nish hodisasi yuz beradi. Ammo signalning aks etishi jarayonida uning fazasi vaqt davomida doim o'zgarib turishi mumkin. Agar aks ettiruvchi yuzaga cheksiz katta o'tkazuvchanlikka ega bo'lsa, u holda aks etish natijasida hech qanday xalaqit hosil bo'lmastligi mumkin. Bu holda aks etgan to'liq fazasi asosiy signal fazasiga teng bo'lishi yoki aks ettiruvchi yuzaga nisbatan qutblanganlikka bog'liq bo'lgan "aks etgan faza"ga teng bo'ladi. Amalda aks etgan to'liq quvvati asosiy to'g'ri tushayotgan to'liq quvvatiga nisbatan

kichik bo'ldi va fazalar nisbati ham o'zgaradi. To'g'ri va aks etgan to'lqinlar orasidagi fazalar nisbatini aniqlash murakkab bo'lib, odatda aks etgan signalning fazasi taxminan 180° ga karrali qilib olinadi. Natijada aks etgan va tarqalish masofasi to'lqin uzunligining toq yarim to'lqin uzunliklariga karrali nisbatda bo'lganda bir xil faza bilan va aksincha yarim to'lqin uzunligiga juft karrali masofaga teng bo'lsa, u holda asosiy to'lqin signali bilan qarama-qarshi fazada bo'ladi.

Agar radiouzatish va qabullash qurilmalari orasidagi masofa o'zgarsa, u holda aks etgan signal quvvati va u bosib o'tgan masofa hamda asosiy signal va aks etgan signal fazalari orasidagi nisbat o'zgaradi. Bu amalda qabullash qurilmasi kirishidagi signal quvvati o'zining o'rtacha quvvatidan deyarli ikki marta katta qiymatidan deyarli ikki marta kichik, deyarli nolga yaqin qiymatigacha o'zgaradi, ya'ni qabullash qurilmasi kirishidagi signal sathi keskin kichiklashadi, "so'nish" (sokinlik) hodisasi yuz beradi. Bu tur so'nish signalni troposfera qatlamidan "yoyilib" aks etishga asoslangan aloqa tizimlarida va harakatdagi – mobil aloqa tizimlarida yuz beradi. Shuni alohida ta'kidlash kerak "so'nish" darajasi foydalanilayotgan radiosignal chastotasi qancha katta bo'lsa, shuncha katta bo'ladi.

Turli balandliklardagi binolar o'lgan shahar sharoitida harakatlanayotgan mobil aloqa qabullagichi kirishidagi doimiy ravishda umumiy sathi o'zgartirib turuvchi asosiy va aks etgan fazalari nisbati $\pm 180^\circ$ ga o'zgartirib turuvchi signallamin yig'indisi va ayirmasiga teng bo'lgan signalning ta'sirida bo'ladi.

Radiosignalni ko'p nurlar orqali qabullashda qabullash qurilmasi kirishidagi so'nishlar ko'p hollarda Rele qonuniga bo'ysunuvchi so'nishlar bo'ladi, bu holat 4.9-rasmda aks ettirilgan. Rele qonuniga bo'ysunuvchi so'nishlar mobil aloqa tizimi qabullagichi kirishida qisqa vaqt davomida signal sathi nolga teng bo'lib qolishiga olib kelishi mumkin. Shuning uchun mobil aloqa tizimlarida so'nishlarning salbiy oqibatini yo'qotish uchun jiddiy choralar ko'rish talab etiladi.



4.9-rasm. Ko'p nurlar tarqalishda so'nishlar

Shovqinlar. Qabul qilinayotgan radiosignallarning sifati nafaqat ular fazoda tarqalishi jarayonida, shu bilan birga tabiiy va sun'iy elektr shovqinlarning qo'shilishi natijasida yomonlashadi va radiosignaldan ajratib olinadigan axborotning asliga mosligini ta'minlab qabullashni qiyinlashtiradi, ba'zan esa umuman axborotni ajratib olish imkoniyati bo'lmaydi.

Atmosfera shovqinlari asosan statik elektrlanish va momaqaldiroqlarning zaryadsizlanishi natijasida hosil bo'ladi. Momaqaldiroq – chaqmoq chaqishi zaryadsizlanishi chastotasi asosan 30 MHz gacha bo'lgan radioto'lqinlarga salbiy ta'sir qiladi (bundan, chaqmoq radiotexnik tizimga yaqin masofada razryadlanish holati mustasno). O'z navbatida kelib chiqishiga kosmosdagi tabiiy jarayonlar sabab bo'lgan xalaqitlar 8 MHz dan 1,5 GHz gacha bo'lgan chastotalar diapazonida shakllantirilgan radiosignallarga salbiy ta'sir qiladi.

Shovqinlarning yana bir turi bu, radioelektron texnika mutaxassislari doimo e'tiborga olishi kerak bo'lgan issiqlik shovqinidir. Har qanday rezistor, yarim o'tkazgich, elektrovakkum asboblari va h.k. deyarli hamma chastotalar diapazonida mavjud bo'lgan shovqinni hosil qiladi. Rezistor yuzaga keltiradigan shovqin uning qarshiligiga, temperaturasi va u orqali o'tayotgan signal spektri kengligiga bog'liq. Rezistor shovqini qiymati quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$E_{sh} = \sqrt{4kT\Delta FR}, \quad (4.5)$$

bunda, E_{sh} – shovqinning o'rtacha kvadratik kuchlanishi [V];

k – Bolsman doimiysi ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Dj/K);

T – temperatura [K];

ΔF – shovqin kuchlanishi aniqlanayotgan chastotalar polosasi kengligi [Hz];

R – rezistorning qarshiligi [Om].

Radioqabullash qurilmasining sezgiriligini cheklovchi sabablarga uning antenasi qarshiligi va issiqlik shovqini va qabullash qurilmasi kirish zanjirining shovqini kiradi.

Radiotexnik vositalarning hamma ishlash jarayoni elektronlar harakatiga bog'liq bo'lgan elementlari shovqinlarni generatsiyalaydi. Bular qatoriga elektron asboddan vaqt birligida o'tuvchi elektronlar soni qat'iy o'zgarmas emas, balki qandaydir o'rtacha qiymat atrofida tasodifiy qiymatga o'zarib turishi natijasida hosil bo'ladigan tok qiymatining shovqinsimon o'zgarib turishi kabi, misol uchun tranzistor kollektori orqali tok qiymatining diskret o'zgarishi va uzib-ulovchi asboblarda elektronlar sonining tasodifiy taqsimlangani sababli yuzaga keladi.

Dopler hodisasi (effekti). Dopler hodisasi radiouzatgich yoki radioqabullagichning harakatlanishi, ularning ishlash jarayonida harakatlanishi natijasida chastotaning siljishi (asta-sekin o'zgarishi) yuz beradi. Dopler hodisasi ultra yuqori (300...3000 MHz) chastotalar diapazonida mobil va raqamli modulyatsiyali radioto'lqinlardan foydalanilganda sezilarli darajada katta bo'ladi. Misol uchun harakatdagi radioaloqa tizimida muqim joylashgan radiouzatkichga nisbatan uning radioqabullagichi harakatdagi bo'lib yaqinlasha borsa, u holda har bir navbatdagi radioto'lqin davri qabullash antenasigacha undan oldingi

radioto'liqin davriga nisbatan qisqa masofani bosib o'tadi va qabul qilinayotgan signal chastotasi kattalashadi. Xuddi shuningdek, agar harakatdagi radioqabullagich muqim joylashgan radiouzatkichga nisbatan uzoqlashib borsa, u holda radioto'liqinning navbatdagi davri kattaroq masofani bosib o'tadi va qabullanayotgan radiosignal chastotasi kichiklashadi. Radiosignal chastotasining o'zgarishi qiymati, radiosignal chastotasiga, radioto'liqinning tarqalish tezligiga va qabullash qurilmasi o'rnatilgan transport vositasi (avtomashina, tank, bronctransporter, samolyot va boshqalar) ning harakatlanish tezligiga bog'liq.

Agar transport vositasining harakatlanish tezligi yorug'lik tarqalish tezligiga qaraganda juda kichik va transport vositasi radiouzatkichga yaqinlashib kelayotgan yoki uzoqlashayotgan bo'lsa, u holda chastotaning surilishi (o'zgarishi) yetarli darajadagi aniqlik bilan quyidagi ifoda orqali aniqlanishi mumkin:

$$f_s = \frac{V}{c} f_u, \quad (4.6)$$

bunda, f_s – chastota surilishi [Hz];

f_u – radiouzatkich signali chastotasi [Hz];

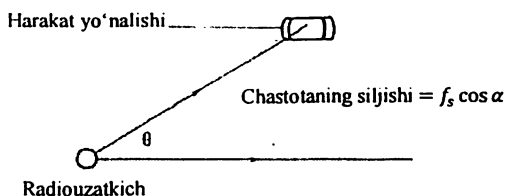
V – transport vositasining tezligi [m/s];

c – yorug'likning tarqalish tezligi [m/s].

Misol uchun, agar $V = 100$ km/s va $f_u = 450$ MHz bo'lsa, chastotaning siljishi $f_s = 41,6$ Hz bo'ladi. Agar $V = 100$ km/s va $f_u = 1,8$ GHz (keng polosali simsiz radioaloqa) bo'lsa, chastotaning siljishi $f_s = 166,5$ Hz bo'ladi va nihoyat $V = 250$ km/s va $f_u = 900$ MHz (GSM mobil aloqa tizimi) bo'lsa, $f_s = 208$ Hz bo'ladi.

Transport vositasi radiouzatkichga nisbatan ma'lum bir burchak ostida harakatlansa, u holda chastotaning siljishi kichiklashadi. Bu holda ham chastotaning siljishi (4.6) ifoda orqali aniqlanadi, ammo hisoblash natijasi radiouzatkich harakat yo'nalishini belgilovchi chiziq va radioqabullagichni radiouzatkich bilan bog'lovchi chiziqning har bir ondagi qiymati orasidagi burchak kosinusiga ko'paytirish orqali aniqlanadi (4.10-rasm), ya'ni

$$f_s = \frac{V}{c} f_u \cdot \cos \alpha. \quad (4.7)$$



4.10-rasm. Signal chastotasi Doppler siljishi va radiouzatkichning nurlatish burchagi

Dopler hodisasidan radiolokatsiya tizimi (radar)da foydalanilsa, u holda radiosignal radiouzatkich chiqishidan ob'ektgacha va undan aks etgan signal qabullash qurilmasi antenanasiga ta'sir etguncha bosib o'tgan masofa e'tiborga olinishi kerak bo'ladi va (4.6) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

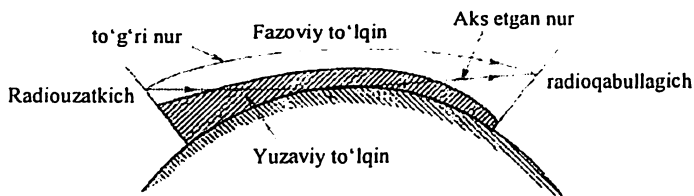
$$f_{ts} = \frac{2V}{c} f_u \quad (4.8)$$

bunda, f_{ts} – uzatilgan radiosignal chastotasining to'liq siljishi.

4.5.2. Radioto'lqinlarning tarqalish turlari

Turli radiochastotalar diapazonida radioto'lqinlarning tarqalish jarayoni turlicha bo'lib, buni yaratilayotgan radiotizim uchun chastota tanlashda e'tiborga olish kerak. Radioto'lqinlarning turli chastotalarda turlicha tarqalish xususiyatini e'tiborga olib, ularni bir necha turga ajratish mumkin.

Yer yaqin atrofi to'lqinining tarqalishi. Juda past chastotalar (JPCh) diapazoni (3...30 kHz); past chastotalar (PCh) diapazoni (30...300 kHz) va o'rta chastotalar (O'Ch) diapazoni (300...3000 kHz) radioto'lqinlari Yer yuzasiga yaqin masofada tarqalish xususiyatiga egaliklari uchun bu radioto'lqinlar Yer atrofi to'lqinlari deb ataladi (4.11-rasm).



4.11-rasm. Yer atrofi to'lqinlari tashkil etuvchilari

Yer yaqin atrofi radioto'lqinidan foydalanishga asoslangan radiotizimda radiosignal Yer bilan qisqa to'qnashuvni hosil qilmasligi uchun radioto'lqin vertikal qutblangan bo'lishi kerak. Yer yaqin atrofi to'lqini ikki: yuzaviy va fazoviy tashkil etuvchidan iborat bo'ladi. Yuza to'lqini Yer yuzasi bo'yicha tarqaladi va uning sathi signalning Yer tomonidan yutilishi natijasida susayadi, ushbu to'lqinning fronti difraksiya natijasida og'adi. Signal quvvatining yutilishi chastota kattalashgan sari oshib boradi, buning natijasida juda past chastotadan foydalanishga asoslangan radiotizim orqali aloqa o'rnatish masofasi o'rta chastota (O'Ch) dan foydalangan holda aloqa o'rnatish masofasiga qaraganda katta bo'ladi. Bunda radiosignal sathining kichiklashishi radioto'lqin qismining atmosferadagi difraksiyasi natijasida qaytarilishi natijasida qisman qoplanadi.

Radiouzatkichdan ma'lum bir nuqtada hosil bo'lgan yuza to'lqini maydoni kuchlanishini hisoblash murakkab masala bo'lib, bir necha ko'rsatkichlarga

bog'liq. Agar Yer yuzasi tekis bo'lsa, u holda (Yer yuzasining egriligini e'tiborga olmaslik mumkin) yetarli darajada qisqa masofada elektromagnit maydon kuchlanishini quyidagi ifoda orqali aniqlash mumkin:

$$E_{yuk} = \frac{2E_0}{d} A, \quad (4.9)$$

bunda. E_{yuk} – radiouzatkichdan nisbatan uzoq bo'lmagan masofada maydon kuchlanganligi [mV/m]; d – radiouzatkich va radioqabullagich orasidagi masofa [km]; A – Yerning dielektrik singdiruvchanligi, o'tkazuvchanligi va radiosignal chastotasiga bog'liq koeffisient; E_0 – radiouzatkichdan birlik masofadagi bo'sh fazoda nurlatilayotgan to'lqin uzunligining to'rtinchi qismi ($\lambda/4$) dan kichik bo'lgan antenna hosil qiladigan maydon kuchlanishi [mV/m]; $2E_0 = 300P^{1/2}$ mV/m – bir km masofada chiqish quvvati P [kVt] bo'lgan radiouzatkich hosil qilgan maydon kuchlanganligi.

Turli chastotalarda radiouzatkich nurlatiladigan quvvati $P = 1$ kVt va Yer ustining namlik holati o'rtacha bo'lgan holatda maydon kuchlanishi 1 mV/m ga teng bo'lgan masofa 4.2-jadvalda keltirilgan.

4.2-jadval

$E_{yuk} = 1$ mV/m bo'lgan masofaning nurlatilayotgan radiosignal chastotasiga bog'liqligi

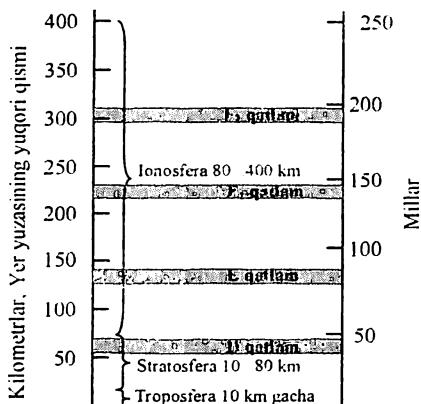
Chastota	Masofa [km]
100 kHz	200
1 MHz	60
10 MHz	6
100 MHz	1,5

Yer yaqin atrofi radioto'lqinlarining to'g'ri va aks etgan tashkil etuvchilari radioto'lqinning ko'p nurli tarqalishiga sabab bo'ladi, bunda qabul qilinayotgan signalning quvvati uning ushbu ikki tashkil etuvchilari bosib o'tgan masofalar farqiga qarab o'zgaruvchan bo'ladi. Agar radiosignalarni uzatuvchi va qabullovchi antennalar Yer sathiga juda yaqin joylashgan bo'lsa, u holda fazaviy to'lqinning tashkil etuvchilari bir-birini qoplaydi (kompensatsiyalaydi) va yuza to'lqinlari signalni qabullash joyidagi maydon kuchlanganligini belgilaydi. Agar antennalar Yer ustidan ancha balandlikka ko'tarilsa fazaviy to'lqin quvvati sezilarli darajada kattalashadi. Ma'lum bir balandlikdan yuqorida yuza to'lqinlari qabul qilinayotgan signal kuchlanganligiga deyarli ta'sir qilmaydi, antennani ana shu balandlikdan yuqori joylashtirish hech qanday qo'shimcha samara bermaydi.

Ionosfera to'lqinining tarqalishi. Chastotasi 3...30 MHz diapazonida bo'lgan radioto'lqinlar atmosferaning ionlashgan qatlamidan samarali aks etadi va ionosfera to'lqinlarini hosil qiladi. Chastotasi 3 MHz dan kichik bo'lgan radioto'lqinlar ham ionosfera qatlamidan qaytishi mumkin, ammo uning sathi radioaloqa tizimi talab darajasida ishlashi uchun yetarli bo'lmashligi mumkin.

Ionosfera Yer yuzasidan turlicha bo'lgan balandliklarda havoning bir necha ionlashgan qavatlariga ega bo'ladi (4.12-rasm). Ionosfera qatlamlarining zichligi va balandligi kun davomida (kechasi, kunduzi) yil fasli va quyoshning faolligiga bog'liq.

Ionosferaning F_1 , D va E qatlamlari odatda faqat kunduz mavjud bo'ladi. F_2 qatlami zichligi va balandligi kun davomida o'zgarib turadi.



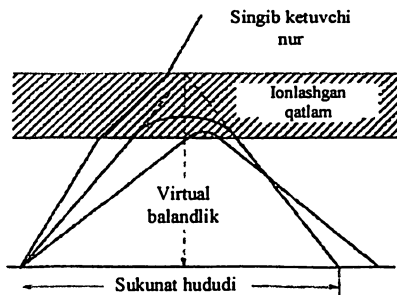
4.12-rasm. Ionosfera

Katta burchak ostida nurlatilgan va ionosfera qatlamidan aks etgan radioto'lqinlar radiouzatkichdan ma'lum bir masofada Yerga qaytadi. Yuqori chastotali to'lqinlarning ionosfera qatlamidan qaytishi (aks etishi) umuman olganda refraksiya jarayoni bo'lib, uni ushbu qatlamdan yuqori va pastdagiga nisbatan elektronlar zichligi katta bo'lgan qatlamdan aks etishi deb tushunish kerak. Ushbu elektronlari zichligi katta bo'lgan qatlamga radioto'lqin kirishi natijasida to'lqin tarqalish fronti egiladi va ma'lum bir chastota va tushish burchagida Yerga qaytadi. Ionosferada to'lqin tarqalishini tahlil qilishda quyidagi ibora va atamalardan foydalaniladi.

Virtual balandlik. Haqiqatda ham aks etgan tushayotgan to'lqin hosil bo'ladigan balandlik (4.13-rasm).

Kritik (chegaraviy) chastota – f_k . Qatlamga tik (vertikal) yo'naltirilgan radioto'lqinning Yerga qaytishini ta'minlovchi eng katta chastota.

Radiosignalning foydalaniladigan eng katta chastotasi (RFKCh). Radiosignalning foydalaniladigan eng katta chastotasi bu chastotaning shunday qiymatiki, bu chastotali radioto'lqin Yerga belgilangan burchak bilan qaytadi. Agar normalga (sirtga perpendikulyar) nisbatan to'lqinning qaytish burchagi θ ga teng bo'lsa, u holda RFKCh qiymati $f_{rfkch} = f_k / \cos \theta$ ga teng bo'ladi.



4.13-rasm. Ionosfera to'liqlarining tarqalishi

Sukunat hududining kengligi. Radiouzatkichdan kritik chastotali radiosignal Yerga qaytish nuqtasigacha bo'lgan masofa (4.13-rasm). Tarqalish hududi chastotasiga bog'liq bo'lgan Yer yuziga yaqin to'liq radiouzatkichdan uzoq bo'lmagan masofada mavjud bo'ladi.

Ye qavatidan sporadik (ahyon-ahyonda) qaytadigan to'liqlar. Bu odatda chastotasi kritik chastotadan yuqori bo'lgan radiosignallarning Yerga qaytish qatlamidan yuqoridagi qatlam. Bunda radiosignal chegarasi keskin va tasodifiy ravishda o'zgarib turuvchi "elektron bulutlardan" aks etib qaytishi natijasida qabul qilinadi. Bu tur to'liq tarqalishi, ya'ni aks etib qaytish holati nodavriy bo'lib, asosan yozda va kechasi yuz beradi.

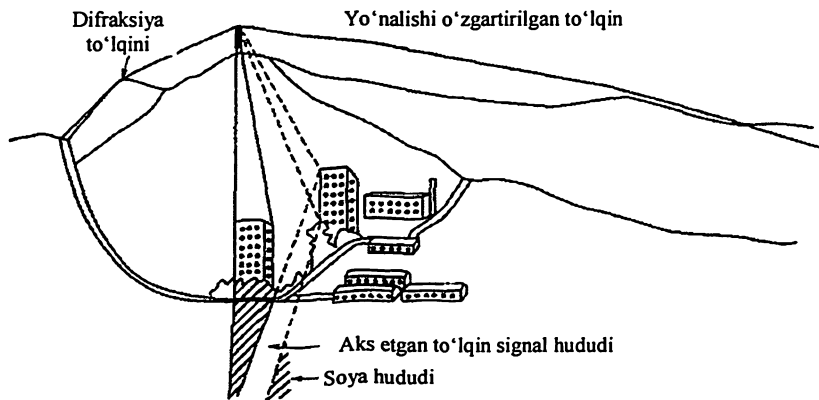
Fazoviy to'liqlarning tarqalishi. Fazoviy to'liqlar atmosferaning pastki qatlami – troposfera orqali radiouzatkich antenναςidan tarqalib radioqabullash qurilmasi antenναςiga ta'sir qiladi. Ular to'g'ri qabullash tomoniga tarqatilgan va aks etib qaytgan tashkil etuvchilardan iborat bo'ladilar (4.11-rasm) va refraksiya, difraksiya hodisalari ta'sirida bo'ladilar. Refraksiya va difraksiya hodisalarining radioto'liqning ta'sirlari radiosignalning chastotasiga, hududga va to'g'ri to'liq tarqalishiga bo'lgan ta'sirlar radiosignalning chastotasiga, hududga va to'g'ri to'liq tarqalishiga bo'lgan ta'sirlar va radioaloqa turiga bog'liq bo'ladi.

Fazoviy to'liqlardan o'rta to'liqlar diapazonida radioeshittirishni tashkil etishdan tashqari juda yuqori va undan ham yuqori chastotalar diapazonida foydalaniladi.

Fazoviy to'liq tarqalishidan foydalanish asosida radioaloqa o'rnatish masofasi – bu radiogorizont, uzatish va qabullash antenنالari bir-birini ko'radigan masofa hisoblanadi. Ammo, ba'zan ushbu hududda ham radioto'liq tarqalishi o'zgaruvchi bo'lgan "soya" lar (hududlar) ni signal sathi kuchsiz, ba'zan esa umuman bo'lmasligi mumkin. Ammo, amalda bunday "soya" hududlarda qaytgan signallar yoki difraksiya natijasida paydo bo'ladigan signallar bilan qoplangan bo'ladi (4.14-rasm).

Troposferada to'liq yoyilishi. Troposfera yoki to'g'ridan-to'g'ri yoyilish hodisasi juda yuqori chastota (JYuCh) va ultra yuqori chastota (UYuCh) lar diapazonlarida gorizontdan uzoq bo'lgan hududlardagi muqim ikki nuqta orasida

radioaloqa o'rnatishni ta'minlaydi. Bunda 900, 2000 va 5000 MHz ga yaqin chastotalardan foydalanib 300 dan 500 km gacha masofada aloqa o'rnatish mumkin. Yuqorida keltirilgan chastotalarda aloqa o'rnatish imkoniyati yuzaga kelishiga atmosfera dielektrik o'tkazuvchanligining sakrashi natijasida ro'y beradigan aks etishlar va radioto'lqinlarning bulutlardan aks etib qaytishi sabab bo'ladi.



4.14-rasm. *Bazaviy stansiya nurlanishlari qoplayotgan (tarqalayotgan) hudud*

Troposferada to'lqin yoyilishiga asoslangan radioaloqa tizimlarida uzatilayotgan quvvat yo'qotishlari 60...90 dB oralig'ida bo'ladi. Shuning uchun radiouzatish qurilmasining chiqish quvvati katta bo'lishi talab qilinadi. Radiosignalning troposferada yoyilish hodisasi doimo mavjud bo'lib, u ikki tur so'nishlar ta'sirida bo'ladilar. Bularidan birinchisiga atmosferaning holati turlicha bo'lishi sabab bo'lsa, ikkinchisi bu Rele qonuni bo'yicha so'nishning tez va chuqur (katta darajada) bo'lishi va chastotaga bog'liq bo'lgan turi sabab bo'ladi. Radioto'lqinning yoyilishi atmosfera to'liq hajmining turli nuqtalarida yuz beradi, natijada radioto'lqinning ko'p nurli tarqalishi kelib chiqishiga sabab bo'ladi.

Troposfera radioaloqa tizimlari radiouzatish va radioqabullash qurilmalarida yo'naltirilganlik diagrammasi juda tor bo'lgan va bir-biri bilan troposfera radioaloqa liniyasi orasidagi masofaning yarimida bir-biri bilan kesishadigan antennalardan foydalaniladi. Troposfera radiokanalida yuz beradigan radiosignal so'nishini oldini olish (kurashish) uchun bir-biridan 30 to'lqin uzunligi oralig'ida joylashgan bir necha antennalardan foydalaniladi.

4.5.3. Radioto'liqlar tarqalishining boshqa turlari

JYuCh (30...300 MHz) va mikroto'liqlardan foydalanib radiogorizont masofasi oralig'ida radioaloqa o'rnatish mumkin. Amalda esa bu masala unchalik oson va tushunarli emas. YuCh va JYuCh diapazonlari orasida shunday qism borki, bu chastotalarda ionosferada vaqti-vaqti bilan davom etadigan sakrashlar yuz beradi. Bu hodisa 25 MHz dan yuqori chastotalarda, ayniqsa 50 MHz chastota atrofida keskin yuz beradi. Bu chastotalar diapazonida tarqalayotgan radioto'liq JYuCh to'g'ridan-to'g'ri ko'rinish diapazondagi kabi, ba'zan esa YuCh diapazoni radioto'liqlari tarqalishiga o'xshab ketadi.

Yoyilish. Radioto'liqlarni yoyish hisobiga tarqatishning radiogorizontni kengaytirishning bir necha usullari mavjud. Radiogorizont oralig'i bir necha o'n kilometr bo'lgan holatlarda uning oralig'ini radiosignalni yoyib tarqatish hisobiga kattalashtirish mumkin. Misol uchun chastotasi $f = 100$ MHz bo'lgan ChM radioeshittirish stansiyasining radiogorizonti taxminan 65 km bo'lsa, yoz fasllarida radioto'liqlarning sporadik (ahyon-ahyonda) tarqalish hodisasi natijasida bu radiostansiya signallarini taxminan 280-300 km masofada ham eshitish mumkin.

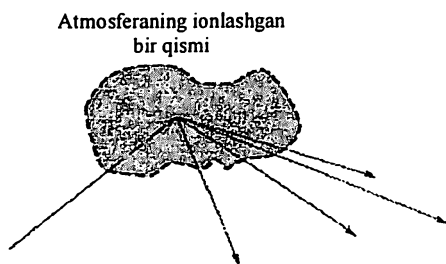
Atmosferaning uncha katta bo'lmagan bir qismi bir tarkibli ionizatsiyalanmasligi natijasida radioto'liqlar aksetadigan yuza hosil qiladi. Radioto'liqlarning ushbu yuzadan aks etib tarqalishiga sporadik hodisa deb ataladi. Atmosferada ionizatsiyalangan hudud paydo bo'lishi sababli, radioto'liqlarning ushbu yuzadan yoyilib tarqalishi natijasida ionosfera to'liq tarqalishi yuz beradi. To'liqlarning bu turda tarqalishiga sabab bo'lgan hudud E qavat balandligida bo'ladi. Ushbu aks ettiruvchi yuzadan qaytgan radioto'liqlar Yer ustidagi qabullash nuqtasi tomonga, ba'zan esa qabullash nuqtasidan katta masofada bo'lgan nuqtaga ham yetib borishi mumkin. Har bir alohida holatda radioto'liqlarning yoyilib tarqalishi aniq bir holatga bog'liq bo'ladi.

Ionizatsiyalashgan bulutlardan radioto'liqlarning yoyilib tarqalishining uchta asosiy turi mavjud, bular: manba tomonga aks etib yoyilish, yon tomonga aks etib yoyilish va asosiy yo'nalish (to'liq tarqalayotgan tomonga) aks etib yoyilish.

Manba tomonga aks etib yoyilish qisman radiolokatsiyaga o'xshash, ya'ni tarqatilgan signal aks etib yoyilish natijasida u tarqatilgan manba yoki unga yaqin bo'lgan hududga qaytadi. Asosiy yo'nalish – radiouzatkich to'liq tarqalayotgan tomonga aks etib yoyilish natijasida azimut tomonga qisman Yer yuzasi tomonga yo'naltirilgan shaklda tarqaladi. Yon tomonga aks etib to'liq tarqalishi asosiy tomonga to'liq tarqalishiga o'xshash, ammo tarqalish azimuti o'zgaradi.

Ko'p hollarda ionizatsiyalashgan bulutlardan aks etib yoyilib tarqalish hodisasi bir necha marta takroran yuz beradi. Bunday holat 4.15-rasmda aks ettirilgan. Bunday bir necha marta aks etib yoyilib tarqalgan radiosignallar qabullash qurilmasiga ta'siri natijasida natijaviy signal amplitudasining tez so'nish hodisasi yuzaga keladi. Ba'zan bunday so'nish natijasida signal sathi nolga yaqin yoki teng bo'ladi.

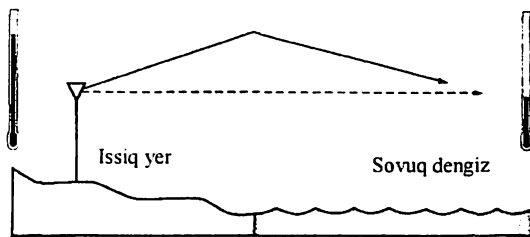
Yuqori kenglikdagi hududlarda radioaloqa oʻrnatish uchun radiotoʻlqinlarning meteorlardan aks etib yoyilishidan (tarqalishidan) foydalaniladi. Meteorlar orqali radioaloqa oʻrnatishda Yer atmosferasiga doimiy ravishda kosmik jinslar kirib kelishi va ularning atmosferaning taxminan 100 km balandlikdagi zich qatlamida yonishi asos qilib olingan. Bu kosmik jinslarning faqat eng kattalarigina atmosferaning zich qatlamida yonishi natijasida qorongʻu osmonda oʻzidan iz qoldiradi. Bu kosmik jismlarning asosiy qismini ogʻirligi 1 mg ga yaqin boʻlgan mikrooʻlchamlilari yonishlari natijasidan oʻzlaridan koʻzga koʻrinmaydigan balandligi 20 km gacha boʻlgan ionlashgan gaz ustunini qoldiradi. Bu ustundagi ionlarning zichligi tezda kichiklashadi. Ushbu ionlashgan gaz ustunidan toʻlqin aks etib tarqalishiga asoslanib aloqa oʻrnatish davomiyliги foydalanilayotgan radiosignal chastotasi va atmosferaning ionlashganlik darajasiga bogʻliq boʻlib, bir necha oʻn soniyadan soniyaning qismlarigacha boʻladi. Odatda meteor orqali radioaloqa oʻrnatishdan radiohavaskorlar 25...430 MHz chastotalar oraligʻida foydalanadilar.



4.15-rasm. Bir necha marta aks etib yoyilish

Oddiy refraksiya. Refraksiya bu radiosignallarni troposferada turlicha tarqalishidagi fizik jarayonlarni anglatadi. Troposfera qatlamidagi refraksiya hodisasiga koʻp hollarda havoning dielektrik xossalari, asosan uning namliги sabab boʻladi. Refraksiya hodisasi yorugʻlik nurlari va radiosignallarning turli zichlikka ega boʻlgan muhit orqali oʻtishi jarayonida yuz beradi. Radiosignallar bu holda ikki zichligi turlicha boʻlgan muhitlar zichliklari farqiga proporsional ravishda ogʻadi. Bunday xususiyatga ultra yuqori chastotalar diapazonidagi mikrotoʻlqin chastotali radiosignallar ega. Odatda atmosfera yuqori qatlamlaridagi havoning zichligi balandlik oshgan sari kamayib boradi, buning natijasida atmosferaning yuqori qatlamida tarqalayotgan radiosignal nuri pastki qatlamdagiga nisbatan tezroq tarqaladi. Natijada bu atmosfera turli qavatlarida tarqalgan signallar biroz ogʻadilar, natijada bunday toʻlqin tarqalish xossasidan foydalanib radiogorizont oraligʻiga qaraganda katta masofada radioaloqa oʻrnatish imkoniyati kelib chiqadi. Bunday hodisa oddiy refraksiya deb ataladi va K-asoslar orqali ifodalanadi.

Yuqori refraksiya. Yuqori refraksiya deb ataladigan refraksiyaning alohida bir turi Yer hududining yuzidagi qizigan havo oqimi nisbatan ancha sovuq bo'lgan dengiz yuzasida harakatlanishi (surilishi) natijasida hosil bo'ladi (4.16-rasm).



4.16-rasm. Yuqori refraksiyaga misol

Bunday hududlarga misol sifatida katta suv havzalari (dengiz va okeanlar) ga qo'shni bo'lgan cho'l va sahrolarni keltirish mumkin. Misol uchun, Shimoliy Afrika va O'rta Yer dengizi, Tinch okeani va AQShning Kaliforniya shtati Bayya cho'l hududlari. Bu hududlarda JYuCh va UYuCh diapazonlarida radiogorizont oralig'i 300-320 km bo'lgan holda taxminan 900-1000 km masofada radioaloqa o'rnatish mumkin.

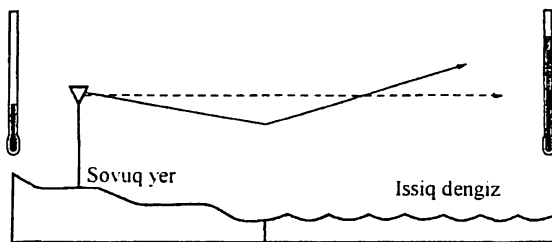
Radioto'lqin o'tkazgich orqali to'lqin tarqalishi. To'lqin tarqalishidagi refraksiyaning ob-havo bilan bog'liq, yana biri "to'lqin uzatish kanali" deb ataladi. To'lqin tarqalishining bu turi superrefraksiyaning alohida bir turi hisoblanadi. Dengiz suvining bug'lanishi atmosfera haroratlari bir-biriga teskari bo'lgan hudud hosil bo'ladi. Bu hodisa natijasida ko'p qatlamlı havo massasi yuzaga keladi. Bunda havo yuqori qatlamining harorati pastki qatlamnikiga nisbatan yuqori bo'ladi. Odatda, havo yuqori qatlamining harorati balandlik oshgan sari pasayib boradi. Ammo harorat issiqdan sovuqqa o'zgaruvchi inversion (kechikishi) qatlamda harorat kattalashib boadi. Ushbu inversion qatlam "radioto'lqin o'tkazuvchi kanal" ya'ni o'zini xuddi "to'lqin o'tkazuvchi" qurilma shaklida namoyon qiladi. Bunday "radioto'lqin o'tkazish kanali"ning shakllanishi u orqali uzoq masofalarda JYuCh diapazoni kichik chastotalaridan to mikroto'lqin chastotalar diapazonida radioaloqa o'rnatish imkoniyatini beradi. Bunda 50 MHz chastota bunday radioaloqa tizimining eng past chastotasi va taxminan 10 GHz eng yuqori chastota hisoblanadi. Uchish kanallari (samolyotlar, kosmik kema) radioaloqa va radiolokatsiya tizimidan texnik foydalanuvchi injener-texniklar 10 GHz dan ham yuqori chastotalarda "radioto'lqin o'tkazish kanallari" yuzaga kelishini ta'kidlaganlar.

"Radioto'lqin o'tkazish kanallari" orqali radioaloqa o'rnatishda ularning uzatish va qabullash antennalarining o'rnatilgan joyiga bog'liq. Radiouzatish va qabullash antennalari fizik jihatdan "radioto'lqin tarqalish kanali" ning ichida joylashgan bo'lishi yoki radiouzatgich antenasi orqali tarqatilayotgan radioto'lqin "radioto'lqin uzatish kanali" "ichidan" o'tadigan burchak ostida nurlatilishi va

qabullash antennasi ham ushbu radioto'liqin tarqalish kanali chiqishiga yo'naltirilgan bo'lishi kerak.

Shunday "radioto'liqin uzatish kanallari" orqali taxminan 4000 km masofada radioaloqa o'rnatish mumkin. Bunday "radioto'liqin uzatish kanallari" Buyuk Amerika ko'llaridan Atlantikaning janubi-sharqiy chegaralarigacha, AQShning Nyu-Faundlend shtatidan Kanar orollarigacha, Meksika ko'rfazi orqali janubiy va shimoliy Floridadan to Texasgacha, koliforniyadan Gavay orollarigacha va h.k.

Subrefraksiya. Qutb hududlarida Yerdan kelayotgan nisbatan sovuq havo oqimi nisbatan issiq dengiz yuzi fazosida tarqalishi natijasida refraksiya hodisasi yuz beradigan sharoit aniqlangan (4.17-rasm). Subrefraksiya deb ataluvchi bu hodisa natijasida elektromagnit nurlanishlar Yer yuzasidan uzoqlashadi va radiogorizont 20-30 foizga qisqaradi.



4.17-rasm. Subrefraksiyaga misol

Radiosignallar sathlarining kun-tun davomida o'zgarishi.

Radiosignallarning troposferada tarqalishi to'liqin tarqalayotgan fazoning harorati va namligiga bog'liq bo'lib, u o'z navbatida ushbu hududda kun-tun davomida quyoshning chiqish va botish vaqtiga bog'liq. Kun-tun davomida radiouzatkich tarqatayotgan quvvat sathi qabullash nuqtasida 20 dB gacha o'zgarishi mumkin. Bu hodisani quyidagicha izohlash mumkin. Troposfera hodisasi JYuCh signallari uzoq masofaga, ba'zan dengiz qirg'og'i bo'yicha ba'zan umuman yo'qolib, ba'zan kuchli so'nish bilan tarqaladi.

Kecha va kunduz chegarasida (oqshom vaqtida) to'liqin tarqalishi. Oqshom vaqtida Yer sharini ikki qismga bo'luvchi "oqshom chizig'i"ni tasavvur etish mumkin. Bu "oqshom chizig'i" ni Yer planetasining cheklagichi deb ataladi. Mavsumga bog'liq ravishda bu "oqshom chizig'i" sharq kengligi bo'yicha gacha o'zgarib turadi. Bu "oqshom chizig'i" bir yilda ikki marta bahorgi va kuzgi tengkunlikda Shimoldan Janubga aniq o'tadi. Atmosferaning qatlami yuqori chastota diapazoni signalini yutadi. Bu qatlam kechasi umuman yo'q bo'ladi va kunduz kuni davomida qayta tiklanadi. "Oqshom chizig'i" davomida kun va tun davomida qatlami "oqshom chizig'i" dan g'arbga qarab tez yoyiladi, bu vaqt davomida "oqshom chizig'i"dan Sharqda qatlami hali qayta tiklanmagan bo'ladi. "Oqshom chizig'i" yon atrofida qisqa vaqt davomida "anomal" (nonormal)

to'liqin tarqalishi yuz beradi. Bu "anomal" vaqt davomida "oqshom chizig'i"ning har ikki tomonidagi stansiyalarning signallari oddiy holatlarda qabullash mumkin bo'lmagan masofalardan ham qabullanishi mumkin.

Nazorat savollari

- 1. Xalqaro elektraloqa ittifoqi tavsiyasi bo'yicha chastotalar diapazoni necha qismga va qanday tartibda bo'lingan?*
- 2. Xalqaro elektraloqa tavsiyasi bo'yicha chastotalar diapazonlari qanday nomalanadi?*
- 3. Radiosignalning to'liqin uzunligi va chastotasi bir-biri bilan qanday bog'liqlikka ega? Takroriy va aylanma chastota bir-biri bilan qanday bog'liqlikka ega?*
- 4. Izotrop nurlatkich deb qanday nurlatkichga aytiladi?*
- 5. Uzun to'liqin radiosignallari ochiq fazoda qanday tarqaladi?*
- 6. O'rta to'liqin radiosignallari ochiq fazoda qanday tarqaladi?*
- 7. Qisqa to'liqin radiosignallari ochiq fazoda qanday tarqaladi?*
- 8. Ionosfera qatlami kunduzi va kechasi Yer yuzasidan qanday masofada bo'ladi va u radiosignallarning tarqalishiga qanday ta'sir qiladi?*
- 9. O'ta yuqori chastota radiosignallari ochiq fazoda qanday tarqaladi?*
- 10. Radioto'liqinlarning qanday tarqalish turlarini bilasiz? Ular haqida qisqacha tushuncha bering.*
- 11. Radioto'liqinlar tarqalishida difraksiya hodisasi qanday hollarda yuz beradi?*
- 12. UYuCh diapazonida tarqalayotgan radiosignallarni qanday masofada ishonchli qabullash mumkin?*
- 13. Radioto'liqinlar ochiq fazoga qanday qurilma orqali nurlatiladi?*
- 14. Radioto'liqinlarning aks etib qayta tarqalishi qanday holatlarda yuz beradi?*
- 15. UYuCh radioto'liqinlari qanday qurilma yordamida masofaga uzatilishi mumkin?*

5. ANTENNALARNING TURLARI VA XARAKTERISTIKALARI

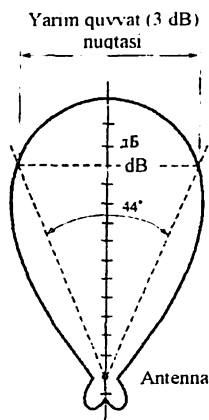
5.1. Antennalarning xarakteristikalari

5.1.1. Antenna ishchi chastotalari polosasi kengligi

Antenna ishchi chastotalari polosasi kengligi uning ishlashi rejalashtirilgan chastotaga nisbatan protsentlarda aniqlanadi. Masalan, antenna ishchi chastotasi 100 MHz qilib tanlangan bo'lsa, uning ishchi chastotalari polosasi kengligi 10 MHz bo'lsa, u holda ishchi polosasi 10% ni tashkil qiladi. Ushbu chastotalar polosasida antennaning xarakteristikalari qoniqarli hisoblanadi. Ishchi chastotalarning chegarasi uning rezonans chastotasidagi aktiv qarshiligining to reaktiv qarshiligigacha o'zgarishiga mos keluvchi chastotalar farqi hamda nurlatish turi va turg'un to'liqin koefitsientining kattalashishi bilan belgilanadi.

5.1.2. Antenna yo'naltirilganlik diagrammasi kengligi

Yo'naltirilgan antennalarning yo'naltirilganlik diagrammasi kengligi, ba'zan yarim quvvatga mos keluvchi polosasi kengligi, ya'ni antenna yo'naltirilganlik diagrammasi markaziy chastotasidan uning quvvati yarimiga teng bo'lgan nuqtasiga nisbatan 3 dB ga kichiklashuvchi chegaraviy qiymati bilan aniqlanadi (5.1-rasm).



5.1-rasm. Antenna yo'naltirilganlik diagrammasining quvvat yarmiga kamayishiga mos keluvchi kengligi

5.1.3. Antennaning asosiy tomonga yo'naltirilganlik va uzatish koeffitsienti

Amalda antennalar nurlatayotgan quvvatlari bir necha yo'nalishlarda to'plangan bo'ladi. bunga energiya taqsimoti bir yo'nalishda kattalashsa, boshqa yo'nalishda kichiklashadi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, antennalar umuman olganda passiv qurilma bo'lib, o'zi kirishiga beriladigan quvvatni kuchaytirish qobiliyatiga ega emas.

Shunga qaramasdan antennalarning turli tomonlarga nurlatishlarini quvvat kuchaytirish koeffitsientlari orqali ifodalash qulay hisoblanadi.

Antennalarning kuchaytirish koeffitsienti izotrop nurlatkich yoki oddiy dipol antennaga nisbatan baholash mumkin. Bu ikki usulda aniqlangan kuchaytirish koeffitsientlari qiymatlari bir-biridann 2,15 dB ga farq qiladi.

Agar kuchaytirish koeffitsienti izotrop nurlatkichga nisbatan aniqlangan bo'lsa, ya'ni dBi – bo'lsa, u holda kuchaytirish koeffitsientini dipolga nisbatan aniqlanganda dBd uning qiymatidan 2.15 dB ni ayirib tashlanadi, ya'ni dipolning kuchaytirish koeffitsienti 0 dB – 2,15 dB ga teng bo'ladi.

5.1.4. Antennaning effektiv balandligi (uzunligi)

Antennadagi tok qiymati uning uzunligi bo'yicha o'zgaradi (5.1-rasm). Agar tokning qiymati antennaning uzunligi bo'yicha bir xil taqsimlangan bo'lsa, u holda antenna o'z fizik uzunligiga mos elektr maydoni nurlatgan bo'lar edi. Amalda tok bir xil taqsimlanmaganligi uchun antennaning effektiv uzunligi, fizik uzunligidan kichik bo'ladi va quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$l_{ef} = \frac{l_f \cdot I_m}{I}, \quad (5.1)$$

bunda: l_f – antennaning fizik uzunligi;

I_m – antennadagi tok qiymati;

I – antenna manbaga ulangan nuqtasidagi tok qiymati.

Agar antennaning uzunligi to'lqin uzunligidan kichik bo'lsa, u holda tok antenna uzunligi bo'yicha chiziqli bog'liqlikda o'zgaradi va $I_m = I/2$ ga teng bo'ladi.

Tik (vertikal) o'rnatilgan nurlatuvchi antennaning faraz qilinadigan uzunligi uning haqiqiy – fizik uzunligidan ikki marta katta bo'ladi, bunda nurlatishlar yerdan aks etishini e'tiborga olgan holda nisbatan qisqa vertikal (tik) antennaning effektiv uzunligi uning fizik uzunligiga teng bo'ladi.

5.1.5. Effektiv (samarali) nurlatilayotgan quvvat

Effektiv quvvat antenna yo'naltirilganlik diagrammasi asosiy yaproqchasi markazida nurlatilayotgan quvvat hisoblanadi. Bu quvvat antennaga manbadan berilayotgan quvvatni dipol kuchaytirish koeffitsientiga ko'paytmasiga teng bo'ladi.

5.1.6. Nurlatish qarshiligi va samaradorligi

Antenna nurlatayotgan quvvatni, xuddi shu quvvatni tarqatayotgan qarshilik qiymati orqali baholash qulay hisoblanadi. Bu kattalikni nurlatilayotgan quvvatni, antennaga manbadan berilayotgan tok qiymatining kvadratiga nisbatiga teng bo'lgan nurlatish qarshiligi R_g sifatida aniqlanadi:

$$R_g = \frac{R_N}{I_m^2}. \quad (5.2)$$

Antenna nurlatayotgan quvvatning antennada yo'qotilgan quvvatiga nisbati antennaning samaradorligi deb ataladi

$$A_{ef} = \frac{R_g}{R_g + R_y} \cdot 100\%, \quad (5.3)$$

bunda: R_g – nurlatish qarshiligi:

R_y – antennadagi hamma yo'qotishlar qarshiligi.

R_g va R_y qarshiliklarning yig'indisi, bu antennaning to'liq qarshiligi hisoblanadi va rezonans holatida to'liq ekvivalent qarshilik R_{ek} ga teng bo'ladi.

5.1.7. To'g'ri va teskari yo'nalishdagi nurlatishlar nisbati

To'g'ri va teskari yo'nalishdagi nurlatishlar nisbati deb to'g'ri yo'nalishda nurlatilgan (yoki qabul qilingan) signal quvvatining (dB larda) teskari (keraksiz) yo'nalishdagi signal quvvatiga nisbatiga aytiladi. 5.1-rasmda keltirilgan yo'naltirilganlik diagrammasi uchun yuqorida keltirilgan nisbat 13 dB ga teng.

5.1.8. Antenna impedansi

Antenna impedansi bu antennani radiouzatkich chiqishi yoki radioqabullash qurilmasi bilan bog'lovchi fider qarshiligi hisoblanadi. Bu qarshilik antenna induktivlik, sig'imi va aktiv qarshiliklari vektor yig'indisi sifatida aniqlanadi. Har qanday rezonansli antenna turining o'ziga xos impedansi – qarshiligi u rezonans chastotada ishlatilayotganda uning reaktiv tashkil etuvchilari yshqoladi va u faqat aktiv qarshilikka ega bo'ladi.

Antennaning nurlatish qarshiligi va unga qo'shiluvchi antennaning yo'qotishlari (ya'ni o'tkazgichlar qarshiligi ketma-ketligi) va asos materialni shuntlovchi qarshilik va unga yaqin ob'ektlardagi qarshiliklar antenna impedansining aktiv qismini tashkil qiladi.

5.1.9. Antenna qutblanishi

Antenna nurlatishlari maydoni uzatkich joylashgan elektr maydoni (E -yuza) da qutblangan hisoblanadi. Odatda vertikal yoki gorizontald qutblanishlar haqidagi tushunchalarni bir-biridan farqlashda xatoliklarga yo'l qo'yiladi. Agar qutb

diagrammalari bilan foydalanilsa, u holda E va N yuzalarni tushunish kerak. Ba'zan juda yuqori chastota (JYuCh) diapazonida antenna nurlatishlaridagi yo'qotishlarni kamaytirish uchun dipolni kesishtirish natijasida yaratilgan va spiralsimon antennalari yordamida aylanma qutblanganlikdan ham foydalaniladi.

Antennaning qutblanganlik bo'yicha tanlovchanligi samaradorligi uning to'g'ri qutblangan signalni, xuddi shu chastotada unga qarama-qarshi qutblangan signaldan ajratib olish orqali aniqlanadi.

5.1.10. Antennaning yo'naltirilganlik diagrammasi

Antennaning yo'naltirilganlik diagrammasi uzluksiz yopiq egri chiziq ko'rinishida bo'lib, antenna nurlatayotgan quvvatning hamma yo'nalishlar bo'yicha nurlatilishi (yoki qabul qilishi) nisbiy sathini ko'rsatadi. Ikki turli qutblar Y_e va N lar uchun yo'naltirilganlik diagrammasi qanday shaklga ega ekanligini bildiradi. Qutb diagrammasi chiziqli masshtablarda (kuchlanish) yoki logarifmik masshtabda desibillerda ko'rsatilgan bo'lishi mumkin.

5.1.11. Kuchlanish bo'yicha turg'un to'liqin koeffitsienti

Juda yuqori chastota (JYuCh) va ultra yuqori chastota (UYuCh) diapazonining ko'pgina tur antennalari koaksial kabel bo'lagidan iborat bo'lgan qarshiliklarni moslashtiruvchi qurilmadan tashkil topgan bo'ladi. Shunday qilib, antenna tizimining kuchlanish bo'yicha turg'un to'liqin koeffitsienti (KTTK)ning ishchi chastotaga bog'liq ravishda o'zgarishi alohida antennalar KTTKga nisbatan katta oraliqlarda o'zgaradi. Antennaning turg'un to'liqin koeffitsienti (TTK) hisoblangan markaziy chastotada nazariy nuqtai nazardan 1:1 ga teng bo'lishi kerak. Amalda TTK 1,5:1 nisbatda bo'lsa qoniqarli hisoblanadi.

5.1.12. Antennaning qabullash aperturasi

Qabullash antennalari aperturalari yoki signalni qabullash hududlari bilan xarakterlanadilar. Qabullash aperturasi deganda antennaning signalni qabullovchi samarali yuzasi tushuniladi. Bunday yondoshuv moslashgan qabullash qurilmasiga ta'sir qilayotgan signal quvvat qiymatini quvvat zichligi Vt/m^2 orqali baholash imkonini beradi. Ko'p hollarda antenna aperturasi antennaning fizik o'lchamlariga nisbatan katta (misol uchun, yarim to'liqin uzunligini dipoldan foydalanilganda, chunki simsimon antennaning yuzasi juda kichik fizik kattalik bo'ladi) va kichik (misol uchun aks ettiruvchi parabolik antennalar uchun, bunday antennalardan mikroto'liqin diapazonida foydalaniladi). 5.2-rasmda yarim to'liqin uzunligiga teng $(0,5\lambda)$ dipolning aperturasi aks ettirilgan.

Dipol antenna aperturasi ellips ko'rinishida bo'lib, uning bosh o'qlari $0,5\lambda$ va $0,34\lambda$ ga teng qilib tanlanadi. Antennaning kuchaytirish koeffitsienti va aperturasi nisbati quyidagicha aniqlanadi:

$$A_s = \frac{G\lambda^2}{4\pi n}, \quad (5.4)$$

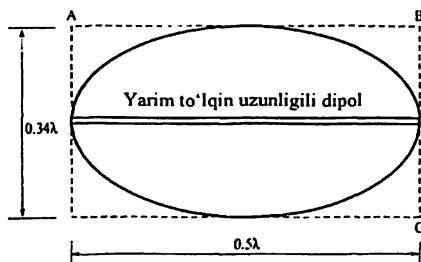
bunda, A_s – antenna samarali aperturasi:

G – antenna kuchaytirish koeffitsienti;

λ – signal to‘lqin uzunligi;

n – antenna aperturasi samaradorligi.

Antenna aperturasi samaradorligi yo‘qotishlarsiz ideal antenna uchun $n = 1$, amalda uning qiymati 0,3...0,5 ga teng bo‘ladi.



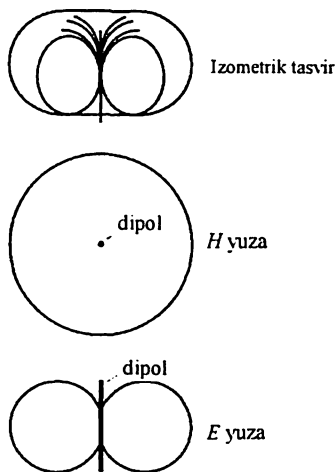
5.2-rasm. Yarim to‘lqinli dipol aperturasi

5.2. Antennalarning turlari

5.2.1. Dipol antenna

Yarim to‘lqinli ($0,5\lambda$) dipol ba‘zan yarim to‘lqinli simmetrik tebranuvchi deb ham ataladi va uning ko‘p ko‘rinishlardagilari mavjud. 5.3-rasmda dipolning E va N yuzalarda ochiq fazoda nurlantishlari aks ettirilgan.

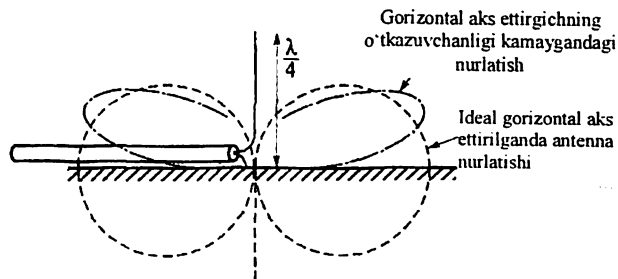
Yarim to‘lqinli simmetrik tebratkich impedansi – to‘lqin qarshiligi 72 Om; uzunligi to‘lqin uzunligiga teng ($l = \lambda$) tebratkich-dipol-impedansi 300 Om ga teng.



5.3-rasm. Yarim to'liqli simmetrik tebratkich (yarim to'liqli dipol)

5.2.2. Chorak to'liqli vertikal nurlatkich

Chorak to'liqli vertikal nurlatkich – antennalardan ko'p hollarda o'rtta to'liqli diapazoni radioeshittirish signallarini nurlatishda va JYuCh va UYuCh diapazonida ishlovchi harakatdagi radioaloqa tizimlarida foydalaniladi. Chorak to'liqli vertikal antennaning fizik uzunligi $\lambda/4$ ga teng bo'lganligi bilan, u $\lambda/2$ uzunlikdagi antenna hisoblanadi, chunki uning yer yuzasidan pastda joylashgan mavhum aks qismi ham mavjud bo'labi, u $\lambda/4$ to'liqli uzunligidagi vertikal nurlatkichni $\lambda/2$ nurlatkichga aylantiradi (5.4-rasm).



5.4-rasm. Chorak to'liqli uzunligidagi vertikal antenna

Chorak to'liqin uzunligi vertikal nurlatkich yer zasiga ideal tekis – zich o'rnatilgan bo'lsa, uni modellashtirish natijasi dipol nurlatishga mos kelishini ko'rsatadi. Agar antennaning uzunligi va gorizontal aks ettiruvchi elementi o'tkazuvchanligi kichiklashtirilsa uning nurlatish burchagi kattalashadi.

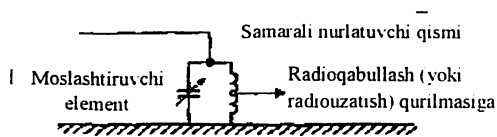
Ideal chorak to'liqinli vertikal nurlatkichning impedansi – to'liqin qarshiligi 36 Om ga teng, ammo aks ettiruvchi yuza samaradorligining kichiklashishi uning to'liqin qarshiligi – impenansini kattalashtiradi.

5.2.3.Uzun, o'rta va qisqa to'liqin antennalari

Ma'lumki antennalarni konstruksiyalarini hisoblashda u qabul qiladigan yoki nurlatadigan signal to'liqin uzunligi albatta e'tiborga olinadi. Ammo uzan va o'rta to'liqin diapazoni rezonansli antennalari juda katta geometrik o'lchamlarga ega bo'ladi. shuning uchun bu diapazon antennalari rezonans qilib olinadi. natijada ularning impedanslari aktiv qarshilik 70 va 36 Om bilan moslashmaydi. Bu qarshiliklar rezonansli antennalar impedansi hisoblanadi.

Norezonans antennaning impedansi odatda nisbatan katta va reaktiv bo'ladi. shuning uchun antennani radiouzatish qurilmasi chiqish qarshiligi yoki radioqabullash qurilmasining kirish qarshiligi bilan moslashtirish uchun uzatish liniyasiga qo'shimcha sozlovchi yoki moslashtiruvchi qurilmalardan foydalaniladi. Ushbu qurilmalar bir vaqtning o'zida polosadan tashqari nurlatishlarni kamaytirishga ham hissa qo'shadi. Moslashtiruvchi qurilma standart impedans bilan moslashib qisman ulanadigan sozlangan elektr zanjir (g'altak) yoki alohida moslashuvchi g'altak (solenoid)dan iborat bo'ladi.

Past chastotalar uchun ularning kerakli balandligi yoki uzunliklarini ta'minlash hamma vaqt asosiy muammo bo'lgan. Bu muammoni yechish uchun ko'p hollarda chorak to'liqin uzunligi nurlatkichlardan foydalaniladi. G-simon antennaning gorizontal tashkil etuvchisi (qismi) uning samarali uzunligini kattalashtiradi (5.5-rasm). Ammo yer usti to'liqinidan nisbatan past chastotalarda foydalanilishi sababli. bu antennalar vertikal qutblangan signallarni nurlatishga yaroqli hisoblanadi va uning balandligini kichiklashtirish orqali signalni samarali uzatish va qabullash mumkin.



5.5-rasm. G-simon antenna

Vertikal antennaning haqiqiy balandligini kattalashtirishning yana bir usuli bu sig'imli yuklama – antennaning yuqori nuqtasiga ulangan yerga nisbatan katta sig'imga ega bo'lgan gorizontal o'tkazgichlar tizimidan iborat bo'ladi. Bu

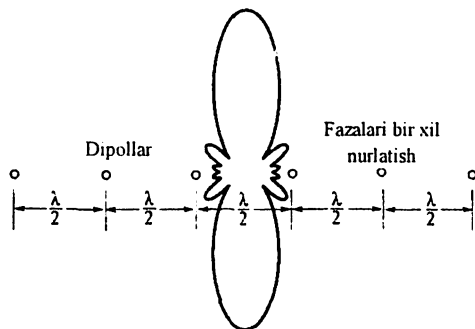
antennaning yuqori nuqtasida kuchlanishning nolgacha kamayishini oldini oladi. tokning eng katta oʻrtacha qiymati va antennaning samarali uzunligi katta boʻlishini taʼminlaydi.

Yuqori chastota diapazonida qoʻllaniladigan dipolarning uzunliklari katta boʻlganligi uchun ularni gorizontal qilib oʻrnatiladi va ular antennaning gorizontal E yuzada yoʻnaltirilganligini taʼminlaydi. Qisqa toʻlqin diapazonida toʻlqinlar ionosfera qatlami orqali va vertikal N yuzada har tomonga tarqalganligi uchun uning antennalari nurlanishlarning yer yuzasidan aks etib tarqalgani uchun vertikal yoʻnalishda keng burchak hosil qilib tarqaladi.

5.2.4. Yoʻnaltirilgan panjarasimon antennalar

Koʻndalang nurlatuvchi panjarasimon antenna. Koʻndalang nurlatuvchi panjarasimon antennalar bir necha bir-biriga nisbatan bir xil oraliqda joylashtirilgan, toklari fazalari ham bir xil boʻlgan bir necha nurlatkichlardan iborat boʻladi. Agar bunda antennaning har bir nurlatkichi har tomonga bi xil yoʻnaltirilgan diagrammaga ega boʻlsa va nurlatkichlar orasidagi masofa $(3/4)\lambda$ dan kichik boʻlsa, u holda eng katta nurlatish panjarasimon antenna elementlariga nisbatan toʻgʻri burchak (90°) hosil qiladi.

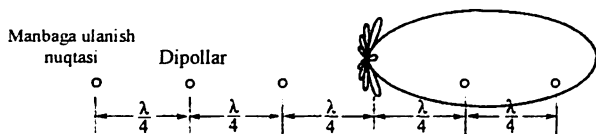
Panjarasimon antenna element (nurlatkich)lari koʻp va ularning uzunligi ikki toʻlqin uzunligidan katta boʻlsa, u holda antennaning quvvat kuchaytirish koeffisienti uning elementi uzunligiga proporsional boʻladi. 5.6-rasmda elementlari $\lambda/2$ oraliqlarda vertikal oʻrnatilgan panjarasimon antennaning N -yuzadagi qutblanish diagrammasining eng koʻp tarqalgan koʻrinishi keltirilgan.



5.6-rasm. Koʻndalang nurlatish panjarasimon antennasi

Oʻq boʻyicha nurlatish panjarasimon antennasi. Oʻq boʻyicha nurlatish panjarasimon antenna konstruksiyasi baʼzi elementlarining joylashishini eʼtiborga olinmasa, koʻndalang nurlatishlar antenasiidan farq qilmaydi. Oʻq boʻyicha nurlatish panjarasimon antenna element (nurlatkich)lariga fazalari farqi uning

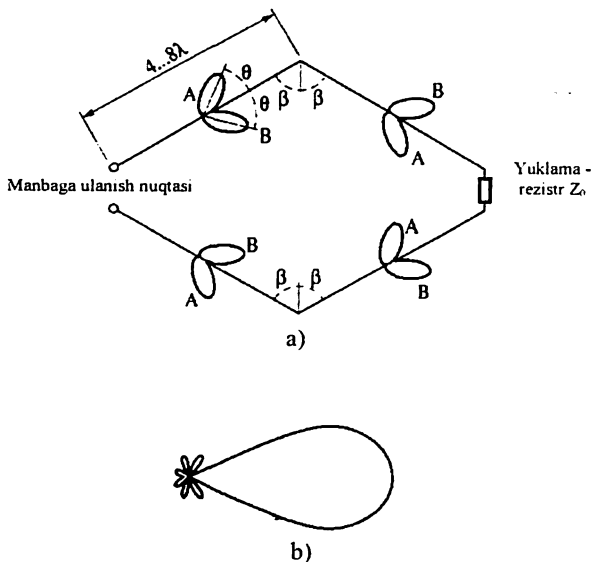
qo'shni elementlari orasidagi masofaning to'liq uzunligining radianlarda o'lchanadigan qiymatiga teng bo'ladi. Antenna elementlari orasidagi masofa $\lambda/4$ ga teng bo'lsa, qo'shni elementlar orasidagi fazalar farqi 90° ($\pi/2$) ga teng bo'ladi. 5.7-rasmda o'q bo'yicha nurlatuvchi antennaning yo'naltirilganlik diagrammasi keltirilgan.



5.7-rasm. O'q bo'yicha nurlatuvchi panjarasimon antenna

O'q bo'yicha nurlatuvchi panjarasimon antennaning quvvati har ikki E va N tekisliklarda to'plangan bo'lib, uning eng katta (maksimum) nurlatishlari panjara ohiriga qarab fazalarni kichiklashtirib shakllantiriladi.

Rombsimon antenna. Rombsimon antenna keng polosali yo'naltirilgan antenna bo'lib, to'rtta har biri bir necha to'liq uzunligiga ega bo'lgan o'tkazgichlardan iborat. Bu tur antenna 5.8-rasmda keltirilgan va ushbu rasmda antenna har bir tomoni nurlatishlari yo'naltirilganlik diagrammasi keltirilgan.



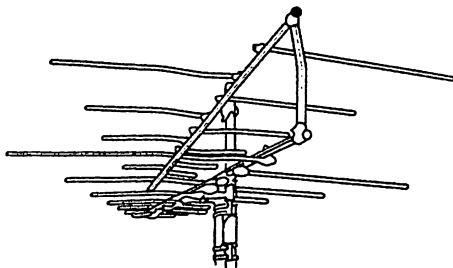
5.8-rasm. Rombsimon antenna (a) va uning yo'naltirilganlik diagrammasi (b)

Har bir nurlatkich burchagi θ ni nurlatuvchi element uzunligini o'zgartirib sozlash mumkin. Bunday antenna yakka o'tkazgichdan iborat bo'lgan antennaga nisbatan katta yo'naltirilganlikka ega bo'ladi. Yuklama rezistor ham bir tomonga yo'naltirilgan nurlatishlarni shakllantirishga xizmat qiladi. Ammo antenna to'lqin uzunligi qarshiligiga teng qarshilikka yuklangan bo'lishini ta'minlash talab etilishi e'tiborga olinsa, uning samaradorligi 50% dan katta bo'lmaydi. Shuning natijasida yo'naltirilganlik diagrammasida sezilarli kattalikdagi yon nurlatishlari yaproqchalari hosil bo'ladi.

Rombik antennalardan yuqori va undan katta chastotalar diapazonida ionosfera qatlamida signallarni nurlatishda foydalaniladi. Bunda yana bir chastota to'lqin tarqalishi sharoiti o'zgargan holatlarda foydalanish uchun zahirlanadi. Bunday antennaning o'tkazgichlari yerga nisbatan gorizontall joylashtirilgan bo'lib, uning gorizontall yo'naltirilganligi burchagi β 5.8a-rasmda ko'rsatilgan usulda aniqlanadi. Agar burchak $\theta=90^\circ-\beta$ bo'lsa, A yaproqchadagi nurlatishlar nolga teng bo'ladi. Shu vaqtning o'zida B yaproqcha nurlatishlari bir tomonga yo'nalgan bo'lib, ular qo'shiladi. Antennaning gorizontall yuzadagi natijaviy yo'naltirilganlik diagrammasi 5.8b-rasmda tasvirlangan. Antennaning vertikal (yuqori) tomonga yo'naltirilganligi o'tkazgichlarning yerga nisbatan joylashishi (o'rnatilganligi)ga qarab aniqlanadi.

Logoperiodik antenna (logarifmik davriy antenna). Logarifmik davriy antenna o'z texnik ko'rsatkichlari bo'yicha rombik antennaga o'xshash bo'lib, undan yuqori chastota (YuCh) dan o'ta yuqori chastota (O'YuCh) gacha bo'lgan dapazonlarda – keng chastotalar polosasida foydalaniladi.

Ushbu antenna bir necha uzunligi va elementlari orasidagi masofalar kattalashib boruvchi dipol (nurlatkichlar) dan iborat bo'ladi (5.9-rasm). bu tur antenna keng chastotalar polosasida ishlash imkoniyatiga ega bo'lib, har qanday qutblanganlik ko'rinishini ta'minlovchi qilib yasalishi mumkin. Antenna dipollari asos konstruksiya orqali manbaga ulanadilar.



5.9-rasm. O'YuCh diapazon uchun logoperiodik antenna

5.3. Juda yuqori chastota va ultra yuqori chastotalar diapazoni antennalari

5.3.1. Mobil aloqa tizimlari bazaviy stansiyalari antennalari

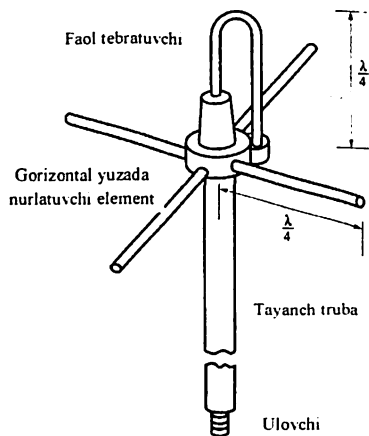
JYuCh va UYuCh diapazoni ko'pgina tizimlarda vertikal qutblangan antennalardan foydalaniladi. JYuCh va UYuCh diapazon bazaviy stansiyalarida antennalar sifatida ko'p hollarda tik (vertikal) o'rnatilgan o'tkazgichlardan – dipollardan foydalaniladi. Ba'zi hollarda sirtmoqsimon tebratgich – qo'zg'atkichlardan ham foydalaniladi, bu statik zaryadlar hosil qiladigan xalaqitlardan himoyalaniшни ta'minlaydi. Antennalar ko'p hollarda asos (tayanch) machtalarga o'rnatilganligi sababli, ushbu machталar antennalaming yo'naltirilganlik diagrammalariga ma'lum darajada ta'sir qiladi. Amaliyotda tayanch machtasi va antenning ohirgi elementi (nurlatkichi) orasida bir to'lqin uzunligiga teng bo'lgan oraliq bo'lishini ta'minlash kerak.

Ohirgi qism orqali manbaga ulanib qo'zg'atiluvchi va nosimmetrik tebratuvchili antennalar. Hamma tomonga bir xil yo'naltirilganlik eng yaxshi diagrammasini olish uchun ohirgi qismi orqali manbaga ulanadigan yoki nosimmetrik tebratuvchi antennalar asos machta yoki bashnya (minora) uchiga o'rnatilgan bo'lishi kerak (5.10 va 5.11-rasmlar).

Nosimmetrik tebratuvchi antenna chorak to'lqin uzunligi nurlatkichning vertikal o'rnatilgan ko'rinishi bo'lib, nurlatish burchagining kichik bo'lishini ta'minlaydi.



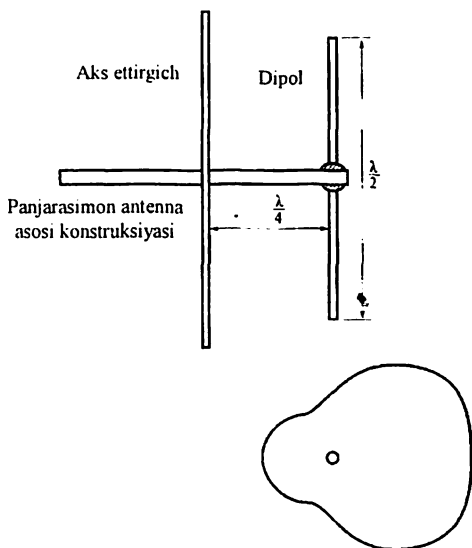
5.10-rasm. Ohirgi qismi orqali manbaga ulanadigan EVD turli antenna



5.11-rasm. Sirtmoqsimon nosimmetrik tebratuvchi antenna

Aks ettiruvchili dipol. Kanallararo o'zaro xalaqitlar sathini kamaytirish uchun yo'naltirilgan antennalardan foydalaniladi. Bu tur antennalarning eng oddiysi yarim to'lqinli dipol va aks ettiruvchi (reflektor)lar kombinatsiyasidan iborat bo'ladi (5.12-rasm).

Reflektor dipoldan biroz uzun bo'lib, dipoldan chorak to'lqin uzunligiga teng masofada joylashtiriladi. Reflektor nurlatkich nurlatgan signalni qabul qilib olib, uni fazasini 180° ga o'zgartirib, qayta nurlatadi. Aks etgan signal dipol nurlatayotgan signal bilan qo'shilib, uning natijaviy qiymatini kichiklashtiradi va natijada antenning yo'naltirilganlik diagrammasini shakllantiradi.



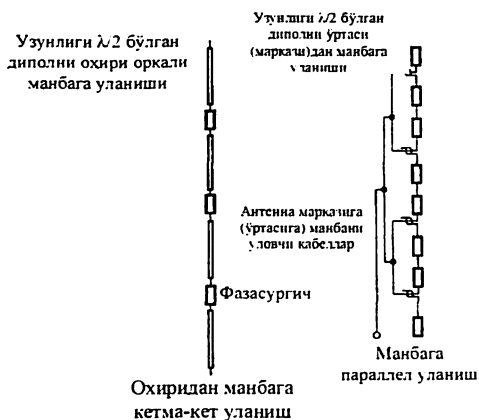
5.12-rasm. *Dipol va aks ettirgich (reflektor)dan tashkil topgan antenna va uning yo'naltirilganlik diagrammasi*

Dipol va ikki elementli reflektor – panjaraning quvvat koeffitsienti 3 dB ga teng. Antennaning yo'naltirilganlik diagrammasini dipol yo'nalishiga direktorlarni kiritish (qo'shish) natijasida yaxshilanishi mumkin, natijada Uda-Yaga deb ataluvchi panjarasimon antenna hosil bo'ladi. Nurlatkichlar soni fizik chegaralanishlar va antenna ishchi chastotalar polosasining torayishi bilan bog'liq bo'lgan sabablar bilan cheklanadi. Nisbatan past JPCh diapazonida 3-elementli panjaradan foydalaniladi, bu amalda eng katta qiymat bo'lib, 1500 MHz chastotada 12-elementli panjaradan foydalaniladi. antenna panjarasi elementlari sonining 2 marta ko'paytirish uning yo'naltirilganlik diagrammasini 3 dB ga yaxshi bo'lishini ta'minlaydi.

Agar antennaning orqa tomonga nurlatishlarini iloji boricha kichik bo'lishini ta'minlash uchun yakka aks ettiruvchi sterjen (o'tkazgich) o'miga burchak bo'yicha himoyalovchi aks ettirgichdan foydalaniladi.

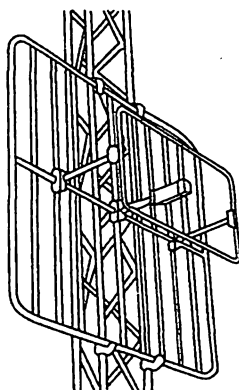
Kolinear antennalar. Kolinear antennalar doirasimon yo'naltirilganlik xarakteristikasiga ega bo'lib, hamma tomonga N yuzada bir xil nurlatish vakuchaytirishni ta'minlaydi. Bu tur antenna bir necha vertikal o'rnatilgan dipollardan iborat bo'lib, odatda u manbaga shunday ulanadiki, natijada nurlatish fazalari bir xil bo'lib, gorizontal yuzada eng katta quvvat nurlatilishi ta'minlanadi. 5.13-rasmda antennani manbaga ulash ekvivalent sxemalari keltirilgan.

Kolinear antennaning afzalligi shunday iboratki, uning gorizontal yuzada nurlatishi yo'nalishi yer tomonga taxminan 15° ga antenna elementlariga manbadan berilayotgan signal fazasini o'zgartirib berish natijasida erishish mumkin. Antennaning kuchaytirish koeffitsienti JYuCh diapazonida 3 dB ga va UYuCh diapazonida 6 dB dan katta bo'lmaydi, chunki antennaning fizik uzunligi va manbaga ulanish qismlaridagi yo'qotishlar mavjud.



5.13-rasm. Kolinear antennalarning asosiy ekvivalent sxemalari

Tirqishsimon antenna. 5.14-rasmda JYuCh diapazonida foydalanishga mo'ljallangan tirqish antennasi ko'rsatilgan. Bu tur antenna uchta bir-biriga parallel joylashgan va ular bir-biriga shunday ulanganki, natijaviy elektr maydoni antennaning hamma kengligida mavjud. Bu tur antennalar juda qimmat, ammo machta atrofiga o'rnatilgan to'rtta bunday antenna juda yuqori sifatli har tomonga bir xil yo'naltirilganlik diagrammasi bo'lishini ta'minlaydi.



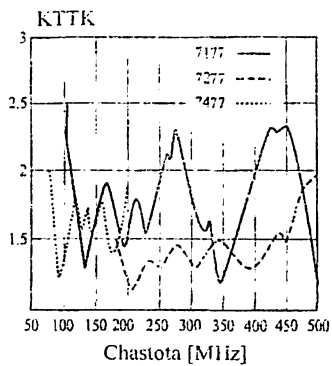
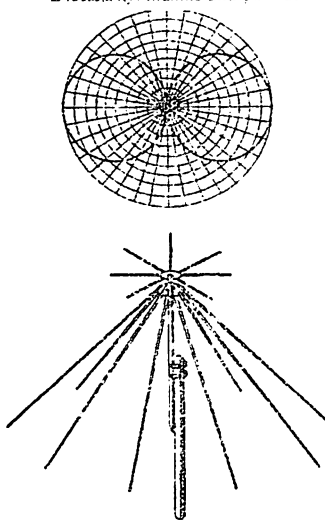
5.14-rasm. *Tirqishsimon antenna*

Konussimon antenna. Polosasi kengligi bo'yicha logoperiodik antennaga teng. uning o'rmini bosuvchi antenna bu konussimon antenna hisoblanadi (5.15-rasm).

Bu tur antenna hamma tomonga bir kuchaytirish koeffitsientiga va 3...1 chastota polosasiga ega. Bu tur antennalar ma'lum chastotalar polosasidan boshqasida yaxshi natijalar bermaydilar.

Antennalarning qavatma-qavat va yonma-yon o'rnatish. Antennalarning yo'naltirilganlik diagrammalarini kuchaytirish uchun ularni birini-biri ustiga – qavatma-qavat qilib, yoki birini ikkinchisini yoniga zich joylashtirish va ularni manbaga ulash natijasida fazalari bir xil nurlatishga erishiladi. Ikki dipol antennalarni qavatma-qavat qilib o'rnatish natijasida N yuzada nurlatish yo'naltirilganligi kattalashtiriladi va antennalarni yonma-yon joylashtirish orqali Ye yuzada nurlatish yo'naltirilganligi yaxshilanadi. Bunda yo'naltirilganlik diagrammalari kengligi taxminan ikki marta torayadi. Ikki qavat va ikki yonma-yon joylashgan antennalarning yakuniy yo'naltirilganlik diagrammalari har ikki N va E yuzada taxminan ikki marta torayadi.

Е юзада кутбланши диаграммаси



- Tip 7177 (100...470 MHz)
- Tip 7277 (225 ...400 MHz)
- Tip 7477 (80 ...200 MHz)

5.15-rasm. Keng polosali konussimon antenna

5.4. Mikrotolqin antennalari

Mikrotolqin antennalarining konstruksiyalari elementlari o'lchamlari kichik bo'lganligi uchun, ushbu diapazonda foydalaniladigan antennalamingasosiy – oldiga va orqa tomonga kuchaytirish koefitsientlari nisbatini katta bo'lishini ta'minlash bilan birga, yuqori yo'naltirilganlik koefitsientini olish imkoniyatini beradi.

2 GHz dan kichik chastotalar diapazonida elementlari soni 12 tadan 24 tagacha bo'lgan tashqi muhit (qor, yomg'ir va h.k.) ta'siridan himoyalash uchun plastmassa bilan qoplangan Uda-Yaga panjarasimon anten nasidan foydalanish mumkin. Bundan yuqori chastotalarda odatda, parabolik – aks ettiruvchi antennalardan foydalaniladi. parabolik antennalarning aperturalari, diametrining to'liq uzunligiga nisbati uning quvvat bo'yicha kuchaytirish koefitsienti va yo'naltirilganlik diagrammasi kengligini boshqarish (o'zgartirish) imkonini beradi. Parabolik anten nanning quvvat bo'yicha kuchaytirish koefitsienti quyidagi taxminiy (empirik) ifoda orqali aniqlanishi mumkin:

$$G = 10 \lg 6(D/\lambda)^2 \cdot N \text{ [dB]}, \quad (5.5)$$

bunda, D – parabolik antenna diametri; N – samaradorlik.

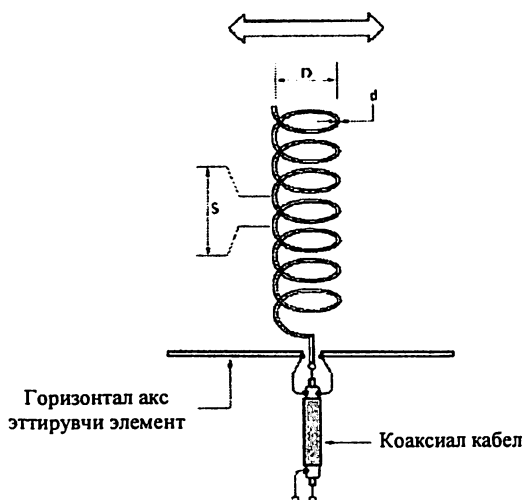
Antenna yo'naltirilganlik diagrammasining quvvat yarimini nurlatishga mos keluvchi kengligi graduslarda taxminan $70\lambda/D$ ga teng bo'ladi.

Ko'z gusimon aks ettiruvchili mikrotolqin anten nasi yoki passiv vibratorli Uda-Yaga anten nasi katta konstruksiya ko'rinishida bo'ladi. Antenna yo'naltirilganlik diagrammasi (odatda 2 GHz chastotada, antenna ko'z gusi diametri 1,8 m bo'lganda) juda tor 5° bo'ladi, shuning uchun bunday juda tor yo'naltirilganlik diagrammasi antenna konstruksiyasi kuchli shamollar ta'sirida o'z garmasligini ta'minlashi talab etiladi. Antenna ko'z gusining tekis bo'lishini maxsus materiallar bilan qoplash orqali uning konstruksiyasi shamollar ta'sirida o'z garmas saqlanib qolishi ta'minlanadi.

2 GHz dan kichik chastotalarda maxsus qoplamali Uda-Yaga anten nasi va ko'z gusimon aks ettirgichli parabolik antennalarda maxsus ko'piksmon (g'ovak) material bilan to'ldirilgan, kam yo'qotishlarli kabellardan va maxsus ulash qurilmalaridan foydalaniladi. Yuqori chastotalarda ko'piksmon – g'ovak to'ldirgichli fiderlar sifatida, to'liq uzatkich kabellar sifatida havo yoki siqilgan azot bilan to'ldirilgan kabellardan ham foydalanish mumkin.

5.4.1. Yon tomonga yo'naltirilganlik diagrammasi bir xil bo'lgan vertikal o'rnatilgan spiralsimon (doirasimon) antenna

Eng ko'p tarqalgan vertikal o'rnatilgan spiralsimon antenna 5.16-rasmda aks ettirilgan bo'lib, u vertikal o'rnatilgan holatda doirasimon yo'naltirilganlik diagrammasiga ega bo'ladi.

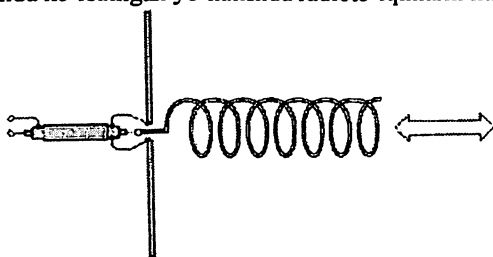


5.16-rasm. Oddiy spiralsimon antenna

Spiralsimon antannaning diametri D , to'liqin uzunligi l ning qismiga teng va uning o'ramlari orasidagi oraliq s to'liqin uzunligining qismiga teng bo'lishi talab qilinadi. Bunday antennalardan odatda ixcham radiostansiyalarda va skaner-radioqabullagichlarda foydalaniladi.

5.4.2. O'qi bo'yicha nurlatuvchi spiralsimon antenna

O'qi bo'yicha nurlatuvchi spiralsimon antenna 5.17-rasmda ko'rsatilgan. Bu tur antenna 5.17-rasmda ko'rsatilgan yo'nalishda radioto'liqlarni nurlatadi.



5.17-rasm. O'qi bo'yicha nurlatuvchi spiralsimon antenna

Spiralsimon antenna gorizontал акс ettiruvchi o'lchami bo'lgan elementning markaziga o'rnatilgan bo'ladi. Shu maqsadda ba'zi bu tur

antennalarni ishlab chiqaruvchilar O'YuCh diapazonida alyuminiydan yasalgan yo'naltirilganlik diagrammasini turli tomonlarga burish imkoniyatini beruvchi g'altak boshqaruvchidan foydalaniladi. Bunda antenna spirali butun, buralmagan mis simdan yoki mis, latun naysimon o'tkazgichdan tayyorlanadi. Naysimon shakldagi antennani yaratish nisbatan oson bo'lib, bunda spiralning diametri $D = \lambda/3$; spiral o'ramlari orasidagi masofa $S = \lambda/4$ va spiralsimon antennaning uzunligi $l = 1,44\lambda$ qilib olinadi. Spiralsimon antenna bir o'lchamli doirasi uzunligi

$$l = 1,066 + 0,003(N - 5) \quad (5.6)$$

ga teng qilib tanlanganda uning kuchaytirish koeffitsienti o'zining eng katta qiymatiga teng bo'lishi tajribalar natijasida tasdiqlangan. l ni aniqlash uchun foydalaniladigan ifodada N – spiralsimon antennaning o'ramlari soni.

5.4.3. Kichik ramkasimon antenalar

Kichik ramkasimon antenalaridan ko'p hollarda signallarni qabullashda foydalaniladi. Ammo ramkasimon antennaning ba'zi turlaridan radioto'lqinlarni tarqatishda ham foydalaniladi. misol uchun bunday antenalaridan radiopelengatsiyalashda, ba'zi sabablarga ko'ra katta o'lchamli antenalaridan foydalanish imkoniyati bo'lmagan kichik hududlarda foydalaniladi. Kichik o'lchamli ramkasimon antenalar yo'naltirilganlik diagrammasi o'zining eng kichik qiymatiga ega bo'lish yo'nalishi keskin ajralib turadi. Shuning uchun bunday antennani qo'llab xalaqit signali ta'siridan holi bo'lish va asosiy foydali signal yo'nalishiga sozlash oson amalga oshiriladi.

5.5. Ramkasimon antenalar

5.5.1. Kichik ramkasimon antenalarining tavsiflari

Katta ramkasimon antenalarining simlari – to'lqin tarqatgichlari uzunligi $(0,5 \dots 2)\lambda$ to'lqin uzunligiga teng qilib tanlanadi. Aksincha kichik ramkasimon antenalar simlari – to'lqin uzatkichlari uzunligi to'lqin uzunligi λ dan ancha kichik bo'ladi. Qo'llanish sohasiga qarab kichik ramkasimon antenalarining simlari uzunligi $0,085\lambda$ dan $0,22\lambda$ gacha oraliqda qilib tanlanadi. Ko'p hollarda antenna to'lqin tarqatgichi uzunligi $\leq 0,1\lambda$ etib olinadi.

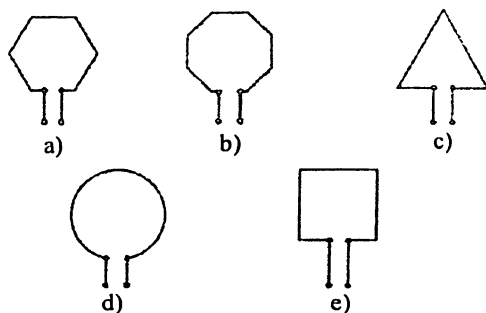
Katta ramkasimon antenalarida tok antenna simi uzunligi bo'yicha turlicha qiymatlarga: nol va eng katta qiymatlarga ega bo'ladi. Kichik ramkasimon antenalarida tok qiymati deyarli bir xil taqsimlangan bo'ladi.

Kichik ramkasimon antenalar katta ramkasimon antenalaridan o'zlarining signallarga aks ta'sirlari ko'rinishi bilan farqlanadi. Radiosignal bu magnit va elektr maydonlari bir-biriga teskari nisbatda bo'lgan ko'ndalang elektromagnit to'lqinlar bo'lib, ular to'lqin tarqalishi yo'nalishida tarqaladilar. Katta ramkasimon antenna katta simli antennaga o'xshab, u tokning faqat elektr tashkil etuvchisi taesirida bo'ladi, kichik ramkasimon antenna esa asosan tokning magnit tashkil

etuvchisi ta'sirida bo'ladi. Buning ahamiyati shundaki, kichik ramkasimon antenna yuqori kuchlanishli elektr liniyalari va turli maishiy texnik jihozlar nurlatuvchi elektromagnit xalaqitlarga nisbatan sezgirliги juda kichik bo'ladi. Signal qabullash hududida xalaqitlar kuchli elektr maydoniga ega bo'ladi, foydali signal esa har ikki elektr va magnit maydonlariga ega bo'ladi. Ma'lum darajada ekranlash chorasini qo'llab xalaqitning elektr tashkil etuvchisi sathini kichiklashtirish mumkin.

5.5.2. Kichik ramkalarining geometriyasi

Kichik ramkasimon antennalar 5.18-rasmda tasvirlangandek turli ko'rinishlarda bo'lishi mumkin.

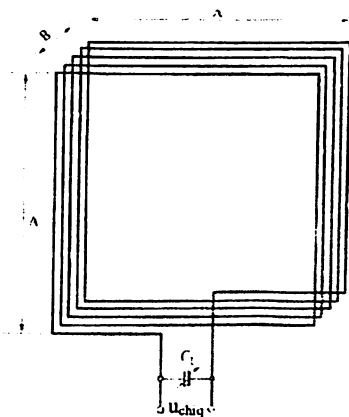


5.18-rasm. Kichik ramkasimon antennalar

Ramkasimon antennalardan eng ko'p foydalaniladigan turlari: uchburchakli, kvadratik, oltiburchakli, sakkizburchakli va doirasimon ko'rinishga ega. Agar $A^2 \leq \lambda/100$ (A^2 – ramka yuzasi, λ – ishchi chastota to'lqin uzunligi) sharti bajarilsa antennalarning uzoq hududdagi xarakteristikalarini bir-biriga teng bo'ladi.

“Standart” ramkasimon antenna – kvadratik ramka shaklida bo'ladi (5.19-rasm).

Kvadrat ramka shaklidagi antenna simlari o'ramlari: bir xil o'lchamli bir-biri ustiga joylashgan turli yuzalarda (bir xil o'lchamli) va spiral shaklida bir yuzaga joylashgan turli uzunlikdagi to'rtburchak shaklidagi o'ramlar shaklida, bitta yuzaga joylashgan bo'ladi. Spiralsimon o'ramli antenna yo'naltirilganlik diagrammasi maksimal va minimal qiymatlari orasidagi farq ikkinchi tur spiral o'lchamlari bir xil, bir-biri ustiga joylashgan antenani kiga qaraganda katta farqqa ega bo'ladi.



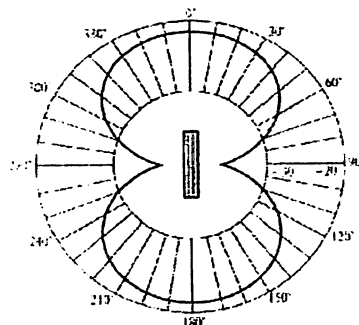
5.19-rasm. Kvadratsimon ramkali antenna

Kvadrat ramka shaklidagi antenna tomonlarining uzunligi A ga, o'ramlarining kengligi va chuqurligi B ga teng deb olinadi. Bunda $A \leq 0,1\lambda/4$ va $B \leq A/5$ qilib tanlanganda bu tur antennalar o'zlarining eng yaxshi texnik xarakteristikalari bo'lishi ta'minlanadi.

5.5.3. Kichik ramkasimon antenaning yo'naltirilganlik diagrammalari

Kichik ramkasimon antennalarning yo'naltirilganlik diagrammalari katta ramkasimon antennalarning yo'naltirilganlik diagrammalariga qarama-qarshi ko'rinishga ega. Kichik ramkasimon antennalarning yo'naltirilganlik diagrammalarining eng kichik qiymati yoki nollari antenna ramkasi yuzasiga perpendikulyar va yo'naltirilganlik diagrammalari maksimal (eng katta) qiymati ramka yon tomonlariga perpendikulyar joylashgan bo'ladi. 5.20-rasmda kichik azimutal antenaning yo'naltirilganlik diagrammasi qiymati maksimumi va minimumi ko'rsatilgan. Diagrammaning noli (eng kichik qiymati) ramka o'ziga ortogonal (perpendikulyar) joylashgan, maksimum (eng katta) qiymati esa ramkaning o'qiga mos ravishda yo'naltirilgan.

Ko'pchilikka kichik ramkasimon antennalarning nollari ramka yuzasiga perpendikulyarligi tabiiyga taskaridek tuyuladi. Radioto'lqinlarning harakati – tarqalishi amplitudasi katta va kichik o'zgaruvchi muhitni hosil qiladi. Har qanday ikki nuqta orasida kuchlanish (potensial)lar farqi paydo bo'ladi. Agar ramka ushbu o'qi muhitdagi izopotensial chiziqlarga parallel joylashgan bo'lsa, signal juda kichik bo'ladi. Agar ushbu ramka bir necha izopotensial chiziqlarni kesib o'tsa, u holda unda kuchli signal induksiyalanadi (yuzaga keladi).



5.20-rasm. Kichik azimutal antennaning yo'naltirilganlik diagrammasi

5.5.4. Ramka tomonidan hosil qilinadigan kuchlanish

Sozlanmagan ramka chiqishida hosil bo'ladigan kuchlanish U_0 unga ta'sir etayotgan signalning kelish yo'nalishi (α) ga, ta'sir etayotgan signalning quvvatiga va antennaning konstruksiyasiga bog'liq. Antenna ramkasi o'qi yo'nalishi va harakatdagi radiosignal izotropik chizig'i burchak α burchakni hosil qiladi.

Ko'rsatkichi chastotaga bog'liq bo'lmagan ramkali antenna chiqishidagi kuchlanishni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$U_0 = \frac{2\pi ANE_f \cos \alpha}{\lambda} \quad (5.7)$$

Ma'lum bir chastotga sozlangan ramkali antennaning chiqish kuchlanishi quyidagi ifoda orqali aniqlanishi mumkin:

$$U_0 = \frac{2\pi ANQE_f \cos \alpha}{\lambda} \quad (5.8)$$

bunda, U_0 – ko'rsatkichi chastotaga bog'liq bo'lmagan antenna chiqish kuchlanishi;

A – antenna ramkasi bir tomonining uzunligi [m];

N – ramkadagi o'ramlar soni;

E_f – kirish signalining kuchlanganligi [V/m];

α – antenna o'qi va unga ta'sir etayotgan to'lqin frontlari orasidagi burchak;

λ – radiosignal to'lqin uzunligi [m] ($\lambda = \frac{1}{f}$ chastotaga mos keluvchi to'lqin uzunligi);

Q – sozlangan antennaning C kondensator va ramka induktivligi L orqali aniqlanadigan aslligi (5.19-rasm), odatda antena aslligi $Q = 10 \dots 100$ oralig'ida bo'ladi.

5.5.5. Ramkasimon antenning samarali balandligi

Baʼzan ramkasimon antenna oʻzining samarali balandligi (H_s) orqali ham baholanadi. Bu koʻrsatkich antenna nazariy balandligi boʻlib, bunda kichik ramkasimon antenna chiqish kuchlanishi shu turdagi vertikal balandligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadigan kattalik bilan taqqoslash orqali aniqlanadi:

$$H_s = \frac{2\pi NA}{\alpha}, \quad [m] \quad (5.9)$$

bunda, H_s – antenna samarali balandligi.

5.5.6. Antenna ramkasi induktivligi

Ramkali antenmani umuman olganda simli induktivlik gʻaltagi deb qabul qilish mumkin. Antenna ramkasi induktivligini hisoblashning bir necha usullari mavjud, ammo eng umumlashgan usul – Grover tenglamasi va Patterson tenglamalari orqali aniqlanadigan usul hisoblanadi.

Grover tenglamasi:

$$L_{\mu H} = \left[K_1 N^2 A \ln \left[\frac{K_2 AN}{(N+1)B} \right] \right] + K_3 + \left[\frac{K_4(N+1)B}{AN} \right], \quad (5.10)$$

bunda, $K_1 \dots K_4$ koeffitsientlardan boshqa koeffitsientlar singari aniqlangan boʻlib, ushbu koeffitsientlarning qiymati 5.1-jadval orqali aniqlanadi.

5.1-jadval

Grover tenglamasi uchun koeffitsientlar

T/R	Antenna shakli	K_1	K_2	K_3	K_4
1.	Uchburchaksimon	0.006	1,1547	0,65533	0,1348
2.	Kvadratsimon	0,008	1.4142	0,37942	0,3333
3.	Oltiburchaksimon	0.012	2,00	0,65533	0,1348
4.	Sakkizburchaksimon	0,016	2.613	0,75143	0,07153

Patterson formulasi:

$$L_{\mu H} = (0.00508A) \times \left[2.303 \lg \left(\frac{4A}{d} \right) - \varphi \right], \quad (5.11)$$

bunda, d – sim diametri; φ – koeffitsient 5.2-jadval orqali aniqlanadi.

5.2-jadval

Patterson tenglamasi uchun koeffitsientlar

T/R	Antenna shakli	Koeffitsientlar
1	Xalqasimon	2.451
2	Sakkizburchaksimon	2.561
3	Oltiburchaksimon	2.66
4.	Beshburchaksimon	2.712
5.	Kvadratsimon	2,853
6.	Uchburchaksimon	3.197

Ko'p hollarda Grover tenglamasidan foydalaniladi. chunki bu usul orqali analda qo'llaniladigan ramkalarining induktivliklarini nisbatan yuqori aniqlik bilan aniqlash mumkin.

Nazorat savollari

- 1. Antennalarning asosiy xarakteristikalarini ayting.*
- 2. Antennalarning ishchi chastotalar polosasi kengligi qanday aniqlanadi?*
- 3. Antenna yo 'naltirilganlik diagrammasi kengligi qanday aniqlanadi?*
- 4. Antennaning asosiy tomonga yo 'naltirilganlik diagrammasi va kuchaytirish koeffitsienti deganda nimani tushunasiz?*
- 5. Antennaning effektiv balandligi deganda nimani tushunasiz va u qanday aniqlanadi?*
- 6. Antenna samarali nurlatayotgan radiosignal quvvati deganda nimani tushunasiz va u qanday aniqlanadi?*
- 7. Elektromagnit nurlatishlar qarshiligi va samaradorligi deganda nimani tushunasiz?*
- 8. Antenna impedansi (qarshiligi) va qutblanishi deganda nimani tushunasiz?*
- 9. Antennaning kuchlanish bo'yicha turg'un to'lqin koeffitsienti deganda nani tushunasiz va u qanday aniqlanadi?*
- 10. Antennaning qanday turlarini bilasiz? Antennalarning geometrik o'lchamlari u nurlatayotgan to'lqin uzunligi bilan qanday bog'liqlikka ega?*
- 11. Dipol antenna haqida tushuncha bering.*
- 12. Uzun, o'rtta va qisqa to'lqin chastotalar diapazonida foydalaniladigan antennalar haqida tushunchalar bering.*
- 13. Ultra yuqori va juda yuqori chastotalar diapazonida foydalaniladigan antennalar haqida tushuncha bering.*
- 14. Mobil aloqa tizimlarida foydalaniladigan antennalarning turlari haqida tushuncha bering.*
- 15. Mikroto'lqin antennalari haqida tushuncha bering.*
- 16. Spiralsimon va logoperiodik antennalar haqida tushuncha bering.*
- 17. Ramkasimon antennalar haqida tushuncha bering.*
- 18. Aktiv va kichik geometrik o'lchamli antennalardan qanday radioaloqa tizimlarida foydalaniladi?*

6. RADIOTO'LQINLARNI UZATISH VA QABULLASH LINIYALARI

6.1. Umumiy tushunchalar

Ko'p hollarda radiouzatish qurilmasi va uning chiqish quvvatini fazoga nurlatuvchi antenasi hamda radioqabullash qurilmasi va kuchsiz signallarni qabullash antennalari orasidagi masofa bir necha santimetrdan bir necha yuz metrgacha bo'adi.

Har qanday radioto'lqinlarni uzatish liniyasining asosiy vazifasi radiouzatkich chiqishidagi quvvatni manbadan yuklama – uzatish antenanasiga iloji boricha kam yo'qotishlar, amplituda, chastota va fazasining talab darajasidan katta bo'lmagan buzilishlar bilan yetkazib berishdan iborat. Radioqabullash qurilmasi kirishiga qabullash antenasi orqali qabul qilinan radiosignal quvvatini iloji boricha kichik yo'qotishlar bilan yetkazib berishdan iborat.

Hamma radiosignallarni radiouzatish qurilmasi chiqishidan uning uzatish antenanasiga yetkazib beruvchi uzatish liniyalari nafaqat uning uzunligi bo'yicha tarqalgan to'lqin qarshilik, shuningdek tarqalgan sig'im va induktivlikka ega bo'lib, tabiiyki qiymati chastota va uzunligiga bog'liq bo'lgan ekvivalent qarshilik $Z_e(\omega, l)$ ga ega. Ushbu qarshilik $Z_e(\omega, l)$ chastotaga bog'liqligi sababli chastotaga bog'liq ravishda o'zgaradi. liniya orqali radiosignal quvvatining kamayishiga va buzilishiga sabab bo'ladi. Keng chastotalar polosasida radioto'lqinlarni uzatish liniyasi (RTUL) ning qarshiligi o'zgaradi, turli chastotalardagi yo'qotishlar turlicha bo'ladi, buning natijasida chastotaviy buzilishlar yuz beradi.

RTUL chiqishidagi radiosignal kompleks spektri $S_{ch}(j\omega)$ uning kirishidagi radiosignal spektri tashkil etuvchilari $S_k(j\omega)$ bilan bir xil nisbatda bo'lmaydi, ya'ni

$$S_{ch}(j\omega) = K_l(j\omega) \cdot S_k(j\omega) \quad (6.1)$$

bunda, $K_l(j\omega)$ – RTULning kompleks uzatish koeffitsienti.

RTUL uzatilayotgan signal shaklini buzmasligi uchun $K_l(j\omega) = K = const$ bo'lishi talab etiladi. Bundan tashqari RUQ chiqishidan uzatish antenasi kirishigacha masofa l ni radioto'lqin fronti ma'lum bir vaqt oralig'ida bosib o'tadi, shuning uchun RTULning tarqalgan tashkil etuvchilari $Z_e(\omega)$, $j\omega L$, $\frac{1}{j\omega L}$ larning qiymati l ga ham bog'liq bo'ladi. Buning natijasida fazaviy munosabatlarning buzilishiga sabab bo'ladi.

$$\varphi_{ch}(\omega, l) = \varphi_k(\omega, l) \cdot K_l(j\omega, l) \quad (6.2)$$

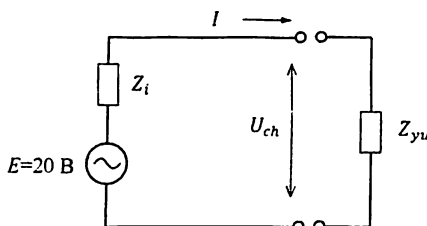
bunda, $\varphi_{ch}(\omega, l)$ va $\varphi_k(\omega, l)$ – RTUL chiqish va kirishidagi radiosignal fazasi; $K_l(j\omega, l)$ – RTULning tarqalgan kompleks uzatish koeffitsienti.

6.2. To'lqin qarshiliklarini moslashtirish

Radiouzatish qurilmasi ohirgi kaskadi – quvvat generatoridan uning yuklamasiga quvvatning maksimal qismini yetkazib berish uchun yuklamaning kirish qarshiligi va quvvat generatorining chiqish ichki qarshiligi, shu jumladan

ularni bir-biri bilan bog'lovchi radioto'lqin liniyasining qarshiliklari bir-biriga teng bo'lishi kerak.

Yuqorida keltirilgan fikrni tasdiqlash uchun ichki qarshiligi $Z_i = 50 \text{ Om}$ va kuchlanishi 20 V bo'lgan generatorga yuklamaning ulanish holatini ko'rib chiqamiz (6.1-rasm).



6.1-rasm. Generator va yuklama qarshiligini moslashtirish

Bunda qarshiligi uch turli qiymatga ($Z_{yu} = 50, 75, 30 \text{ Om}$) ega bo'lgan yuklamani generator chiqishidagi $U_{ch} = 20 \text{ V}$ kuchlanishga ulanish holatini ko'rib chiqamiz. Yuklamaning yuqorida keltirilgan uch qiymatida unda ajratib olinadigan quvvatlar miqdorini hisoblaymiz:

1. $Z_{yu1} = 50 \text{ Om}$	$I_1 = 20/(50 + 50) = 0,2 \text{ A}$	$U_{ch1} = 10 \text{ V}$
2. $Z_{yu2} = 75 \text{ Om}$	$I_2 = 20/(50 + 75) = 0,16 \text{ A}$	$U_{ch2} = 12 \text{ V}$
3. $Z_{yu3} = 30 \text{ Om}$	$I_3 = 20/(50 + 30) = 0,25 \text{ A}$	$U_{ch3} = 7,5 \text{ V}$

$$P_1 = U_{ch1}^2 / Z_{yu1} = 2 \text{ Vt}$$

$$P_2 = U_{ch2}^2 / Z_{yu2} = 1,92 \text{ Vt}$$

$$P_3 = U_{ch3}^2 / Z_{yu3} = 1,87 \text{ Vt}$$

Yuqorida generator yuklamasi $Z_{yu} = 50, 75, 30 \text{ Om}$ bo'lgan holatlardan faqat bir holatida – yuklama qarshiligi generator ichki qarshiligiga teng bo'lgan holatdagina uning yuklamasida ajratiladigan quvvat o'zining eng katta (maksimal) qiymatiga erishadi.

Ammo hamma vaqt ham yuklamada eng katta quvvatni ajratib olish yagona maqsad bo'lmaydi. Radiochastotalar diapazonida uzatuvchi liniya radiouzatish qurilmasi – quvvat manbaini yuklama – antenna bilan bog'lovchi vosita bo'lib, bu holda uning boshqa bir qator sifat va miqdor ko'rsatkichlarini e'tiborga olish kerak bo'ladi.

6.3. Radiochastotalar diapazoni to'lqin uzatish liniyalari

Radiochastotalar diapazoni to'lqin uzatish liniyalari orqali bir necha mikrovatt dan bir necha yuz ming kilovattgacha quvvat uzatilishi mumkin. Shuning

uchun RTULning quvvat generatori chiqish qarshiligi va yuklama-antennaning to'liq qarshiligi bilan moslashgan bo'lmash holati bir qator salbiy oqibatlariga sabab bo'lishi mumkin.

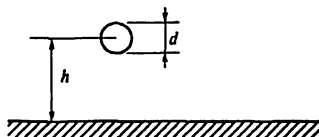
Odatda quyidagi uch tur radioto'liqlarni uzatish liniyalaridan foydalaniladi: qobig'i yerga ulangan yakka sim (uzun va o'rta to'liq chastotalar diapazonida radioeshittirishni tashkil etish uchun); ochiq bir juft sim (yuqori chastota diapazonida); koaksial kabel (juda yuqori chastotalar diapazonida). Juda yuqori chastotadan yuqori mikroto'liq chastotalari diapazonida to'liq uzatkich (volnovod)lardan foydalaniladi. Radiochastotlar diapazoni to'liq uzatkich (o'tkazgich)larining to'liq qarshiligi uning turi va konstruksiyasi (tuzilishi) ga bog'liq.

6.3.1. Radioto'liqlarni uzatish liniyalarining xarakteristik qarshiliklari

RTULning xarakteristik to'liq qarshiligi Z_0 uning fizik xarakteristiklari: simlar orasidagi masofa, simlarning diametri va ular orasidagi muhit dielektrik singdiruvchanligiga bog'liq. Quyida xarakteristik to'liq qarshiligi Z_0 ni hisoblash imkoniyatini beruvchi ifoda keltirilgan.

1. Qobig'i yerga ulangan yakka sim uchun (6.2a-rasm):

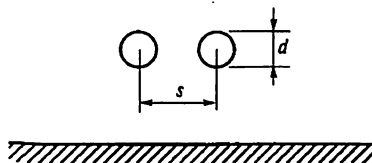
$$Z_0 = 138 \lg \frac{4h}{d} \quad [Om].$$



6.2a-rasm. Qobig'i yerga ulangan yakka simli liniya

2. Simmetrik ikki simlik havoda joylashtirilgan RTUL uchun (6.2b-rasm):

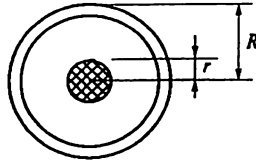
$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{2s}{d} \quad [Om].$$



6.2b-rasm. Simmetrik ikki simlik havoda joylashtirilgan RTUL

3. Koaksial kabel uchun (6.2v-rasm):

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{R}{r} \quad [Om].$$



6.2v-rasm. Koaksial kabel

Yuqoridagi ifodalarda: s – simlar orasidagi masofa; d – simning diametri; ϵ_r va ϵ_r – ochiq havo va koaksial kabel qobig‘i ichini to‘ldiruvchi materialning nisbiy dielektrik singdiruvchanligi; r – koaksial kabel asosiy o‘tkazgichining radiusi; R – koaksial kabelning radiusi. O‘tkazgichlarning o‘lchamlari hamma ifodalarda mm da olinadi.

6.3.2. Radiochastota kabellaridagi yo‘qotishlar

Radiochastota kabellaridagi yo‘qotishlar odatda uning uzunligi birligiga nisbatan ma’lum belgilangan chastotalar uchun aniqlanadi va radiosignal sathining kabel orqali o‘tishidagi so‘nishlar ushbu signalning chastotasiga bog‘liq ravishda kattalashib boradi.

Odatda kabellarni quyidagi asosiy ko‘rsatkichlari orqali bir-biridan farqlanadi va taqqoslanadi:

– kabel qobig‘ini to‘ldirish uchun foydalanilgan dielektrik material turi (ko‘p hollarda kabellardagi dielektrik sifatida ko‘piksimon dielektrlardan foydalaniladi);

– kabel markasi (uning texnik xarakteristikalarini belgilaydi);

– kabelning tashqi impedansi – Z_0 ;

– kabelning tashqi diametri – D (mm);

– kabelning 1, 10, 100, 1000 va 3000 MHz chastotalardagi, 100 m uzunlikka mos keluvchi so‘nishlari (dB);

– kabelning uzunlik birligiga mos keluvchi sig‘imi (pF/m);

– kabel chidaydigan maksimal ishchi kuchlanish (V).

To‘liq tashqi qobiqli, qobig‘i ko‘piksimon dielektrik bilan to‘ldirilgan kabellar quyidagi afzalliklarga ega:

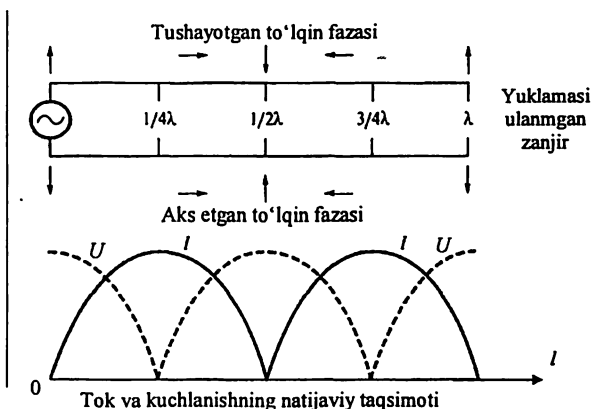
– nisbatan katta bo‘lmagan so‘nishlar;

– radiochastota elektromagnit maydonidan himoyalanganlik (taxminan 30 dB gacha);

– tashqi o‘tkazuvchi qismining issiqlik tarqatuvchanlik imkoniyati boshqa tur kabellarnikiga nisbatan kattaligi uchun, qobig‘i ko‘piksimon dielektrik bilan to‘ldirilgan kabellar orqali katta quvvatli radiosignallarni uzatish mumkin.

6.3.3. Kuchlanish bo‘yicha turg‘un to‘lqin koefﬁsienti

Radiochastotalar kabelining to‘lqin qarshiligi yuklama, odatda antenna to‘lqin qarshiligi bilan moslashmagan bo‘lsa, kabel kirishiga berilgan quvvat – yuklamada ajralib chiqadi – efigra (fazoga) uzatiladi. Radioto‘lqinlar manbai tomonidan yaratilgan quvvat yuklamada to‘liq ajratib olinmaydi, bir qismi manbaga qaytadi. Qaytgan quvvatning fazasi manbadan chiqayotgan quvvat fazasiga mos kelsa unga qo‘shiladi, aks holda fazalari mos kelmasa quvvatlar bir-biridan ayriladi. Natijada liniyaning butun uzunligi davomida to‘lqin uzunligining yarmiga teng oraliklarda kuchlanish va tokning eng katta (maksimum) va eng kichik (minumum) qiymatlari takrorlanadi (6.3-rasm). Bunda tok va kuchlanishning eng kichik qiymatiga mos nuqta – to‘g‘ri deb va eng katta qiymatiga mos keluvchi nuqtasi uning to‘plami (puchnost) deb ataladi.



6.3-rasm. Turg‘un to‘lqinning hosil bo‘lishi

Kuchlanish bo‘yicha turg‘un to‘lqin koefﬁsienti (KTTK) – bu liniyadagi kuchlanish eng katta qiymatining uning eng kichik qiymatiga nisbati orqali, ya‘ni $K_t = U_{max}/U_{min}$ KTTK bilan baholanadi. RTULdagi K_t koefﬁsientni quyidagicha ham aniqlash mumkin: $K_t = R_{yu}/Z_0$ yoki $K_t = Z_0/R_{yu}$, bunda R_{yu} – yuklama qarshiligi. Ohirgi K_t ni aniqlashda foydalanishi mumkin bo‘lgan ifodadan qaysi biri K_t ning katta qiymatini bersa shunisi tanlanadi. Chunki KTTK hamma vaqt birdan katta bo‘lishi kerak.

Teskari yo'qotish – bu liniya orqali uning kirishiga berilgan (to'g'ri tushayotgan) va liniya chiqish qarshiligi va yuklama qarshiligi bir-biriga mos emasligi natijasida hosil bo'ladigan qaytgan (aks etgan) to'liq quvvatlari nisbatining desibellarda aniqlanadigan qiymatlari orqali baholanadi.

Qaytish (aks etish) koeffitsienti deganda qaytgan radioto'liq kuchlanishining to'g'ri tushayotgan (uzatilayotgan) kuchlanishga nisbati orqali aniqlanadi.

Agar qaytgan (aks etgan) quvvat bo'lmasa (nolga teng bo'lsa), ya'ni liniyaning xarakteristik qarshiligi yuklama qarshiligiga teng bo'lsa, u holda KTTK birga teng bo'ladi. Agar yuklamaning qarshiligi liniyaning to'liq qarshiligiga teng bo'lmasa yoki reaktiv bo'lsa, u holda KTTK birdan katta bo'ladi.

Amaliyotda KTTKning eng kichik qiymati $K_{\zeta} \approx 1$ ni ta'minlash eng asosiy vazifa hisoblanadi, chunki ushbu vazifa bajarilsa nurlatilishi kerak bo'lgan quvvatni yo'qotish miqdori kamayadi, buning natijasida liniyani qizishi va liniyada qisqa tutashuv yuz berishi ehtimolligi kamayadi, RTUL orqali fazoga nurlatilayotgan ortiqcha keraksiz (zararli) radiosignallar quvvati kamayadi. Amalda foydalanilayotgan antenna tizimlarida KTTK 1...1,5 oralig'ida bo'ladi. Bunda KTTK qiymatining kattalashishi antenna tizimida nosozliklar yuzaga kelganligini bildiradi.

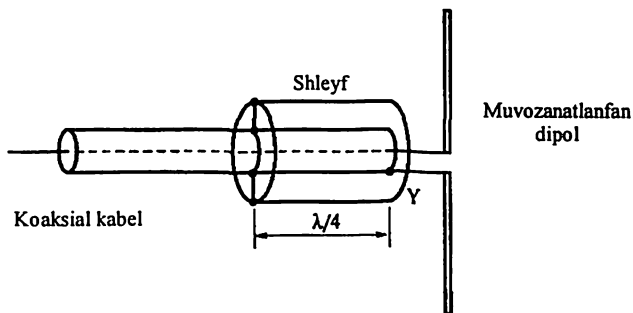
6.3.4. Uzatish liniyalari filtrlari. Chorak to'liqinli moslashtiruvchi transformatorlar va moslashtiruvchi elektr zanjirlar

Uzatish liniyalarining bo'laklarida yuz beradigan turg'un to'liqin hodisadan filtrlar va radiochastotalar transformatorlarini yaratishda foydalaniladi. Agar chorak to'liqin uzunligidagi liniya ohirida yuklama bo'lmasa, ya'ni $R_{yu} \approx \infty$ bo'lsa, bunday holat uzatish liniyasi yuklama ulanadigan joyida liniya qismining rezonans chastotasiga teng bo'lgan rejektor (kesuvchi) filtri ulanganligi bilan teng natijani beradi. Xuddi shunday holatni agar uzatish liniyasi ohiriga yuklama sifatida yarim to'liqin uzunligidagi qisqa tutashtirishli liniya bo'lagini ulash orqali ham amalga oshirish mumkin.

Ko'p hollarda JYuCh va UYuCh diapazonlarida mobil aloqa tizimlari baza stansiyalarid qo'llaniladigan antennalar qarshiliklari va Yerga nisbatan muvozanatlashganliklari turlicha bo'ladi. Odatda, bu antennalarni baza stansiyalari bilan ulash uchun qarshiligi 50 Om bo'lgan nosimmetrik koaksial kabeldan foydalaniladi. Antenna qarshiligini fider qarshiligi bilan moslashtirish va uni muvozanatini ta'minlash uchun antenna machtasi konstruksiyasiga koaksial kabel bo'laklari o'rnatiladi. Kabelning bu bo'laklari chorak to'liqin uzunligi moslashtiruvchi transformatori va radiochastota transformatori vazifasini bajaradilar.

Chorak to'liqin uzunligidagi moslashtiruvchi transformatorlar. Ekranlangan chorak to'liqin uzunligili moslashuvchi transformator chorak to'liqin uzunligida bo'lgan tashqi tok o'tkazuvchi muftasi koaksial kabel tashqi

o'tkazgichiga ulangan bo'lib antenaning ishlash chastotasiga mos keladi (6.4-rasm).



6.4-rasm. Chorak to'liqin uzunligi ekranlangan moslashuvchi transformator

Agar 6.4-rasmdagi kabel tasviriga Y nuqtasidan qaralsa fider kabeli tashqi o'tkazgichi va uning muftasi antenna ishchi chastotasiga teng bo'lgan qisqa tutashirilgan chorak to'liqin uzunligidagi qism (shleyf) bo'lib, uning ikki tashkil etuvchisi orasidagi qarshilik juda katta bo'ladi. Shu usul bilan fider ichki o'tkazgichidan uning tashqi qobig'iga yuqori chastotali toklarning o'tish holati samarali ravishda birtaraf qilinadi. Bunda antenaning kabel ustki qobig'iga ulangan elementini o'zgaras tok bo'yicha Yerga qisqa ulanganlik holati saqlanib qolinadi, natijada muvozanatlashgan antenani muvozanatlashmagan kabel bilan samarali ulanishini ta'minlaydi.

Radiochastota transformatorlari.

Agar radioto'liqlarni uzatish liniyasi yuklama bilan moslashmagan bo'lsa, holda bu liniya to'liq uzunligi bo'yicha kuchlanish, tok va natijada uning qarshiligi (turg'un to'liqin) qiymati o'zgaradi. Agar liniyaning uzunligi to'g'ri hisoblangan va tanlangan bo'lsa. U holda uning kirish tomonida yuklama qarshiligining qarama-qarshi belgiligi (inversiyasi) paydo bo'ladi. Chorak to'liqin uzunligi liniya boshqa xarakteristik qarshilikli yuklamaga ulansa, u holda qarshilik transformatsiyalanishi yuz beradi. Bunda manba radioto'liqlar manbai qarshiligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$Z_m = \frac{Z_0^2}{Z_{yu}}$$

bunda, Z_m – manbaning chiqish qarshiligi (liniyaning kirish qarshiligi); Z_0 – liniyaning xarakteristik (to'liqin) qarshiligi; Z_{yu} – yuklama qarshiligi.

Har qanday qarshilikli antenna standart fider kabeli bilan tanlangan – ishchi chastotada to'liqin qarshiligi hisoblab aniqlanadigan chorak to'liqin uzunligi bo'lagi yordamida moslashtirilishi mumkin. Misol tariqasida, sirtmoqsimon xarakteristik qarshiligi $Z_0 = 300$ Om bo'lgan simmetrik tebratkich qarshiligi

$Z_1 = 50$ Om bo'lgan fider liniyasi bilan moslashtirishni ko'rib chiqamiz. Bunda radioto'lqin manbai chiqish qarshiligi Z_m fiderning xarakteristik qarshiligi Z_0 ga teng deb va Z'_0 qarshilikni transformatsiyalovchi kabel bo'agi xarakteristik qarshiligi deb olamiz. U holda $Z_0 = \frac{Z_0'^2}{Z_1}$, bunda, $Z_0' = \sqrt{Z_0 Z_1} = \sqrt{300 \cdot 50} = 122$ Om.

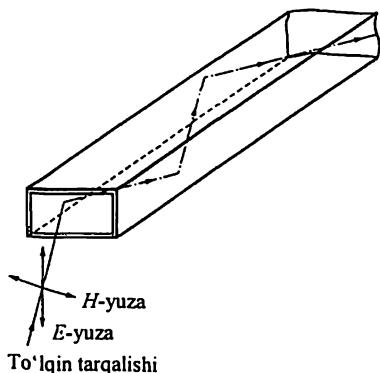
6.4. To'lqin uzatkichlar

3 GHz dan yuqori bo'lgan mikroto'lqin chastotalari diapazonida radioto'lqinlar to'lqin uzatkich (volnovod)lar yordamida manba chiqishidan antenna kirishiga yetkazib beriladi. To'lqin uzatkichlar elektr tokini emas, elektromagnit to'lqinlarni uzatadi. To'lqin uzatkichlar kesimi to'g'ri to'rtburchak, doirasimon va ellipssimon bo'lgan trubkalar ko'rinishida bo'lib, trubka radioto'lqinlarni uning yon devorlaridan aks etib uzunligi bo'yicha tarqalishiga imkoniyat beradi. To'lqin uzatkichning metall devorlari radioto'lqinlar faqat uning ichida tarqalib tashqarisida tarqalmasligini ta'minlaydi. To'lqin uzatkichdan tok o'tkazish elementi sifatida foydalanilmaydi.

To'lqin uzatkichlarning odatda 3 GHz chastotalardan past chastotalarda foydalanilmasligiga asosiy sabablardan biri uning ko'ndalang kesimi o'lchamlari u orqali uzatilishi mo'ljallanayotgan radioto'lqin uzunligi bilan bir o'lchamli bo'lishi kerak. Bundan tashqari 3 GHz chastotadan past chastotalarda foydalanish uchun yaratilgan koaksial kabellar talab darajasidagi samaradorlik bilan ulardan to'lqin uzatish liniyalari sifatida foydalanishni ta'minlaydi. To'lqin uzatkich (volnovod) larning koaksial kabellarga qaraganda afzalliklari ularda quvvat yo'qotish miqdori kam, turg'un to'lqin koefficienti kichik va nisbatan yuqori ishchi chastota bo'lib, ularning asosiy kamchiligi tannarxining qimmatligi va montaj qilish (o'rnatish)ning murakkabligi hisoblanadi.

To'rtburchakli to'lqin uzatkichda elektromagnit to'lqinlar manbadan ma'lum bir burchak ostida to'lqin tarqatiladigan tomonga uning davrlaridan ko'p marotaba aks etishlar natijasida yetib boradi (6.5-rasm).

Agar radioto'lqin to'lqin uzatkich orqali to'g'ri yo'nalishda uzatilganda edi, u holda tarqalayotgan radioto'lqin elektr maydoni uning devorlaridan biriga parallel yo'nalishda bo'lib, bu holda qisqa to'qnashuv hodisasi yuz bergan bo'lar edi. Radioto'lqin to'lqin uzatkich ichida uning devorlariga nisbatan ma'lum bir burchak ostida uzatilganda to'lqin uzatkich markazida elektromagnit maydonning maksimal qiymati joylashgan bo'ladi va faqat to'lqin uzatkichning geometrik o'lchamlari u orqali o'tuvchi radioto'lqin chastotasiga mos qilib "to'g'ri" tanlangan holda uning devorlarida elektromagnit maydoni hosil bo'lmaydi. To'lqin uzatkich ichida radioto'lqin to'g'ridan-to'g'ri emas, ko'p marotaba uning devorlaridan aks etib tarqalgani uchun uning tarqalish tezligi ochiq fazoda radioto'lqin tarqalishiga qaraganda kichik bo'ladi.



6.5-rasm. To'rtburchak shaklidagi to' lqin uzatkichda elektromagnit to' lqinlarning tarqalishi

Elektromagnit maydonlarning elektr va magnit maydonlari va tarqalish yo'nalishlari o'zaro bir-biriga perpendikulyar (4.3-rasm) bo'lib, bunday to' lqin ko'ndalang elektromagnit maydon deb qaraladi (KEMM). Shunga qaramasdan to' lqin uzatkich devorlarida yuz beradigan "qisqa tutashuv" hodisasi mavjudligi uchun bir-biriga ko'ndalang elektromagnit maydonlar mavjud bo'lmaydi. Shuning uchun ko'ndalang elektr va ko'ndalang magnit maydonlarini yaratish usuli kerak bo'ladi. Radioto' lqin ko'p martali aks etishlar orqali tarqalgani uchun uning magnit maydoni yoki elektr maydoni o'zgaradi. Maydonning o'zgarishi to' lqin tarqalish yo'nalishiga perpendikulyar bo'lgan normal tashkil etuvchi va to' lqin tarqalish yo'nalishiga mos keluvchi tashkil etuvchilardan iborat bo'lgani, ya'ni radioto' lqin to' liq ko'ndalang ravishda tarqalmaydi. To' lqin uzatkich orqali tarqalayotgan (o'tayotgan) to' lqin faqat ko'ndalang elektr maydoni yoki ko'ndalang magnit maydoni bo'lishi kerak.

Agar to' lqin uzatkich orqali o'tayotgan radioto' lqinning elektr madoni bo'lmasa, bunday to' lqin TE shaklida va magnit maydoni bo'lmasa TM deb belgilanadi. Ba'zan TE va TM belgilari o'rniga E -maydon va H -maydon belgilaridan foydalaniladi.

Radioto' lqinlarning doirasimon kesimli to' lqin uzatkichlar orqali o'tishidagi jarayon, xuddi to'rtburchak kesimli to' lqin uzatkich orqali o'tishining xuddi o'zidek. Doirasimon to' lqin uzatkichlar fiderdagi so'nishlarni kamaytiradi, ulardan uzun vertikal fider sifatida foydalanish juda qulay.

Bitta doirasimon kesimli to' lqin uzatkich orqali ikki xil qutblangan to' lqinlarni bir-biriga salbiy ta'siri juda kichik (30 dB) holatda uzatish (yo'naltirish) mumkin. Doirasimon kesimli to' lqin uzatkichlardan bir necha turli chastotalardagi radioto' lqinlarni bir-biriga juda kam ta'sir etishini ta'minlagan holda foydalanish mumkin.

Ellips ko‘rinishidagi kesimli to‘lqin uzatkichlar. Yuqorida keltirilgan o‘lqin uzatkichlarga nisbatan har bir metrining tannarxi nisbatan kichik, uzunligi nisbatan katta masofalarda qo‘llash uchun qulay va uni egish imkoniyati mavjud.

6.5. Radioto‘lqinlarni uzatish liniyalarining boshqa xossalari

6.5.1. Radioto‘lqin uzatish liniyalarida shovqinlar

Radioto‘lqinlarni uzatish liniyalarida ushbu liniyaga signal sifatida ta‘sir etuvchi ichki shovqinlar va tashqi xalaqitlar mavjud bo‘ladi. Bunday shovqin va xalaqitlarning bir necha manbalari, kelib chiqish sabablari bor. Bulardan biri fiderlarning ichki va tashqi o‘tkazgichlari orqali o‘tadigan shovqin toklarning o‘zaro ta‘siri inatijasida hosil bo‘ladi. Bunday shovqinlar fider liniyasiga ta‘sir etuvchi elektromagnit xalaqitlar va boshqa elektromagnit maydonlari, shu jumladan Yer ustki qobig‘ida hosil bo‘ladigan shovqinlar sabab bo‘ladi.

Koaksial kabel konstruksiyalari oddiy yakka va ikki parallel simdan iborat to‘lqin uzatish liniyasiga qaraganda turli shovqinlar sathini kamayishini ta‘minlaydi, ammo unga ta‘sir etuvchi elektromagnit xalaqitlardan to‘liq himoyalashni ta‘minlamaydi. Bu muammo yuqori sifatli elektromagnit xalaqitlardan himoyalangan radioto‘lqin uzatish liniyalarini tanlash orqali bartaraf etiladi.

Uzatish liniyalarida hosil bo‘ladigan shovqinlarga sabab, bu liniya o‘tkazgichi aktiv qarshiligida undan tok o‘tishi natijasida shakllanadigan keng spektrli shovqinlar hisoblanadi. bu tur shovqinlarning sathi tok o‘tkazgich qarshiligi va haroratiga bog‘liq.

Bundan tashqari kabellarning mexanik ravishda tasodifiy siljishlari natijasida shovqinlar kelib chiqadi. Bulardan biri koaksial kabel dielektrigining uning ikki o‘zagi – o‘tkazgichi (simi)ga nisbatan doimiy ravishda tasodifiy siljishi asosida yuzaga keladi. bu shovqin elektrostatik zaryadsizlanish natijasi bo‘lib, xuddi plastmassa materialni junli mato bilan ishqalash natijasida hosil bo‘ladigan uchqunlarga o‘xshash. Mexanik harakat natijasida shakllanadigan shovqinlarga dielektrik materiallardagi p‘ezoelektrik hodisa sabab bo‘ladi. Bu tur shovqin nisbatan arzon fider kabellariga hos bo‘lgani bilan, baribir bu holatga ahamiyat berish kerak. Dielektriklarning mexanik deformatsiyalanishi (siqilishi va kengayishi) elektr kuchlanish potentsiallari paydo bo‘lishiga sabab bo‘ladi.

Mexanik siljishlar asosida shakllanadigan shovqinlar sathini kamaytirish uchun kabellarni ularni tutib turuvchi antenna machtasiga va yordamchi ustun konstruksiyalariga mustahkam birlashtirish (montaj qilish) talab etiladi. Bu tur shovqinlar past chastotalar diapazonida kam yuzaga keladi va bu shovqinlarning sathi uzatilayotgan radiosignal quvvatiga nisbatan juda kichikligi sababli, bu shovqinlarni e‘tiborga olmasa ham bo‘ladi. Ammo mikroto‘lqin chastotalar diapazonida antenna fideri orqali uzatilishi mo‘ljallangan radiosignal quvvati

nisbatan kichik bo'lishini e'tiborga olib, turli sabablarga asosan shakllanadigan shovqinlarni albatta e'tiborga olish kerak bo'ladi.

6.5.2. Radioto'lqin uzatish liniyasining xususiy shovqini

Har qanday yo'qotishlarli (xususiy qarshiligi bor) elektr zanjirlardek koaksial kabellar ham ma'lum bir sathdagi xususiy shovqinga ega bo'ladi. Koaksial kabel liniyasining xususiy shovqini quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$X_{sh} = 1 + \frac{(L-1)T}{290},$$

bunda, X_{sh} – koaksial kabel xususiy shovqini; L – nohizizli kattaliklarda ifodalangan quvvat yo'qotishlari; T – kabelning kelvinda ifodalangan harorati.

Koaksial kabelning chiziqli xususiy shovqini undagi yo'qotishlarni e'tiborga olgan holda shovqin koeffisienti shaklida quyidagicha ifodalanishi va radioaloqa tizimidagi umumiy shovqinga qo'shilishi mumkin:

$$K_{lsh} = 10 \lg(X_{sh}), [dB].$$

Radiosignalni koaksial kabel liniyasi orqali o'tishidagi so'nishlar moslashgan liniyalardagi yo'qotishlar (L_m) deb ataladi va kabel liniyasi ishlab chiquvchilar tomonidan unga berilgan sertifikatda ko'rsatiladi. Bunda koaksial liniya va yuklama bir-biriga teng deb hisoblanadi. bundan tashqari liniyadagi to'liq yo'qotishlarni ham e'tiborga olish kerak. To'liq yo'qotish quyidagi ifoda orqali hisoblanadi:

$$Y_t = 10 \lg \left[\frac{B^2 - C^2}{B(1 - C^2)} \right],$$

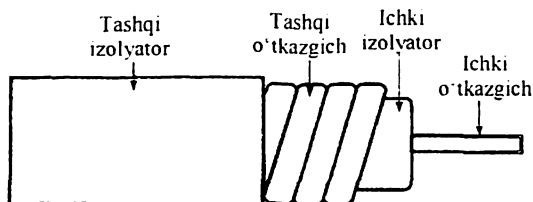
bunda, $B - L_m$ ning intilogarifmi; $C = (TTK_1 - 1)/(TTK_1 + 1)$ bo'lib, TTK_1 – bu ohirgi yuklamaning kuchlanish bo'yicha turg'un to'lqin koeffisienti.

6.5.3. Koaksial kabellarning turlari

Koaksial kabel yagona o'qida nisbatan simmetrik va bir-birining ichiga joylashgan silindrsimon o'tkazgichdan iborat bo'lib, silindrlar oralig'i dielektrik bilan to'ldirilgan. Nisbatan past chastotalar diapazonida foydalaniladigan egiluvchan koaksial kabellar polietilen yoki polietilen ko'pigi bilan to'ldirilgan vanisbatan yuqori chastotalar diapazonida foydalaniladigan kabellar ftoroplast yoki boshqa dielektrik materiallar bilan to'ldiriladi. Ba'zi hollarda, ayniqsa katta quvvatli radioeshittirish radiouzatkichlarida koaksial kabellar quruq havo va quruq azot bilan to'ldirilgan bo'ladi.

Amalda koaksial kabellarning bir necha turlaridan eng ko'p foydalaniladi. Bulardan eng ko'p foydalaniladigani egiluvchan koaksial kabel hisoblanadi. Bu tur kabellarning tashqi o'tkazuvchisi to'qilgan simdan yoki lentasimon o'tkazgichdan o'ralib shakllantirilgan bo'ladi. Bunday kabel siatida oddiy televidenie signallarini qabullashda foydalaniladigan kabellarni ko'rsatish mumkin. Egiluvchan yoki yarim egiluvchan koaksial kabelga misol qilib, tashqi o'tkazgichi spiralsimon

trubka shaklida bo'lgan kabelni ko'rsatish mumkin (6.6-rasm). Bu tur koaksial kabellarning tashqi diametri 2.5 sm va undan katta bo'ladi.

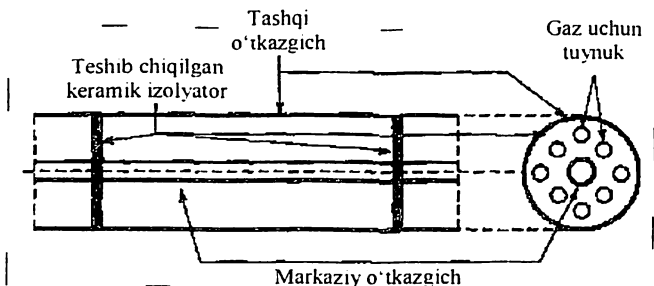


6.6-rasm. Spiralsimon liniya

To'lqin uzatuvchi liniya – koaksial kabelning bir turi bo'lib, unda yupqa devorli to'lqin uzatkich (volnovod) kabelning tashqi o'tkazgichi vazifasini bajaradi. Mikroto'lqin chastotalar diapazonida foydalaniladigan bu tur koaksial kabellar qattiq tashqi o'tkazgichdan va ichki o'tkazgichdan iborat bo'lib, ularning orasi dielektrik bilan to'liq to'ldirilgan bo'ladi.

Gaz to'ldirilgan liniyalar – bu simli liniyalarning bir turi bo'lib, tashqi va ichki o'tkazgichlar yupqa keramik yoki storoplast izolyatorlar bilan bir-biriga ma'lum oraliqlarda birlashtirilgan bo'lib, qolgan qismi dielektrik sifatida quruq azot yoki biron bir inert gaz bilan to'ldirilgan bo'ladi.

Ba'zi bir egiluvchan mikroto'lqin chastotalar diapazonida foydalaniladigan kabellarda qattiq bir-biridan havo bilan ajratilgan dielektrlardan foydalaniladi. Bu kabellarda markaziy o'tkazgichni o'rab turuvchi o'tkazgich uning yuzasini to'liq qoplamaydi, faqat "karkas" – uning shaklini saqlab turuvchi asos vazifasini bajaradi (6.7-rasm).



6.7-rasm. Gaz bilan to'ldirilgan liniyalar

Ikki qatlam metall himoyali koaksial kabellar ular orqali uzatiladigan yuqori chastotali radiosignallarni tashqariga nurlanishidan va unga tashqi elektromagnit xalaqitlarning ta'siridan himoyalaydi.

6.5.4. Koaksial kabellarning sig'imlari

Koaksial kabellarning har bir metri ma'lum bir kattalikdagi sig'imga ega bo'ladi. Bu sig'im quyidagi ifoda orqali hisoblanadi:

$$C = \frac{24\varepsilon}{\lg(D/d)} \left[\frac{\text{pF}}{\text{m}} \right],$$

bunda, C – sig'im; D – tashqi o'tkazgich diametri; d – ichki o'tkazgich diametri; ε – izolyatorning dielektrik doimiysi (dielektrik singdiruvchanligi).

Katta uzunlikka ega bo'lgan koaksial kabel katta sig'imga ega bo'ladi. Misol uchun, eng ko'p foydalaniladigan koaksial kabelning bir metri 65 pF sig'imga ega bo'lib, ushbu kabelning uzunligi 150 m bo'lgan bir o'rami 9750 pF sig'imga ega bo'ladi. Ushbu kabel yuqori kuchlanish ostida bo'lsa, uni zaryadlangan kondensator sifatida tasavvur qilish mumkin. Shuning uchun bu tur kabellardan foydalanilganda hayot xavfsizligi qoidalariga rioya qilish kerak.

6.5.5. Koaksial kabelning kritik (eng yuqori foydalanish) chastotasi

Odatda, koaksial kabellar orqali radioto'lqinlar ko'ndalang $TE (E)$ elektromagnit maydon orqali tarqatiladi. Koaksial kabellar uchun shunday chastota mavjudki, ushbu chastotadan yuqori chastotada undan E ko'ndalang to'lqinlarni uzatish uchun foydalanish ma'lum muammolarni keltirib chiqaradi. Koaksial kabel o'zining texnologik o'lchamlari orqali aniqlanadigan kritik (chegaraviy) chastota f_k dan yuqori chastotalarda foydalanilmasligi kerak.

$$f_k = \frac{1}{3,76(D+d)\sqrt{\varepsilon}}$$

bunda, f_k – E ko'ndalang to'lqinning kritik chastotasi [Hz]; D – koaksial kabelning tashqi o'tkazgichining diametri [mm]; d – koaksial kabelning ichki o'tkazgichining diametri [mm]; ε – izolyator dielektrigining singdiruvchanlik doimiysi.

Koaksial kabel texnik ko'rsatkichlari ro'yxatida maksimal (kritik) chastota ko'rsatilgan bo'lsa, u odatda E ko'ndalang to'lqin uchun ko'rsatiladi. Ammo undan mikroto'lqin chastotalar diapazonida foydalanilganda kabelda bo'ladigan so'nishlarni albatta e'tiborga olish kerak. Koaksial kabel E to'lqin uchun yetarli darajada yuqori kritik chastota f_k ga ega bo'lishi mumkin, ammo u X va K_u chastotalar diapazonida uzunlik birligida katta so'nishlarga olib keladi (X -diapazon – 7,25...8,40 GHz; K_u -diapazon – 10,70...12,75 va 12,70...14,80 GHz).

Nazorat savollari

1. Uzatish va qabullash liniyalaridan qanday maqsad va holatlarda foydalaniladi?
2. Uzatish va qabullash liniyalarining to'liq qarshiliklarini moslashtirish haqida tushuncha bering.
3. Radioto'liqlar diapazonida qaysi tur uzatish va qabullash liniyalaridan foydalaniladi?
4. Radioto'liqlarni uzatish liniyalarining xarakteristik qarshiligi deganda nimani tushunasiz?
5. Radiochastota kabellaridagi quvvat yo'qotishlari qanday yuz beradi?
6. Kuchlanish bo'yicha turg'un to'liq koeffisienti deganda nimani tushunasiz?
7. Radioto'liqlarni uzatish va qabullash liniyalari filtrlari, transformatorlari va moslashtiruvchi elektr zanjiridan qanday maqsadlarda foydalaniladi?
8. Radioto'liq uzatkichlardan qanday maqsadlarda foydalaniladi va ularning asosiy xossalari haqida tushuncha bering.
9. Radioto'liqlarni uzatish va qabullash liniyalarida hosil bo'ladigan xususiy shovqinlar haqida tushuncha bering.
10. Koaksial kabellarning turlari va ularning asosiy xususiyatlari haqida tushuncha bering.
11. Koaksial kabellarning to'liq qarshiligi, sig'imi va induktivligi deganda nimalarni tushunasiz?
12. Koaksial kabellarning kritik chastotalari ularning qanday ko'rsatkichlarini baholaydi?
13. Koaksial kabel va radioto'liq uzatkichlardan qanday holatlarda foydalaniladi?
14. Radioto'liqlarni uzatish liniyalari kesimlarining geometrik o'lchamlari ular orqali uzatiladigan radioto'liq uzunligi bilan qanday bog'liqlikka ega?
15. Dipolli antennalarning samarali nurlatishlarini ta'minlash uchun ularning elementlari uzunligi u nurlatayotgan to'liq uzunligi bilan qanday nisbatlarda bo'lishi kerak?
16. Koaksial kabellar orqali RUQ chiqish quvvatini nurlatuvchi antennaga yetkazib berishdagi to'liq qarshiliklarining moslashmaganligi qanday salbiy oqibatlariga sabab bo'lishi mumkin?

7. AXBOROT NAZARIYASI HAQIDA ASOSIY TUSHUNCHALAR VA TA'RIFLAR

7.1. Axborot miqdori o'lchovi

Axborot nazariyasida asosan axborotni uzatish, saqlash va unga ishlov berish miqdoriy qonuniyati o'rganiladi. Uzatilgan va qabul qilingan axborotning axborot oluvchi uchun qanchalik muhimligi, katta ahamiyatga egaligi kabi masalalar maxsus ilmiy asarlarda yoritilgan bo'lib, ularni o'rganish ushbu fan vazifasiga kirmaydi.

Axborot nazariyasida asosiy e'tibor axborotni uzatish o'rtacha tezligini aniqlash va kodlash usullaridan birini qo'llab, axborot uzatish tezligining eng katta qiymatiga erishish masalasini yechishga qaratilgan. Axborot nazariyasining chegaraviy imkoniyatlarini bilish real mavjud yoki yaratilayotgan aloqa kanalining texnik ko'rsatkichlarini axborot manbaining texnik ko'rsatkichlariga va aloqa kanalining ko'rsatkichlarini axborot oluvchi texnik qurilmaning texnik ko'rsatkichlariga moslashtirish imkoniyatini beradi.

Yuqorida keltirilgan masalalarni yechish uchun birinchi navbatda uzatilayotgan xabarning aniq bir fizik tabiatiga bog'liq bo'lmagan, umumiy talablarga javob beradigan axborot miqdori o'lchov birligini belgilab olish kerak. Biz biron-bir voqea, hodisa haqida axborot olish natijasida ular haqidagi o'z ma'lumotimiz, bilimlarimizni to'ldiramiz. Bizga yaxshi ma'lum bo'lgan hodisa haqida xabar olish ushbu hodisa haqida bizda ungacha bo'lgan axborotni (ma'lumotni) o'zgartirmaydi. Xuddi shuningdek biz uchun qanchalik noma'lum (kutilmagan) xabarni olsak undagi axborot shuncha ko'p bo'ladi.

Shunday qilib, qandaydir hodisa haqidagi axborot miqdori xabar qanchalik kichik ehtimollik bilan sodir bo'lishiga bog'liq. Axborot miqdori o'lchoviga asos qilib uni sodir bo'lishiga ehtimollik nazariyasi asosida yondoshish qabul qilingan. Axborot miqdori o'lchovi sifatida asta-sekin kichiklashuvchi ehtimollik funksiyasi $F[P(\alpha)]$ qabul qilingan bo'lib, bunda $P(\alpha)$ – xabarning paydo bo'lish ehtimolligi. Ehtimollik funksiyasi $F = 1/P(\alpha)$ ko'rinishida bo'lib, u xabarning kutilmaganligi (noma'lumligi) miqdorini anglatadi. Ammo axborot miqdorini logarifmik birliklarda hisoblash ancha qulay bo'lib, alohida olingan xabardagi axborot miqdori quyidagicha aniqlanadi:

$$A(\alpha) = \log_k \frac{1}{P(\alpha)} = -\log_k P(\alpha). \quad (7.1)$$

Xabarning paydo bo'lish ehtimolligi $0 < P(\alpha) \leq 1$ bo'lgani uchun axborot qiymati $A(\alpha)$ hamma vaqt musbat va cheklangan. Agar $P(\alpha) = 1$ bo'lsa, axborot miqdori nolga teng bo'ladi, chunki ma'lum voqea haqidagi xabar hech qanday qo'shimcha axborot yetkazmaydi. Axborotni logarifmik miqdorda o'lchash tabiiy additivlik (qo'shilish) xossasiga ega bo'lib, bir necha bir-biriga bog'liq bo'lmagan xabarlar orqali olingan axborot, ularning har biri olib kelgan axborotlar yig'indisiga teng, ya'ni superpozitsiya usuliga bo'ysunadi.

O'zaro bog'liq bo'lmagan n ta voqealarning umumiy ehtimolligi $P(a_1, a_2, \dots, a_n) = P(a_1) \cdot P(a_2) \cdot \dots \cdot P(a_n)$ ga teng bo'lgani uchun, ular yetkazgan axborotning umumiy miqdori quyidagicha aniqlanadi:

$$A(a_1, a_2, \dots, a_n) = -\log_k P(a_1, a_2, \dots, a_n) = -\sum_{i=1}^n \log_k P(a_i) = \sum_{i=1}^n A(a_i). \quad (7.2)$$

(7.2) ifodadan ko'rinadiki, qo'shimcha olinayotgan xabarlar ko'paygan sari tabiiyki olingan axborot miqdori ham ko'payib boradi. Logarifm asosi k umuman har qanday son bo'lishi mumkin, ammo ko'p hollarda logarifm asosi $k = 2$ qilib olinadi va axborot miqdori ikkilik birligi orqali ifodalanadi:

$$A(a) = -\log_2 P(a), \text{ ikkilik birlik.} \quad (7.3)$$

Ikkilik birligi "bit" deb ataladi. "Bit" qisqartmasi inglizcha "binary digit" (ikkilik raqam) so'zidan olingan. Axborotlarni uzatish ikkilik tizimida ikkita simvol (belgi) 0 va 1 lardan foydalaniladi. Bunday tizimlarda 0 va 1 simvollarining paydo bo'lish ehtimolligi bir xil va bir-biriga bog'liq bo'lmagani uchun $P(0) = P(1) = 0,5$ bo'lib, ularning har biri miqdori bir ikkilikka teng bo'lgan axborotni yetkazadi, ya'ni

$$A = -\log_2 P(0) = -\log_2 P(1) = -\log_2 0,5 = 1 \frac{\text{ikkilik birlik}}{\text{simvol}}. \quad (7.4)$$

(7.1) formula ehtimolligi noldan farqlanuvchi xabarlardagi axborotlar miqdorini hisoblash imkoniyatini beradi. Bu o'z navbatida xabar diskretligini va ularning soni chekliligini anglatadi. Bunday hollarda turli xabarlar to'plami va ularning uzatilish ehtimolliklari orqali ta'riflanadigan xabarlar to'plami (ansambli) tushunchasidan foydalaniladi:

$$\left\{ \begin{matrix} a_1, & a_2, & \dots, & a_m \\ P(a_1), & P(a_2), & \dots, & P(a_m) \end{matrix} \right\}. \quad (7.5)$$

Xabarlar to'plami (ansambli) voqealar to'liq guruhini tashkil etadi, shuning uchun

$$\sum_{i=1}^m P(a_i) = 1$$

bo'ladi.

Agar hamma xabarlarning uzatilishi bir xil ehtimollikka ega bo'lsa, ya'ni

$$P(a_1) = P(a_2) = \dots = P(a_m) = P(a) = \frac{1}{m}$$

bo'lsa, ularning har biridagi axborotlar miqdori quyidagiga teng bo'ladi:

$$A(a) = -\log P(a) = \log m. \quad (7.6)$$

(7.6) ifodadan ko'rinadiki, har bir xabar yetkazadigan axborot miqdori u qaysi to'plam (ansambli)dan olinganligiga bog'liq. Xabar uzatilguncha to'plamdagi m xabarlardan qaysi biri uzatilishi xabarni olish tomonida noma'lum bo'ladi. Xabar qabul qilingandan keyin, navbatdagi xabar haqidagi noma'lumlik darajasi kamayadi. Ansambldagi xabarlar soni m qancha ko'p bo'lsa, ulardan qaysi biri

navbatda uzatiladigan xabar bo'lish ehtimolligi shuncha kichik – noma'lumlik darajasi yuqori bo'ladi. Aniq bir xabarning uzatilish ehtimolligi qancha kichik bo'lsa undagi axborot miqdori shuncha katta bo'ladi.

Misol tariqasida m ta harfdan iborat alfavit – xabarlar to'plamini ko'rib chiqamiz. Bunda har bir so'z n ta bir-biriga bog'liq bo'lmagan ketma-ketlikda va bir xil ehtimollik bilan uchraydigan holat uchun ushbu so'z (xabar) yetkazadigan axborot miqdori quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$A(a_i) = -\log P(a_i).$$

Xabarda hamma harflarning uchrashi bir xil ehtimollikka ega, shuning uchun $P(a_i) = P_h = \frac{1}{m}$ va har bir harfdagi axborot miqdori $A_h = -\log P_h = \log m$ bo'ladi. n ta bir-biriga bog'liq bo'lmagan ketma-ketlikdagi harfdan iborat so'z (xabar)dagi axborot miqdori quyidagiga teng bo'ladi:

$$A_s = \sum_{i=1}^n A(a_i) = nA_h = n \log m. \quad (7.7)$$

Axborot miqdorini aniqlashga quyidagicha yondoshish mumkin. Bunda xabar sifatida har bir harfni emas, so'zni tanlaymiz. Agar so'zlarda m ta harfdan n tasi bir-biriga bog'liq bo'lmagan va bir xil $P_s = \frac{1}{N}$ ehtimollik bilan uchrasa, u holda $N = m^n$ ta so'zlarning matnda uchrashi ham bir xil ehtimollikka ega bo'ladi. Bunda har bir so'z (xabar) yetkazadigan axborot miqdori

$$A_s = -\log P_c = \log N = \log m^n = n \log m$$

ga teng bo'ladi.

Ikkilik kodning elementar xabar (simvol)lari soni $m = 2$ (0 va 1) bo'lgani uchun, n ta harfdan iborat xabar yetkazadigan axborot miqdori quyidagiga teng bo'ladi:

$$A = n \log 2 = n \text{ (ikkilik birlik)}. \quad (7.8)$$

Umuman aloqa kanallari orqali xabarlar uzatilganda, noma'lumlik (noaniqlik) to'liqligicha yo'qotilmaydi, chunki har qanday kanalda xalaqitlar bo'lgani uchun xatoliklar yuz berishi mumkin. Qabul qilingan signal v asosida qandaydir $P(a/v)$ aposterior ehtimollik bilan xabar a uzatildi deb qaror qabul qilish mumkin. Shuning uchun xabar qabul qilingandan so'ng ham qandaydir $P(a/v)$ aposterior ehtimollik bilan belgilanuvchi noaniqlik (noma'lumlik, mavhumlik) saqlanib qoladi va v signaldagi axborot miqdori uni qabullashdagi noaniqlikning kamligi darajasi bilan aniqlanadi. Qabul qilingan signal v ning uzatilgan xabar a_i ga o'xshashligi ehtimolligi qancha katta bo'lsa, noma'lumlik darajasi shuncha yuqori bo'ladi. Bunda qabul qilingan signal v dagi axborotning uzatilgan xabar $P(a)$ ga nisbati quyidagicha aniqlanadi:

$$A(a, v) = \log \frac{1}{P(a)} - \log \frac{1}{P(a/v)} = \log \frac{P(a/v)}{P(a)}. \quad (7.9)$$

(7.9) ifodadan ko'rinadiki, qabul qilingan axborot miqdori xabar manbaidan uzatilgan axborotga qaraganda xabar aloqa kanalidagi xalaqitlar ta'sirida yo'qotilgan qismiga kamayadi, ya'ni

$$A(a, v) = A(a) - A_x(w).$$

7.2. Diskret xabar manbai entropiyasi

1. Bir-biriga bog'liq bo'lmagan xabarlar manbai entropiyasi

Biz yuqorida alohida-alohida xabarlardagi axborotlar miqdorini aniqlashni ko'rib chiqdik. Ko'p hollarda aloqa kanali ko'rsatkichlarini xabar manbai ko'rsatkichlari bilan moslashtirishda bu ma'lumotlar yetarli emas. Buning uchun xabar manbaining axborot miqdoriga tegishli xarakteristikalarini aniqlash talab etiladi. Xabar manbaining muhim xarakteristikalaridan biri bitta xabarga mos keluvchi axborotning o'rtacha miqdori hisoblanadi.

Eng sodda holatda hamma xabarlar bir xil ehtimollik bilan uzatilganda axborot miqdori quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$A(a) = -\log P(a) = \log m.$$

Bunda axborotning o'rtacha qiymati $\log m$ ga teng bo'ladi. Ehtimolliги bir xil va bir-biriga bog'liq bo'lmagan xabarlarining axborotlilik xususiyati xabar manbaining xabar ansambliidagi turli xabarlar soni m ga bog'liq bo'ladi.

Odatda, real sharoitlarda xabarlar turli ehtimollikka ega bo'ladilar. Misol uchun, matnda A, E, O, I harflarining uchrashi ehtimolliги katta va G, Q, F, O' harflarining uchrashi ehtimolliги kichik. Shuning uchun xabar to'plami (ansambli)dagi xabarlar soni m ni bilish yetarli bo'lmay, har bir xabarning uzatilishi ehtimolliги $P(a_1), P(a_2), \dots, P(a_m)$ haqidagi ma'lumotni bilish kerak bo'ladi.

Turli xabarlarining uzatilish ehtimolliги turlicha bo'lgani uchun ularning har biri turli miqdordagi axborotga ega bo'ladi: $A(a_i) = -\log P(a_i)$. Sodir bo'lish ehtimolliги kichik bo'lgan xabarlar ko'p axborot yetkazadi va aksincha sodir bo'lish ehtimolliги katta bo'lgan xabarlar kam axborot yetkazadi.

Manbaining bitta xabari yetkazuvchi axborotning o'rtacha miqdori har bir xabarlar yetkazadigan $A(a_i)$ axborotlarning o'rtacha matematik miqdori sifatida aniqlanadi:

$$H(a) = \overline{A(a_i)} = \sum_{i=1}^m P(a_i)A(a_i) = -\sum_{i=1}^m P(a_i) \log P(a_i), \quad \frac{\text{ikk. bir.}}{\text{xabar}} \quad (7.10)$$

$H(a)$ – kattalik entropiya deb ataladi. Bu atama fizika fanining termodinamika yo'nalishiga tegishli bo'lib, undagi fizik tizimning noaniqligini xarakterlovchi ifodaga o'xshash.

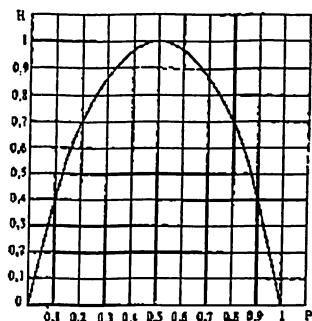
Axborot nazariyasida entropiya $H(a)$ xabar uzatilgungacha bo'lgan noma'lumlik holatini xarakterlaydi, chunki kanal orqali xabarlardan qaysi biri uzatilishi avvaldan mu'lum emas.

Shuni yaxshi tushunib olish kerakki, entropiya qancha katta bo'lsa noma'lumlik shuncha katta bo'ladi. manbaining har bir xabari yetkazadigan axborotning o'rtacha qiymati shuncha katta bo'ladi.

Misol tariqasida ehtimolligi $P(a_1) = P$ va $P(a_2) = 1 - P$ bo'lgan a_1 va a_2 xabarlar manbaining entropiyasini hisoblaymiz. (7.10) formula asosida xabar manbaining entropiyasi quyidagiga teng bo'ladi:

$$H(a) = -P(a_1) \log P(a_1) - P(a_2) \log P(a_2) = -P \log P - (1 - P) \log(1 - P).$$

Entropiya $H(a)$ ning ehtimollik P ga bog'liqligi 7.1-rasmda keltirilgan.



7.1-rasm. Entropiyaning ehtimollikka bog'liqligi

Entropiyaning eng katta qiymati ehtimollik $P = 0,5$ bo'lgan noaniqlikning eng katta holatiga mos keladi. Agar $P = 1$ yoki $P = 0$ bo'lsa, ya'ni a_1 yoki a_2 xabarlardan qaysi biri uzatilishi aniq bo'lganda noaniqlik mavjud bo'lmaydi, ushbu holatda entropiya nolga teng bo'ladi.

n ta xabarlar ketma-ketligi yetkazadigan axborot o'rtacha qiymatining miqdori quyidagicha aniqlanao'i:

$$A_n = nH(a). \quad (7.11)$$

Ushbu (7.11) ifodadan ko'rinadiki, olinayotgan axborot miqdorini oshirishga nafaqat uzatilayotgan xabarlar sonini oshirish, shu bilan birga xabar manbai entropiyasini, ya'ni xabarning axborot sig'imini oshirish yo'li bilan ham erishish mumkin.

Olingan natijalarni umumlashtirib bir-biriga bog'liq bo'lmagan xabarlar manbai entropiyasining quyidagi asosiy xossalarni keltirish mumkin:

- entropiya musbat kattalik, chunki $0 < P(a_i) \leq 1$;
- xabarlarning ehtimolligi bir xil, ya'ni $P(a_1) = P(a_2) = \dots = P(a_m) = \frac{1}{m}$ bo'lsa, u holda entropiya o'zining eng katta qiymatiga erishadi, ya'ni

$$H_{max}(a) = H_0(a) = \sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \log m = \log m \quad (7.12)$$

ga teng bo'ladi;

- hamma xabarlarning uzatilish ehtimolligi $P(a_i)$ nolga teng bo'lganda entropiya nolga teng bo'ladi, bundan ehtimolligi $P = 1$ bo'lgan holat istisno;

– bir necha bir-biriga bogʻliq boʻlmagan xabar manbalarining entropiyasi ushbu xabar manbalari entropiyalarining yigʻindisiga teng

$$H(a, b, c, \dots, d) = H(a) + H(b) + H(c) + \dots + H(d).$$

2. Bir-biriga bogʻliq xabarlar manbai entropiyasi

Biz yuqorida koʻrib chiqqan bir-biriga bogʻliq boʻlmagan xabarlar manbai oddiy xabarlar manbai hisoblanadi. Real holatlarda xabarlar orasida oʻzaro statistik bogʻliqliklar mavjudligi uchun entropiyani aniqlash ancha murakkablashadi. Bunga oddiy matnda u yoki bu harflarning uchrashi (paydo boʻlishi) undan oldingi harflar ketma-ketligiga bogʻliqligini misol qilib keltirish mumkin. Matndagi soʻzlarda unsiz harflardan soʻng unli harflarning kelishi va aksincha.

Kutilgan xabar bilan undan oldingi xabar statistik bogʻliqligi miqdori $P(a_k, a_i)$ – birgalikda yuz berish ehtimolligi yoki $P\left(\frac{a_i}{a_k}\right)$ – shartli ehtimollik orqali, yaʼni a_i xabarning a_k xabar roʻy bergandan soʻng paydo boʻlishi ehtimolligi orqali baholanadi. a_i xabardan oldin a_k xabar uzatilganligi sharti bajarilgandagi holat uchun axborot miqdori (7.1) ifodaga asosan quyidagicha aniqlanadi:

$$A\left(\frac{a_i}{a_k}\right) = -\log P\left(\frac{a_i}{a_k}\right). \quad (7.13)$$

Bunda axborotning oʻrtacha qiymati $H\left(\frac{a_i}{a_k}\right)$ shartli entropiya orqali aniqlanadi. $H\left(\frac{a_i}{a_k}\right)$ shartli entropiya hammasi a_i va a_k xabarlardagi axborotlar $A\left(\frac{a_i}{a_k}\right)$ ning oʻrtacha qiymati shaklida aniqlanadi.

Bir-biriga bogʻliq xabar manbalari shartli entropiyasining muhim xususiyatlaridan biri, bu xabar ansamblidagi xabarlar soni oʻzgarmas boʻlgan holatda undagi bir-biriga statistik bogʻliq xabarlar soni koʻpayishi bilan uning entropiyasi kamayadi. Xabar manbaining yuqorida keltirilgan xossasi va bir-biriga bogʻliq boʻlmagan xabar manbalari entropiyasi xossasiga asosan quyidagi tengsizlikni keltirish mumkin:

$$H_0(a) \geq H_1(a) \geq H_2(a) \geq \dots \geq H_m(a). \quad (7.14)$$

Shunday qilib, xabarlar orasida statistik bogʻliqlikning mavjudligi bitta xabar oʻrtacha yetkazadigan axborot miqdorining kamayishiga sabab boʻladi.

7.3. Manba xabarlar orasidagi ortiqchaliklar (xabar manbai ortiqchaligi)

Xabarlar axborot sigʻimining kichiklashishi manba xabarlar orasida statistik bogʻliqliklar kattalashgan sari entropiyaning kamayish (7.14) holati yuz beradi.

Har bir xabar boshqa xabarlar bilan statistik bog'liq bo'lganda ular orasida statistik bog'liqlik bo'lmaganga qaraganda o'rtacha kam axborot yetkazadi. Agar xabar manbai bir-biriga statistik bog'liq bo'lgan xabarlarni ishlab chiqsa va ushbu bog'liqlik ma'lum bo'lsa, u holda xabarning bu qismi qo'shimcha axborot yetkazmaydi – u ortiqcha xabar hisoblanadi, chunki xabarning bu qismini statistik bog'liqlik asosida tiklash mumkin. Shuning uchun xabarni qisqartirilgan (siqilgan) holda axborotni yo'qotmasdan uzatish mumkin. Misol uchun, telegramma matnida tinish belgilari, bog'lovchilar, yumshatish, ayirish belgilari uzatilmagan taqdirda ham telegramma matnini o'qish jarayonida qolgan harflar ketma-ketligi asosida tiklash mumkin.

Shunday qilib, bir-biriga bog'liq xabarlar ortiqchalikka ega bo'ladilar. Ortiqchalik miqdorini quyidagicha aniqlash mumkin: Miqdori A ga teng bo'lgan axborotni bir-biriga bog'liqligi bo'lmagan xabar manbaining o'rtacha soni $k_0 = \frac{A}{H_0}$ ta bo'lgan xabarlari orqali yetkazish mumkin, ortiqchaligi bor xabar manbaining esa o'rtacha soni $k_n = \frac{A}{H_n}$ ta xabarlari orqali yetkazish mumkin.

$H_n < H_0$ va $k_n > k_0$ bo'lgani uchun ma'lum bir miqdordagi axborotni uzatish uchun ortiqchaligi yo'q manbaga nisbatan ortiqchaligi bor manba ko'proq xabar uzatishi kerak bo'ladi. Ortiqcha xabarlar soni $k_{ort} = k_n - k_0$ ga teng bo'lib, ortiqchalik nisbiy kattalik sifatida quyidagicha aniqlanadi:

$$\kappa = \frac{k_n - k_0}{k_n} = 1 - \frac{k_0}{k_n} = 1 - \frac{H_0}{H_n} \quad (7.15)$$

(7.15) ifodadan ko'rinadiki ortiqchalik κ asta-sekin kamayuvchi funksiya hisoblanadi. Misol uchun rus tilidagi xabar matnidagi ortiqchalik quyidagilarga teng: $H_0 = \log 32 = 5$ ikkilik birlik, $H_1 = 4,05$, $H_2 = 3,52$, ..., $H_8 = 2$ ikkilik birlik.

(7.15) ifoda asosida hisoblangan rus tilidagi matndagi ortiqchalik o'rtacha 50% ni tashkil qiladi.

Ortiqchaligi yo'q axborot entropiyasining ortiqchaligi bor axborot entropiyasiga nisbati siqish koeffitsienti deb ataladi va

$$C = \frac{H_n}{H_0} \quad (7.16)$$

orqali aniqlanadi. Bu koeffitsient ortiqchaligi bor xabarni qanchalik siqib ortiqchaligi yo'q xabar shaklida uzatish mumkinligini ko'rsatadi. Ortiqchaligi bor xabar manbai ma'lum bir miqdordagi axborotni uzatish uchun ortiqchaligi yo'q xabar manbaiga qaraganda ko'proq xabar uzatishi kerak bo'ladi. Bu xabar uzatish vaqtining oshishiga va aloqa kanalidan foydalanish samaradorligining kamayishiga olib keladi. Xabarni tegishli kodlash usulidan foydalanib siqish mumkin. Axborotni axborot sig'imi iloji boricha katta bo'lmagan xabarlardan foydalanib uzatish kerak. Bu shartga ehtimolligi bir xil va bir-biriga bog'liq bo'lmagan xabarlar javob beradilar. Shu bilan birga xabarlardagi ortiqchalik hamma vaqt ham yomon xususiyat bo'lmaydi. Xabarlardagi ortiqchaliklarni olingan axborotni

manba tomonidan uzatilgan birlamchi axborotga mosligini oshirishda foydalanish mumkin.

7.4. Xabar manbalarining statistik xossalari

Diskret xabarlar manbai ishlab chiqarayotgan xabarlarning axborotlilik xossasini miqdoran xarakterlovchi ko'rsatkich sifatida ularning entropiyalarining o'rtacha qiymatidan xabarlar ketma-ketligi ehtimolliklari o'zgarmas bo'lgan holatda foydalanish maqsadga muvofiq hisoblanadi.

Agar xabar manbai chiqishida paydo bo'ladigan turli xabarlarning paydo bo'lishi taqsimoti ehtimolligi xabarlar ketma-ketligining qaysi qismida ekanligiga bog'liq bo'lmasa, bunday xabarlar manbai turg'un (stasionar) hisoblanadi, ya'ni

$$P(a_1/a_1, \dots, a_k) = P(a_{1+n}/a_{1+n}, \dots, a_{k+n}), \quad (7.17)$$

bunda, n – har qanday butun son.

Xuddi stasionar tasodifiy jarayonlardek turg'un (stasionar) xabar manbai ishlab chiqarayotgan xabarlar ketma-ketligining statistik xarakteristikallari ham ularni vaqt o'qining qaysi qismida olinishiga bog'liq emas.

Turg'un xabarlar manbai ergodiklik xususiyatiga ega bo'lib, uning yetarli darajada davomiylikda ishlab chiqarayotgan xabarlari ketma-ketligi birga teng ehtimollik bilan uning statistik xossalarini xarakterlaydi. Xabar ergodik manbalarining muhim xossasi shundan iboratki, u ishlab chiqarayotgan xabarlar orasidagi statistik bog'liqlik chekli sonli ushbu xabardan oldingi xabarlar orasida bo'ladi.

Shunday xabar manbalari ham borki ular turli bir-biridan farqlanuvchi statistik xarakteristikallarga xos bo'lgan holatlarda ishlaydilar. Bu holda xabar manbai ergodik bo'lmaydi, chunki manba bu holatda katta davomiylikda ishlaganda ham manbaning umumiy ish holatini to'g'ri tavsiflamaydi. Shunga o'xshash tasodifiy ketma-ketliklar matematikada Markov diskret zanjirlari sifatida o'rganiladi.

Markov ergodik xabar manbaining chiqishida u yoki bu xabarni paydo bo'lishi manbaning holatiga bog'liq. Manba navbatdagi xabarni uzatgandan so'ng yangi avvalgisiga bog'liq holatga o'tadi.

Yetarli darajada davomiylikka ega bo'lgan ergodik ketma-ketlikdagi xabar o'zida xabar manbaining statistik xarakteristikallari haqida yuqori ehtimollikdagi ma'lumotlarga ega bo'lsa, u holda bunday xabarlar texnik xabarlar deb ataladi. Xabarlar ketma-ketligi davomiyligi qancha katta bo'lsa uning tipikligi ehtimolligi shuncha yuqori bo'ladi. Tipik xabarlar ketma-ketligida alohida xabarlarning takrorlanish chastotasi ularning ehtimolligidan juda kam farqlanadi. Bunday xabar tipik ketma-ketligining quyidagi muhim xulosasini chiqarish mumkin. Bir xil davomiylikdagi tipik ketma-ketliklarning ehtimolligi taxminan bir xil bo'ladi. Tipik xabar ketma-ketligidan farqliroq tipik bo'lmagan xabarlar ketma-ketligining ehtimolligi juda kichik bo'lib, ko'p hollarda bu tipiklik e'tiborga olinmaydi.

7.5. Axborot uzatish tezligi. Xalaqitsiz aloqa kanalining axborot o'tkazish qobiliyati

Axborot ma'lum vaqt davomida aloqa kanali orqali uzatilgani uchun vaqt birligida uzatiladigan axborotning o'rtacha qiymatini bildiruvchi uzatish tezligi tushunchasidan foydalaniladi. Vaqt bo'yicha o'rtachalashtirish mumkin bo'lgan xabarlar ergodik ketma-ketligi uchun axborot uzatish tezligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$R = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{A(a_T)}{T}, \quad \frac{\text{ikk. bir.}}{\text{sek}}. \quad (7.18)$$

(7.18) ifodada $A(a_T)$ – umumiy davomiyligi T bo'lgan xabarlar ketma-ketligidagi axborot miqdori. Bunda hamma xabarlar ketma-ketliklari a_T ma'lum bir davomiylikka ega deb tasavvur etiladi.

Xabar manbaining vaqt birligida ishlab chiqargan axborotning o'rtacha miqdori R_m – uning axborot ishlab chiqarish imkoniyati deb ataladi. Axborotning bu miqdorini manba entropiyasi $H(a)$ orqali ifodalash qulay. U holda $T \rightarrow \infty$ da $A(a_T) = nH(a)$ va $T = n\bar{\tau}$, hamda $\bar{\tau}$ – bitta xabarning o'rtacha davomiyligini bildiradi. (7.18) ifodaga $A(a_T)$ va T ning ifodalarini kiritib, quyidagi natijani olamiz:

$$R_m = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{nH(a)}{n\bar{\tau}} = \frac{H(a)}{\bar{\tau}}. \quad (7.19)$$

Har bir bir-biriga bog'liq bo'lmagan xabarlarning o'rtacha davomiyligi $\bar{\tau}$ ni quyidagicha hisoblash mumkin:

$$\bar{\tau} = \sum_{i=1}^m \tau_i P(\tau_i) = \sum_{i=1}^m \tau_i P(a_i), \quad (7.20)$$

bunda, $P(\tau_i) = P(a_i)$ – davomiyligi τ_i bo'lgan xabarning ehtimolligi. Agar hamma xabarlarning davomiyligi bir xil $\tau_i = \text{const}$ bo'lsa (7.19) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$R_m = \frac{H(a)}{\tau}. \quad (7.21)$$

(7.21) ifodadan ko'rinadiki entropiyasi $H(a)_{\max} = \log m$, ya'ni eng katta xabar manbaining xabar ishlab chiqarish imkoniyati maksimal bo'ladi, ya'ni

$$R_m = \frac{1}{\tau} \log m. \quad (7.22)$$

Manba ishlab chiqarayotgan axborotlar alohida xabarlar shaklida aloqa kanali kirishiga beriladi. Aloqa kanalida turli ishlovlar berish natijasida u signal $u(t)$ ga aylantiriladi. Bu signallar xabarlarga qaraganda boshqa statistik xossalarga ega bo'ladilar. Signallar uchun ham ularni aloqa kanali orqali uzatish tezligini aniqlash mumkin:

$$R = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{A(u_T)}{T} = \frac{H(u)}{\bar{\tau}}. \quad (7.23)$$

Aloqa kanallariga qo'yiladigan asosiy talablardan biri, bu aloqa tizimi orqali yuqori tezlikda axborot uzatishdir. Ammo real sharoitlarda axborot uzatish

tezligini cheklovchi bir necha sabablar mavjud. Shulardan ba'zilarini ko'rib chiqamiz.

Real aloqa kanallari orqali uzatiladigan signallarning soni cheklangan, shuning uchun (7.12) ifodaga asosan uning entropiyasi ham cheklangan

$$H(u) \leq \log m. \quad (7.24)$$

Ikkinchidan ma'lumki, signal davomiyligi τ ning kichiklashishi uning spektri kengayishiga olib keladi, bu esa aloqa kanalining signal spektri tashkil etuvchilarini o'tkazish polosasi kengligi bilan cheklanadi. Bu o'zaro bog'liqliklar signal o'rtacha davomiyligi τ ni kichiklashtirishni chegaralaydi. Shunday qilib, aloqa kanali orqali axborot uzatish tezligining cheklanganligiga asosiy sabablar bu axborot tashuvchi signallar soni m ning va davomiyligi τ ning cheklanganligidir. Natijada yuqorida keltirilgan cheklanishlar aloqa kanali orqali axborot uzatish tezligini cheksiz kattalashtirish imkoniyatini bermaydi.

Entropiyasi va uzatish tezligi ma'lum axborotni aloqa kanali orqali uzatishning eng katta (maksimal) qiymati, shu kanalning axborot o'tkaza olish imkoniyati deb ataladi

$$C = \max R = \max \frac{H(u)}{\bar{\tau}}, \quad \frac{\text{ikk. bir.}}{\text{sek}}. \quad (7.25)$$

Aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati uning vaqt birligida axborot o'tkazish o'rtacha imkoniyatining chegaraviy miqdorini xarakterlaydi. Axborot uzatishning eng katta (maksimal) qiymati uni tashuvchi signal u ning hamma mavjud qiymatlari (ansabli) asosida aniqlanadi.

Misol tariqasida, davomiyligi τ , axborot uzatish uchun foydalaniladigan signallar soni m ta bo'lgan aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyatini ko'rib chiqamiz. $H(u)$ va τ larning qiymatlari bir-biriga bog'liq bo'lmagani uchun (7.25) ifoda asosan $H(u)$ ning eng katta qiymatini va τ ning eng kichik qiymatini aniqlaymiz:

$$C = \frac{\max H(u)}{\min \bar{\tau}} = \frac{\log m}{\tau}. \quad (7.26)$$

Ikkilik signal uchun ($m = 2$) kanalning axborot o'tkazish imkoniyati C bodlarda baholanadigan telegraflash tezligi V ga teng bo'ladi, ya'ni

$$C = \frac{1}{\tau} = V, \quad \text{bod}. \quad (7.27)$$

Axborot oddiy ikkilik signallar – telegraf signallari yordamida uzatilganda aloqa kanalining chastota o'tkazish polosasi manipulyatsiya chastotasi orqali, ya'ni $F_m = \frac{1}{\tau}$ ifoda bilan aniqlanadi. Bunda manipulyatsiya chastotasi F_m – kanal orqali uzatilayotgan tokli (1) va toksiz (0) impulslar davriy ketma-ketligining birinchi garmonikasiga teng bo'ladi. Kanal orqali signal uzatish uchun talab etiladigan chastotalar polosasining eng kichik qiymati $F_{min} = F_m$ ga teng bo'ladi. Xalaqitlarsiz aloqa kanali orqali ikkilik signallarni uzatishning maksimal qiymati quyidagiga, Naykvist chegaraviy qiymatiga teng

$$C = V = 2F_m. \quad (7.28)$$

Signal o'tkazish imkoniyati tushunchasi nafaqat aloqa kanali uchun, uning signal o'tuvchi boshqa qismlariga ham tegishli. Bunda aloqa kanali birinchi qismining signal o'tkazish imkoniyati C' undan keyingi qismining signal o'tkazish imkoniyati C'' dan katta bo'lishi mumkin.

7.6. Xabarlarini statistik optimal kodlash

Xalaqitsiz diskret aloqa kanali uchun K. Shenon tomonidan quyidagi teorema asoslangan: *agar manbaning xabar ishlab chiqarish tezligi $R_m = C - \varepsilon$ bo'lsa, u holda ushbu xabarlarini aloqa kanali orqali to'liq uzatishni ta'minlovchi kodlash usuli mavjud, bunda $\varepsilon - C$ ga nisbatan kichik qiymat. Agar manbaning xabar ishlab chiqarish tezligi $R_m > C$ bo'lsa, hamma xabarlarini to'liq uzatish mumkin emas.*

Manba ishlab chiqarayotgan xabarlarida ortiqchalik qancha katta bo'lishidan qat'iy nazar ularni aloqa kanali orqali uzatish uchun $R_m \leq C - \varepsilon$ sharti bajarilishi lozim. Manbaning hamma xabarlarini aloqa kanali orqali uzatish uchun kanalning signal uzatish tezligi R manbaning xabar ishlab chiqarish tezligi R_m ga teng yoki undan katta, ya'ni $R \geq R_m$ bo'lishi va $C = R_{max}$ sharti bajarilishi kerak.

Aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyatidan samarali foydalanish uchun ushbuni ta'minlovchi xabarlarini kodlash usullaridan foydalanish kerak. Statistik yoki optimal kodlash deb xalaqitlarsiz aloqa kanalining signal o'tkazish imkoniyatidan iloji boricha to'liq foydalanishga asoslangan kodlash usuliga aytiladi. Optimal kodlashdan foydalanilganda, amalda, aloqa kanali orqali axborot uzatish tezligi R , aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati xabar manbaini uni uzatish aloqa kanali bilan moslashtirish natijasida uning axborot o'tkazish imkoniyatiga yaqinlashadi, ya'ni $R \rightarrow C$. Bu holda manbaning xabarlarini shunday kodlanishi kerakki, bunda signalni aloqa kanali orqali uzatishdagi cheklovchi ko'rsatkichlar to'liq e'tiborga olinishi kerak. Optimal kodning tarkibi xabar manbai statistik xarakteristikalariga va aloqa kanalining asosiy ko'rsatkichlariga bog'liq.

Xalaqitsiz ikkilik aloqa kanalini u orqali uzatishi kerak bo'lgan bir-biriga bog'liq bo'lmagan xabarlar manbai bilan moslashtiruvchi optimal kodlashning asoslarini ko'rib chiqamiz. Bu shartga asosan kodlash jarayoni manba xabarlarini ikkilik kodlar kombinatsiyalari bilan almashtirishdan iborat bo'ladi. Bunda manba xabarlarini va kod kombinatsiyalari orasida yagona funksional bog'liqlikni e'tiborga olsak, u holda kodlar kombinatsiyasi entropiyasi axborot manbai entropiyasiga teng bo'ladi, ya'ni

$$H(u) = H(a) \quad (7.29)$$

va aloqa kanali orqali signallarni uzatish tezligi (7.23) asosida quyidagi nisbat orqali aniqlanadi:

$$R = \frac{H(u)}{\bar{\tau}_k} = \frac{H(a)}{\bar{\tau}_k}, \quad (7.30)$$

(7.30) ifodada $\bar{\tau}_k$ – kodlar kombinatsiyasining o'rtacha davomiyligi.

Kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar soni turlicha bo'lgan – notekis kodlar uchun kodlar kombinatsiyasining o'rtacha davomiyligi (7.20) ifodaga o'xshash shaklda aniqlanadi:

$$\bar{\tau}_k = \sum_{i=1}^m \tau_{ki} P(a_i) = \tau_0 \sum_{i=1}^m n_i P(a_i), \quad (7.31)$$

bunda, τ_0 – kodning bitta elementi davomiyligi; $n_i - a_i$ xabarga mos keluvchi kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar soni.

(7.30) formulaga (7.10) va (7.31) ifodalarni qo'yish natijasida surati faqat xabar manbai statistik xarakteristikalarini va maxrajidagi τ_0 – aloqa kanali xarakteristikalarini orqali aniqlanadigan signal uzatish tezligi R ni aniqlash ifodasini olamiz:

$$R = \frac{-\sum_{i=1}^m P(a_i) \log P(a_i)}{\tau_0 \sum_{i=1}^m n_i P(a_i)}. \quad (7.32)$$

Ushbu (7.32) ifodani tahlil etish natijasida quyidagi savol paydo bo'ladi. Ikkilik aloqa kanali uchun signal o'tkazish imkoniyati $C = \frac{1}{\tau_0}$ ga teng bo'lgan maksimal signal uzatish tezligi R ni ta'minlovchi xabarni kodlash usuli bormi yoki yo'qmi? $R = C$ signal uzatish tezligini ta'minlash mumkin, agar quyidagi shart bajarilsa, ya'ni

$$n_i = -\log P(a_i) = A(a_i) \quad (7.33)$$

sharti bajarilganda. Bu shartni bajarish $\bar{\tau}_k$ ning eng kichik (minimal) qiymatida va R ning maksimal qiymatida amalga oshadi.

(7.33) ifodadan ko'rinadiki $n_i < A(a_i)$ qilib tanlash mumkin emas, chunki u holda $R > C$ bo'ladi va Shannon teoremasiga mos kelmaydi. (7.33) shartga mos keluvchi kodlardan biri bu Shannon-Fano kodi hisoblanadi. Ushbu Shannon-Fano kodini qurish asosi bilan tanishish uchun to'rtta a_1, a_2, a_3 va a_4 xabarlarni $P(a_1), P(a_2), P(a_3)$ va $P(a_4)$ ehtimolliklar bilan ishlab chiqaruvchi manba misolida ko'rib chiqamiz.

Hamma xabarlarni ehtimolliklari kichiklashib borish tartibida 7.1-jadval shaklida to'ldirib chiqamiz. So'ngra ularni ehtimolliklari yig'indisi bir-biriga yaqin bo'lgan ikki guruhga ajratamiz. Ko'rib chiqilayotgan misolda, birinchi guruhga ehtimolligi $P(a_1) = 0,5$ bo'lgan birinchi xabar va ikkinchi guruhga $P(a_2), P(a_3), P(a_4)$ ehtimolliklari yig'indisi $\sum P_{1,2,3} = 0,5$ bo'lgan a_2, a_3 va a_4 xabarlar kiradi. Birinchi guruhga kodning birinchi simvoli sifatida "0" ni, ikkinchi guruh kodining birinchi simvoli sifatida "1" ni biriktiramiz. So'ngra bu ikki guruh yana ikki ehtimolliklari yig'indisi bir-biriga yaqin guruhga bo'linadi, ularga "0" va "1" simvollari biriktiriladi. Ideal holatda guruhlariga birinchi bo'lishdan so'ng ularning ehtimolliklari 0,5 ga, ikkinchi guruhlariga bo'lishdan so'ng 0,25 va h.k. bo'lishi kerak. Ushbu guruhlariga bo'lish jarayoni guruhlarda bittadan xabar qolguncha davom ettiriladi.

Xabarlar ehtimolliklarining guruhlarga bo'lish

a_i	$P(a_i)$	Guruhlar			Kombinatsiyalar	n_i	$A(a_i)$
		I	II	III			
a_1	0,5}	0			0	1	1
a_2	0,25 }	1}	0		10	2	2
a_3	0,125 }	1}	1}	0	110	3	3
a_4	0,125 }	1}	1}	1	111	3	3

Xabarlar ehtimolligi taqsimoti ma'lum bo'lsa kod notekis bo'ladi, uning kodlari kombinatsiyalaridagi elementlari soni n_i turlicha bo'ladi. Yuqorida keltirilgan usulda kodlash (7.33) shartni hamma xabarlar uchun to'liq bajarilishini ta'minlaydi. Bir xil davomiylikka ega bo'lmagan – notekis kodlarni dekodlashda kodlar kombinatsiyalari orasidagi chegarani aniqlashda qiyinchilik paydo bo'ladi. Ushbu chegarani aniqlashda xatoliklarga yo'l qo'ymaslik uchun maxsus ajratuvchi belgilardan foydalaniladi. Masalan, Morze kodidan foydalanilganda harflar orasiga bitta tire davomiylikdagi "sukunat" ajratish belgisi uzatiladi. Qo'shimcha ajratish belgilarini uzatish qo'shimcha vaqt talab etadi, bu esa o'z navbatida axborot uzatish tezligini kamaytiradi.

Shennon-Fano kodining muhim xossalaridan biri u bir tekis emasligiga qaramasdan, ajratish belgilarini kiritishni talab etmaydi. Bunga sabab davomiylik kichik kodlar kombinatsiyaning boshlanishiga mos kelmaydi.

Shennon-Fano kodining bu xossasini quyidagi ketma-ketliklar asosida tushunib olish mumkin:

$$\underbrace{10}_{a_2} \quad \underbrace{0}_{a_1} \quad \underbrace{10}_{a_2} \quad \underbrace{110}_{a_3} \quad \underbrace{111}_{a_4} \quad \underbrace{0}_{a_1} \quad \underbrace{10}_{a_2}$$

Shunday qilib, kodlangan xabarning elementlari foydali axborot tashiydi va (7.33) shart bajarilgan taqdirda maksimal uzatish tezligini ta'minlaydi. Ushbu signal uzatish maksimal tezligini (7.32) formula asosida hisoblash mumkin:

$$R = \frac{-0,5 \log 0,5 - 0,25 \log 0,25 - 2 \cdot 0,125 \log 0,125}{(0,5 \cdot 1 + 0,25 \cdot 2 + 0,125 \cdot 3)\tau_0} = \frac{1,75}{1,75\tau_0} = \frac{1}{\tau_0} = C. \quad (7.34)$$

Taqqoslash uchun yuqorida keltirilgan a_1, a_2, a_3 va a_4 xabarlarni bir tekis – davomiylik bir xil bo'lgan ikkilik kod orqali kodlash usulini ko'rib chiqamiz. Bunda kodlar kombinatsiyasi quyidagi ifoda $m = 2^n$ orqali aniqlanadi (n – kodlar kombinatsiyasidagi elementar simvollar soni). $m = 4$ bo'lgani uchun $n = \log m = 2$ va har bir kodlar kombinatsiyasining davomiylik $2\tau_0$ ga teng bo'ladi. (7.34) ifodadagi hisoblashlarga o'xshash hisoblashlar natijasida quyidagi olamiz:

$$R = \frac{1,75}{2\tau_0} = \frac{0,875}{\tau_0} = 0,875C.$$

Bir tekis kodlash usulidan foydalanilganda aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyatidan to'liq foydalanilmaydi. (7.33) ifodadan optimal kodlashning asosiy prinsipi kelib chiqadi. Bu kodlashning asosiy prinsipidan quyidagi xulosani chiqarish mumkin. Manba ishlab chiqarishi ehtimolligi katta xabarlariga qisqa kodlar kombinatsiyalari va aksincha, kichik ehtimollikka ega xabarlariga nisbatan uzun kodlar kombinatsiyalari birlashtiriladi.

Bir-biriga bog'liq xabarlarni optimal kodlash "suriluvchi" kod deb ataluvchi kodlardan foydalanish asosida amalga oshiriladi. Bu tur "suriluvchi" kodlardan foydalanishda Shennon-Fano kodida kodlar simvollarini birlashtirish xabarlarining manba tomonidan ishlab chiqarilishi aprior ehtimolliklari asosida emas, ularning shartli ehtimolliklari asosida amalga oshiriladi. Joriy xabarga undan avvalgi xabarlar ehtimolliklari e'tiborga olingan holda u yoki bu kod kombinatsiyasi birlashtiriladi, ya'ni kod kombinatsiyasidagi elementlar soni $n_s = -\log P(a_s/a_1, \dots, a_r)$ ifoda asosida aniqlanadi.

Optimal kodlash usulidan foydalanilganda manba xabarlarini uzatuvchi signallarda hech qanday ortiqchalik bo'lmaydi. Koddagi ortiqchalikning yo'q bo'lishi uni dekodlash jarayonining xalaqitbardoshligi yomonlashishiga sabab bo'ladi. Bu holat bir-biriga bog'liq xabarlarni optimal kodlashda yaqqol namoyon bo'ladi. Misol uchun, "suriluvchi" koddan foydalanilganda bitta yagona xatolik, undan keyingi hamma signallarni noto'g'ri dekodlanishiga olib keladi. Shuning uchun optimal kodlardan xalaqitlar ta'siri kam aloqa kanallarida foydalanish tavsiya etiladi.

7.7. Xalaqitli diskret aloqa kanallarining axborot uzatish tezligi va axborot o'tkazish imkoniyati

Xalaqitlarsiz aloqa kanallarida Shennon teoremasi sharti bajarilganda aloqa kanali chiqishidagi axborot miqdori uning kirishiga manbadan berilgan axborot miqdoriga teng bo'ladi. Bunda agar kanal kirishiga u_i signal berilgan bo'lsa, uning chiqishida kirish signaliga to'liq mos keluvchi v_i signal paydo bo'ladi. Xalaqitlarsiz kanal orqali u_i signal uzatilganda qabullangan signal v_i dagi axborot miqdori u_i signaldagi axborot miqdoriga teng bo'ladi, ya'ni

$$A(u_i, v_i) = A(u_i) = \log \frac{1}{P(u_i)}. \quad (7.35)$$

(7.35) ifodadagi $P(u_i)$ u_i signalga nisbatan u uzatilgungacha bo'lgan noaniqlikning ehtimolligini bildiradi. Signal v_i qabul qilingandan so'ng unga nisbatan noaniqlik to'liq yo'qoladi, chunki u_i va v_i orasida yagona o'zgarmas moslik mavjud.

Agar aloqa kanalida xalaqitlar mavjud bo'lsa, u holda yuqorida keltirilgan mulohazalar o'zgaradi. Uzatilayotgan signal u_i ga xalaqit w ning ta'sirida u qayta tiklab bo'lmaydigan holatga – manbadan chiqqan axborotning bir qismi yo'qolishiga olib keladi. Xalaqitli kanal chiqishidagi qabul qilingan signal v_i ga

uzatilgan signal u ning bir nechtagiga turli ehtimolliklar bilan o'xshashi mumkin, ya'ni v_i signal qabul qilingandan so'ng ham uzatilgan signalga nisbatan noaniqlik saqlanib qoladi. Bunda v_i ni u ga mosligi qandaydir tasodifiylik xarakteriga ega bo'ladi. shuning uchun ushbu noaniqlik darajasi $P(u_i/v_i)$ – shartli aposterior ehtimollik orqali baholanadi. bunda hamma vaqt $P(u_i/v_i) < 1$ ligi e'tiborda saqlanishi kerak. Qoldiq noaniqlik $\log \frac{1}{P(u_i/v_i)}$ ni yo'qotish uchun kerak bo'ladigan axborot miqdori xalaqit ta'sirida yo'qotilgan axborot miqdoriga teng bo'ladi. U holda (7.9) formulaga asosan qabul qilingan axborot miqdori umumiy uzatilgan axborotdan yo'qotilgan axborotni ayirmasiga teng bo'ladi, ya'ni

$$A(u_i, v_i) = \log \frac{1}{P(u_i)} - \log \frac{1}{P(u_i/v_i)} = \log \frac{P(u_i/v_i)}{P(u_i)}. \quad (7.36)$$

Bitta xabar uzatilganda qabul qilingan axborotning o'rtacha miqdorini baholash uchun (7.36) ifodani u va v larning ansamblidagi hamma tashkil etuvchilari uchun o'rtachalashtirish kerak bo'ladi:

$$\begin{aligned} A(u, v) &= \overline{A(u, v_j)} = \sum_{i=1}^{m_u} \sum_{j=1}^{m_v} P(u_i, v_j) \cdot \log \frac{P(u_i/v_j)}{P(u_i)} = \\ &= \sum_{j=1}^{m_v} P(v_j) \cdot \sum_{i=1}^{m_u} P(u_i/v_j) \cdot \log \frac{P(u_i/v_j)}{P(u_i)}, \end{aligned} \quad (7.37)$$

bunda, $P(u_i, v_j) = P(v_j) \cdot P(u_i/v_j)$ – uzatilgan va qabul qilingan signallarning bir vaqtda paydo bo'lish ehtimolligi; m_u va m_v – kirish va chiqish signali ansamblidagi signallar soni (umumiy holda $m_u \neq m_v$).

$A(u, v)$ uzatilgan signal u ga nisbatan qabul qilingan signal v dagi axborot o'rtacha miqdorini ko'rsatadi. shuning uchun uni u va v orasidagi o'rtacha birgalikdagi axborot deb ataladi.

Odatda (7.37) ifoda ikki xil ko'rinishda tasvirlanadi. Ulardan birinchisi:

$$A(u, v) = H(u) - H(u/v), \quad (7.38)$$

bunda,

$$H(u) = - \sum_{i=1}^{m_u} \sum_{j=1}^{m_v} P(u_i, v_j) \cdot \log P(u_i) = - \sum_{i=1}^{m_u} P(u_i) \cdot \log P(u_i), \quad (7.39)$$

– uzatilgan signal u ning entropiyasi va

$$\begin{aligned} H(u/v) &= - \sum_{i=1}^{m_u} \sum_{j=1}^{m_v} P(u_i, v_j) \cdot \log P(u_i/v_j) = \\ &= - \sum_{j=1}^{m_v} P(v_j) \cdot \sum_{i=1}^{m_u} P(u_i/v_j) \cdot \log P(u_i/v_j), \end{aligned} \quad (7.40)$$

– shartli entropiya yoki noaniqlik (ishonchsizlik).

(7.38) ifodadan quyidagi xulosani chiqarish mumkin. Qabul qilingan axborotning o'rtacha miqdori aloqa kanalida xalaqitlar borligi uchun uzatilgan axborotning o'rtacha miqdoridan yo'qotilgan axborotning o'rtacha miqdori ayirmasiga teng.

O'zaro axborot o'rtacha miqdorining ikkinchi ko'rinishdagi ifodasini (7.37) formulaga shartli ehtimollik ifodasini qo'yish orqali olish mumkin. Tegishli almashtirishlardan so'ng quyidagi ifodani olamiz:

$$A(u, v) = H(v) - H(v/u), \quad (7.41)$$

bunda, $H(v)$ – kanal chiqishidagi signal entropiyasi, $H(v/u)$ – shovqin entropiyasiga teng bo'lgan shartli entropiya. Shartli shovqin entropiyasi bu kanal chiqishida olingan axborotning foydasiz qismi – uzatilgan signalga xalaqitlar ta'sirida hosil bo'lgan qismi hisoblanadi.

Xalaqitlarsiz aloqa kanallarining asosiy ko'rsatkichlari bo'lgan axborot uzatish tezligi va kanalning axborot o'tkazish imkoniyati ko'rsatkichlarini xalaqitli kanallar uchun ham tadbiiq etish mumkin. Bunda kanal orqali axborot uzatish tezligi quyidagicha aniqlanadi:

$$R = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{A(u_T, v_T)}{T}, \quad (7.42)$$

bunda, u_T va v_T – davomiyligi T ga teng bo'lgan uzatilayotgan va qabul qilinayotgan signallar.

(7.42) formuladan foydalanishning asosiy sharti bu uzatilayotgan u_T va qabul qilinayotgan v_T signallar uchun ergodiklik xossasining saqlanib qolishi hisoblanadi. v_T signal uchun ergodiklik xossasining saqlanib qolishi kanaldagi xalaqitlarning ham ergodiklik xossasiga ega ekanligini anglatadi.

Xalaqitli aloqa kanali orqali axborot uzatish tezligi quyidagicha aniqlanadi:

$$R = \frac{A(u, v)}{\bar{\tau}} = \frac{1}{\bar{\tau}} [H(u) - H(u/v)] = \frac{1}{\bar{\tau}} [H(v) - H(v/u)]. \quad (7.43)$$

Xalaqitli kanalning axborot o'tkazish imkoniyati uzatilayotgan signallarga bo'lgan ta'sirlarni e'tiborga olgandagi maksimal signal uzatish tezligiga teng bo'ladi:

$$C = R_{max}. \quad (7.44)$$

Davomiyligi bir xil $\tau = const$ bo'lgan signallardan foydalanilganda kanalning axborot o'tkazish imkoniyati quyidagicha aniqlanadi:

$$R = \frac{\max A(u, v)}{\tau} = \frac{[H(u) - H(u/v)]}{\tau} = \frac{[H(v) - H(v/u)]}{\tau}, \quad (7.45)$$

bunda, maksimum u signalning ansamblidagi hamma turlari uchun aniqlanadi.

Aprior ehtimolliklari $P(u_1)$ va $P(u_2)$ bo'lgan ikki bir-biriga bog'liq bo'lmagan signallar u_1 va u_2 ikkilik diskret signallarni uzatish xalaqitli aloqa kanalini ko'rib chiqamiz. u_1 va u_2 signallar to'g'ri qabul qilinsa kanal chiqishida mos ravishda v_1 va v_2 signallar hosil bo'ladi. Kanalda xalaqitlar borligi e'tiborga olinsa, u_1 signal o'rniga v_2 va u_2 signal o'rniga v_1 shartli ehtimolliklari $P(v_2/u_1)$ va $P(v_1/u_2)$ ga teng bo'ladi. Qabul qilingan signalning entropiyasini hisoblaymiz:

$$H(v) = -P(v_1) \log P(v_1) - P(v_2) \log P(v_2). \quad (7.46)$$

Qabul qilingan shovqin (xalaqit)ning entropiyasi quyidagiga teng bo'ladi:

$$H(v/u) = -P(u_1)[P(v_1/u_1) \log P(v_1/u_1) + P(v_2/u_1) \log P(v_2/u_1)] -$$

$$-P(u_2)[P(v_1/u_2) \log P(v_1/u_2) + P(v_2/u_2) \log P(v_2/u_2)]. \quad (7.47)$$

Agar aloqa kanalini simmetrik deb hisoblasak, u holda $P(v_2/u_1) = P(v_1/u_2) = P$ bo'ladi va to'liq xato qabullash ehtimolligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_0 = P(u_1)P(v_2/u_1) + P(u_2)P(v_1/u_2) = [P(u_1) + P(u_2)]P = P. \quad (7.48)$$

(7.48) ifodadan quyidagi natijalarni olamiz:

$$\left. \begin{aligned} P(v_2/u_1) &= P(v_1/u_2) = P_0 \\ P(v_1/u_1) &= 1 - P(v_2/u_1) = 1 - P_0 \\ P(v_2/u_2) &= 1 - P(v_1/u_2) = 1 - P_0 \end{aligned} \right\} \quad (7.49)$$

(7.49) ifodadagi natijalarni (7.47) ga kiritib quyidagini olamiz:

$$H(v/u) = P_0 \log \frac{1}{P_0} + (1 - P_0) \log \frac{1}{1 - P_0}. \quad (7.50)$$

(7.45) ifoda orqali kanalning axborot o'tkazish imkoniyatini aniqlash uchun $A(u, v) = [H(v) - H(v/u)]$ ning eng katta qiymatini ta'minlash kerak. Xato qabullash ehtimolligi berilgan holat uchun (7.30) ifodadan ko'rinadiki $H(v/u)$ o'zgarmas bo'lishi va $H(v)$ ni o'zgartirish orqali $A(u, v)$ ning maksimal qiymatini ta'minlash kerak bo'ladi.

Agar qabullangan v_1 va v_2 signallarning ehtimolliklari $P(v_1) = P(v_2) = 0,5$ bo'lsa, ularning (7.46) formula orqali aniqlanadigan entropiyalari $H(v)$ o'zining eng katta qiymati $H_0(v) = 1$ ga erishadi. ~

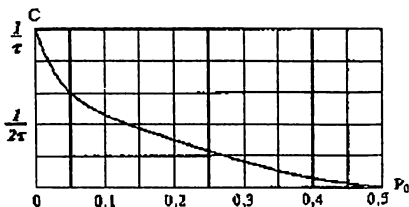
(7.46) va (7.50) ifodalarni (7.45) formulaga qo'yish natijasida ikkilik simmetrik kanalning axborot o'tkazish imkoniyatini aniqlash ifodasini olamiz:

$$C = \frac{1}{\tau} \left[1 - P_0 \log \frac{1}{P_0} - (1 - P_0) \log \frac{1}{1 - P_0} \right]. \quad (7.51)$$

Ko'p pozisiyalik simmetrik kanal uchun kirish va chiqish signallari bir-biriga teng bo'lgan, ya'ni $m_u = m_v = m > 2$ holatda kanalning axborot o'tkazish imkoniyati quyidagicha aniqlanadi:

$$C = \frac{1}{\tau} \left[\log m - P_0 \log \frac{m-1}{P_0} - (1 - P_0) \log \frac{1}{1 - P_0} \right]. \quad (7.52)$$

7.2-rasmda ikkilik kanal uchun C ning xato qabullash ehtimolligi P_0 ga bog'liqlik grafigi keltirilgan.



7.2-rasm. Ikkilik kanal axborot o'tkazish imkoniyatining xato qabullash ehtimolligiga bog'liqligi

Xato qabullash ehtimolligi P_0 ning kattalashishi kanalning axborot o'tkazish imkoniyatini kamayishiga olib keladi va $P_0 = 0,5$ bo'lganda $C = 0$ bo'ladi. Bu holatda (7.49) ifodaga asosan qabul qilinayotgan va uzatilayotgan signallar orasidagi bog'liqlik yo'qoladi: $P(v_1/u_1) = P(v_2/u_1) = \frac{1}{2}$ va $P(v_1/u_2) = P(v_2/u_2) = \frac{1}{2}$, $P_0 = 0,5$ – ikkilik kanal uchun chegaraviy hisoblanadi.

7.8. Xalaqitli diskret aloqa kanali uchun Shannon teoremasi

Xalaqitli diskret aloqa kanallari uchun K. Shannon axborot uzatishda asosiy bo'lgan teoremani isbot qildi. Bu teorema quyidagicha ta'riflanadi.

Agar manbaning xabar ishlab chiqarish tezligi $R_m \leq C - \varepsilon$ bo'lsa (ε – nisbatan kichik qiymat) shunday kodlash usuli mavjudki, u yordamida manbaning xabarlarini juda kichik xatolik ehtimolligi bilan uzatish mumkin. Agar $R_m > C$ bo'lsa, u holda bu xabarni kichik xatolik ehtimolligi bilan uzatish mumkin emas.

Aloqa kanali kirishiga u_i signallari ta'sir etib, uning chiqishida v_j signallari paydo bo'ladi deb faraz qilamiz. Bunda kanal orqali faqat u_i signallarning n tasidan iborat bo'lgan U_1, U_2, \dots, U_M tipik ketma-ketliklar uzatilishi mumkinligi sharti ham bajariladi deb hisoblaymiz. Bu holda kanal chiqishidagi V_1, V_2, \dots, V_N tipik ketma-ketlikdagi xatoliklar paydo bo'ladi: tipik signallar ketma-ketligining umumiy soni M quyidagiga teng bo'ladi

$$M = 2^{nH(u)}, \quad (7.53)$$

bunda, $H(u)$ – kirish signali u ning entropiyasi. Mos ravishda chiqish signallari tipik ketma-ketliklari soni quyidagicha aniqlanadi:

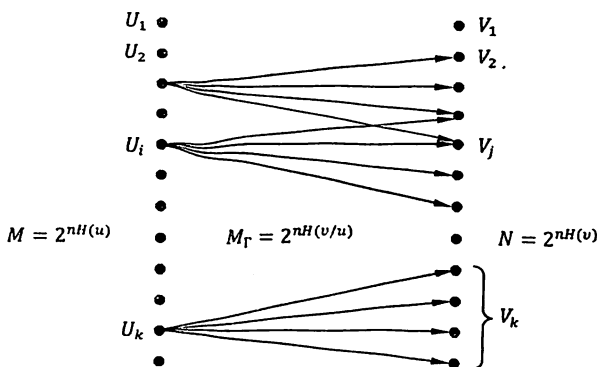
$$N = 2^{nH(v)}, \quad (7.54)$$

bunda, $H(v)$ – chiqish signali v ning entropiyasi.

Xalaqitlar ta'sirida kanal kirishidagi U signallar va chiqishidagi V signallar orasida mutanosiblik buziladi, ya'ni U_i ketma-ketlik uzatilganda chiqish signallari V_j ketma-ketlikdan biri U_i ga mos bo'lmagani, ya'ni $i \neq j$ ketma-ketlik paydo bo'ladi. Bu jarayonni tushuntiruvchi chizma 7.3-rasmda keltirilgan.

Xatoliklar ketma-ketligi tipik bo'lgani uchun U_i ni V_j ga o'tish ehtimolligi ham tipik bo'ladi. U_i ning har bir ketma-ketligiga tegishli o'tish guruhlarini mos keladi, ular o'z navbatida U_i ning uzatilganligi haqidagi noaniqlikni ta'riflaydi. Bu noaniqliklar soni $nH(v/u)$ ko'paytma orqali aniqlanadi ($H(v/u)$ – xalaqit (shovqin)ning shartli entropiyasi). Kanal chiqish signali har bir guruhidagi tipik o'tishlar soni quyidagiga teng bo'ladi:

$$M_G = 2^{nH(v/u)}. \quad (7.55)$$



7.3-rasm. Tipik ketma-ketliklarning xalaqitli kanal orqali uzatilgandagi o'tish sxemasi

Umuman olganda kirish signallari U_i ning xalaqitlar ta'sirida chiqish signallari V_j larga o'tishi bir-biri bilan kesishishi mumkin. Yuqori darajadagi aniqlik (ehtimollik) bilan V_j ning U_i ga mosligini aniqlash uchun kanal chiqishida hosil bo'ladigan V signal guruhlari orasidagi farqni kattalashtirish kerak. Shuning uchun kirish signallari to'plami U ning ma'lum bir qismidan axborot uzatish uchun foydalanish kerak bo'ladi. Kanal orqali axborot tashish uchun tanlangan ketma-ketliklarni U_m va ular sonini M_m bilan belgilaymiz. Axborot tashuvchi signal ketma-ketliklari soni M_m ni qabul qilingan signallarni dekodlashdagi yuz beradigan xatoliklar ehtimolligi bilan bog'liqligini aniqlaymiz. U_m ning V_j ga hamma tipik xato o'tishlari ehtimolligi bir-biriga teng. shuning uchun xatoliklar umumiy ehtimolligi hamma kesishgan o'tishlar ehtimolliklari yig'indisi $P_{o'}$ ga teng bo'ladi. O'tish xatoliklari ehtimolligi $P_{o'}$ ni hisoblash uchun xabarlar tashuvchi signal U_m ketma-ketligi to'plamini bilish kerak, ya'ni signalni uzatishda foydalaniladigan kodlash usulini bilish kerak. U_m lar optimal ketma-ketligini tanlash yetarli darajada murakkab masala hisoblanadi. Masalani soddalashtirish uchun xabar uzatadigan U_m signallarni U lar jami ketma-ketligidan tasodifiy usulda tanlanadi. Bu holda U_m ni V ga o'tishi boshqa o'tishlar bilan kesishishi ehtimolligi taxminan hamma o'tishlar sonining hamma chiqish signali V ning tipik ketma-ketliklari soniga nisbatiga teng bo'ladi. Natijada chiqish signalini dekodlashdagi xatolik ehtimolligi P_{dx} quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{dx} = P_{o'} = \frac{M_m \cdot M_G}{N} = g. \quad (7.56)$$

Dekodlash o'tish xatoligini bunday baholash uncha aniq natija bermasa ham P_{dx} ni M_m ga bog'liqligini to'g'ri ifodalaydi.

7.2-rasm. Ikkilik kanal axborot o'tkazish imkoniyatining xato qabullash ehtimolligiga bog'liqligi

Xato qabullash ehtimolligi P_0 ning kattalashishi kanalning axborot o'tkazish imkoniyatini kamayishiga olib keladi va $P_0 = 0,5$ bo'lganda $C = 0$ bo'ladi. Bu holatda (7.49) ifodaga asosan qabul qilinayotgan va uzatilayotgan signallar orasidagi bog'liqlik yo'qoladi: $P(v_1/u_1) = P(v_2/u_1) = \frac{1}{2}$ va $P(v_1/u_2) = P(v_2/u_2) = \frac{1}{2}$, $P_0 = 0,5$ – ikkilik kanal uchun chegaraviy hisoblanadi.

7.8. Xalaqitli diskret aloqa kanali uchun Shannon teoremasi

Xalaqitli diskret aloqa kanallari uchun K. Shannon axborot uzatishda asosiy bo'lgan teoremani isbot qildi. Bu teorema quyidagicha ta'riflanadi.

Agar manbaning xabar ishlab chiqarish tezligi $R_m \leq C - \varepsilon$ bo'lsa (ε – nisbatan kichik qiymat) shunday kodlash usuli mavjudki, u yordamida manbaning xabarlarini juda kichik xatolik ehtimolligi bilan uzatish mumkin. Agar $R_m > C$ bo'lsa, u holda bu xabarni kichik xatolik ehtimolligi bilan uzatish mumkin emas.

Aloqa kanali kirishiga u_i signallari ta'sir etib, uning chiqishida v_j signallari paydo bo'ladi deb faraz qilamiz. Bunda kanal orqali faqat u_i signallarning n tasidan iborat bo'lgan U_1, U_2, \dots, U_M tipik ketma-ketliklar uzatilishi mumkinligi sharti ham bajariladi deb hisoblaymiz. Bu holda kanal chiqishidagi V_1, V_2, \dots, V_N tipik ketma-ketlikdagi xatoliklar paydo bo'ladi: tipik signallar ketma-ketligining umumiy soni M quyidagiga teng bo'ladi

$$M = 2^{nH(u)}, \quad (7.53)$$

bunda, $H(u)$ – kirish signali u ning entropiyasi. Mos ravishda chiqish signallari tipik ketma-ketliklari soni quyidagicha aniqlanadi:

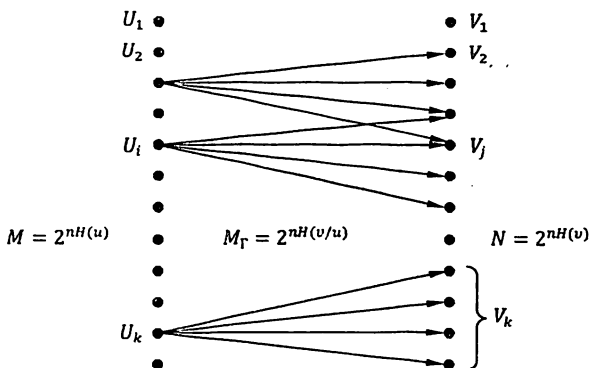
$$N = 2^{nH(v)}, \quad (7.54)$$

bunda, $H(v)$ – chiqish signali v ning entropiyasi.

Xalaqitlar ta'sirida kanal kirishidagi U signallar va chiqishidagi V signallar orasida mutanosiblik buziladi, ya'ni U_i ketma-ketlik uzatilganda chiqish signallari V_j ketma-ketlikdan biri U_i ga mos bo'lmagani, ya'ni $i \neq j$ ketma-ketlik paydo bo'ladi. Bu jarayonni tushuntiruvchi chizma 7.3-rasmda keltirilgan.

Xatoliklar ketma-ketligi tipik bo'lgani uchun U_i ni V_j ga o'tish ehtimolligi ham tipik bo'ladi. U_i ning har bir ketma-ketligiga tegishli o'tish guruhlarini mos keladi, ular o'z navbatida U_i ning uzatilganligi haqidagi noaniqlikni ta'riflaydi. Bu noaniqliklar soni $nH(v/u)$ ko'paytma orqali aniqlanadi ($H(v/u)$ – xalaqit (shovqin)ning shartli entropiyasi). Kanal chiqish signali har bir guruhidagi tipik o'tishlar soni quyidagiga teng bo'ladi:

$$M_G = 2^{nH(v/u)}. \quad (7.55)$$



7.3-rasm. Tipik ketma-ketliklarning xalaqitli kanal orqali uzatilgandagi o'tish sxemasi

Umuman olganda kirish signallari U_i ning xalaqitlar ta'sirida chiqish signallari V_j larga o'tishi bir-biri bilan kesishishi mumkin. Yuqori darajadagi aniqlik (ehtimollik) bilan V_j ning U_i ga mosligini aniqlash uchun kanal chiqishida hosil bo'ladigan V signal guruhlari orasidagi farqni kattalashtirish kerak. Shuning uchun kirish signallari to'plami U ning ma'lum bir qismidan axborot tashish uchun foydalanish kerak bo'ladi. Kanal orqali axborot tashish uchun tanlangan ketma-ketliklarni U_m va ular sonini M_m bilan belgilaymiz. Axborot tashuvchi signal ketma-ketliklari soni M_{Γ} ni qabul qilingan signallarni dekodlashdagi yuz beradigan xatoliklar ehtimolligi bilan bog'liqligini aniqlaymiz. U_m ning V_j ga hamma tipik xato o'tishlari ehtimolligi bir-biriga teng, shuning uchun xatoliklar umumiy ehtimolligi hamma kesishgan o'tishlar ehtimolliklari yig'indisi $P_{o'}$ ga teng bo'ladi. O'tish xatoliklari ehtimolligi $P_{o'}$ ni hisoblash uchun xabarlar tashuvchi signal U_m ketma-ketligi to'plamini bilish kerak, ya'ni signalni uzatishda foydalaniladigan kodlash usulini bilish kerak. U_m lar optimal ketma-ketligini tanlash yetarli darajada murakkab masala hisoblanadi. Masalani soddalashtirish uchun xabar uzatadigan U_m signallarni U lar jami ketma-ketligidan tasodifiy usulda tanlanadi. Bu holda U_m ni V ga o'tishi boshqa o'tishlar bilan kesishishi ehtimolligi taxminan hamma o'tishlar sonining hamma chiqish signali V ning tipik ketma-ketliklari soniga nisbatiga teng bo'ladi. Natijada chiqish signalini dekodlashdagi xatolik ehtimolligi P_{dx} quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{dx} = P_{o'} = \frac{M_m \cdot M_G}{N} = g. \quad (7.56)$$

Dekodlash o'tish xatoligini bunday baholash uncha aniq natija bermasa ham P_{dx} ni M_m ga bog'liqligini to'g'ri ifodalaydi.

Aloqa kanalini xabar manbai bilan moslashtirishda manbaning har bir tipik ketma-ketligiga signal U_m ketma-ketliklaridan biri birlashtiriladi, shuning uchun ularning soni M_m manba tipik ketma-ketliklar soniga teng qilib tanlanadi.

Agar manba entropiyasi H_m ga teng bo'lsa, u holda foydalaniladigan tipik ketma-ketliklar soni M_m quyidagiga teng bo'ladi:

$$M_m = 2^{nH_m}. \quad (7.57)$$

(7.56) ifodaga (7.57) va (7.55), (7.54) lar orqali aniqlangan M_m , M_G va N larni qo'yib hamda logarifmlab manba entropiyasi H_m ni aniqlaymiz:

$$H_m = H(v) - H(v/u) = \frac{1}{n} \log \frac{1}{g}. \quad (7.58)$$

(7.58) ifodani xabarlar o'rtacha davomiyligi $\bar{\tau}$ ga bo'lib (7.43) formula asosida quyidagini olamiz:

$$R_m = R - \varepsilon, \quad \text{bunda} \quad \varepsilon = \frac{1}{n\bar{\tau}} \log \frac{1}{g}.$$

Aloqa kanali orqali xabar maksimal tezlikda uzatilsa, ya'ni $\max R = C$ bo'lsa, u holda

$$R_m = C - \varepsilon. \quad (7.59)$$

bo'ladi.

(7.56) ifodadan ko'rinadiki dekodlash xatoligi ehtimolligi P_{dx} ni kichiklashtirish uchun g ning qiymatini juda kichiklashtirish kerak bo'ladi. (7.58) ifodaga asosan ε ning qiymati talab darajasida kichik bo'lishi uchun tipik ketma-ketliklardagi xabarlar soni n ni kattalashtirish kerak. Qolgan, shu vaqtgacha ko'rib chiqilgan n ta xabarning tipik bo'lmagan ketma-ketliklarini yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlovchi murakkab signallar bilan kodlash mumkin. Bunda ushbu kodlangan signallarning davomiyligi kattalashishini e'tiborga olmasa ham bo'ladi, chunki bu tipik bo'lmagan ketma-ketliklarning paydo bo'lish ehtimolligi juda kichik bo'lib, bu kanal orqali axborot uzatish tezligining kamayishiga deyarli ta'sir etmaydi.

Shunday qilib, bir vaqtning o'zida dekodlash xatoligi ehtimolligi P_{dx} ning va ε ning juda kichik bo'lishini ta'minlash Shannon teoremasining to'g'riligini isbotlaydi.

Shannon teoremasining teskarisini, $R > C$ bo'lgan holat uchun dekodlash xatoligi ehtimolligini P_{dx} ning kichik bo'lishini ta'minlab bo'lmaydi, chunki bu holda $M_m \cdot M_G > N$ bo'ladi va hamma vaqt U ning V ga kesishib o'tish holati yuz beradi, bu esa o'z navbatida qabul qilingan V ni U ning qaysi biriga mos kelishini aniqlashda noaniqlik paydo bo'ladi.

Xabar signallari davomiyligi τ ni oshirib uni aloqa kanali orqali uzatilishidagi xatolik P_0 ni kichiklashtirish, ya'ni dekodlashda yuqori darajada xalaqitbardoshlikni ta'minlash faqat signal uzatish tezligini kichiklashtirish hisobiga amalga oshirilishi mumkin. Shannon teoremasi aloqa kanalida xalaqitlarning borligi va signallar kanallar orqali xato uzatilishi o'z-o'zidan signallarni kichik xatolik ehtimolligi bilan dekodlashga to'siqlik ko'rsatmaydi,

faqat axborot uzatish maksimal tezligini chegaralaydi. Dekodlashning yuqori darajada to'g'ri bo'lishi va signal uzatish tezligining cheklangan miqdorda bo'lishi bir-biriga to'siqlik qilmaydi. Shennon teoremasining axborot uzatish nazariyasi va texnikasi uchun muhimligi ham yuqorida keltirilgan fikrlarda. Shu bilan birga Shennon teoremasi eng kichik ehtimollik bilan dekodlash va yuqori tezlikda axborot uzatishni ta'minlash uchun foydalanishi kerak bo'lgan kodlash usulini aniq ko'rsatmaydi.

Shennon teoremasiga asoslanib xabar signallari kodlanadigan ketma-ketlikni biriktirishga asoslangan umumiy usul kodlash qurilmasining juda murakkablashishiga olib keladi va signalni kechikish vaqtining kattalashishiga sabab bo'ladi. Shuning uchun bu usuldan foydalanib axborot uzatish uni amalga oshirish nuqtai-nazaridan samarasiz hisoblanadi. Ammo teorema kodlanadigan xabarlarini biriktirish yagona usul deb ta'kidlamaydi. Shuning uchun hozirda Shennon teoremasida ta'kidlangan yuqori xalaqitbardoshlik va axborot uzatish tezligini ta'minlovchi injenerlik nuqtai-nazaridan amalga oshirish mumkin bo'lgan kodlash usullarini yaratish ustida izlanishlar olib borilmoqda.

Xabarlarini yuqori xalaqitbardoshlik (asliga moslik) bilan uzatish uchun ortiqchaligi bor kodlardan foydalanish kerak. Agar $R = C$ bo'lsa, u holda (7.43) ifodaga asosan o'rtacha o'zaro axborot quyidagiga teng bo'ladi:

$$A(u, v) = \bar{r} \cdot C.$$

Xalaqitsiz aloqa kanalida o'zaro axborot o'zining eng katta qiymatiga erishadi, ya'ni

$$A(u, v)_{max} = \bar{r} \cdot C_{max}.$$

U holda (7.15) ifodaga o'xshash holda ortiqchalik koeffitsienti quyidagiga teng bo'ladi:

$$\kappa = 1 - \frac{A(u, v)}{A(u, v)_{max}} = 1 - \frac{C}{C_{max}}. \quad (7.60)$$

(7.60) ifodadan quyidagi xulosani chiqarish mumkin. Xabarlarini iloji boricha kichik dekodlash xatoligi bilan uzatish uchun ortiqchaligi κ ga teng bo'lgan ortiqchalikli kodni topish mumkin. Ikkilik (binar) signallarni uzatishdagi eng kichik (minimal) ortiqchalik quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\kappa = P_0 \log \frac{1}{P_0} + (1 - P_0) \log \frac{1}{1 - P_0}. \quad (7.61)$$

7.9. Uzluksiz signallarning entropiyalari

Uzluksiz signallarni xalaqitli aloqa kanali orqali uzatishda qabul qilingan $x(t)$ signallar uzatilgan uzluksiz vaqt funksiyasi bo'lgan, ma'lum bir to'plamdagi signallardan biri bo'lgan $s(t)$ ning buzilgan ko'rinishlaridan biri bo'ladi. Hamma real signallarning asosiy energiyasi cheklangan ΔF polosada bo'ladi. Bunday

uzluksiz signallar Kotelnikov teoremasiga asosan o'zlarining $\Delta t = \frac{1}{2\Delta F}$ sek oraliqlarida olingan oniy qiymatlari orqali qayta tiklanishi mumkin.

Aloqa kanalida uzluksiz signalga xalaqitlar ta'sir etgani uchun uning Δt vaqtlarda olingan turli oniy qiymatlari sathi chekli bo'ladi. Signalning bu sathlarini qandaydir diskret signallarning to'plami deb hisoblash mumkin. Bu uzluksiz signallardagi axborot miqdorini va kanal axborot o'tkazish imkoniyatini diskret xabarlarni o'rganishda olingan natijalaridan foydalanishga imkoniyat beradi.

Uzatilgan s_i signalning bitta $k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatidagi axborot miqdorini aniqlaymiz. Buni (7.36) tenglik asosida undagi ehtimollikni tegishli ehtimollik zichligi orqali ifodalash va ΔS ning qiymatini nolga intilgan holatida erishiladi:

$$A(s_i, x_i) = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{P(s_i/x_i)\Delta S}{P(s_i)\Delta S} = \log \frac{P(s_i/x_i)}{P(s_i)}. \quad (7.62)$$

Uzluksiz signalning bitta oniy qiymatidagi axborotning o'rtacha qiymati (7.62) ifodani s va x larning hamma qiymatlari uchun o'rtachalashtirish orqali aniqlanadi:

$$\bar{A}(s, x) = \int_S \int_X P(s, x) A(s, x) ds dx = \int_S \int_X P(s, x) \log \frac{P(s, x)}{P(s)} ds dx, \quad (7.63)$$

bunda, $P(s, x)$ – hodisaning bir vaqtda yuz berish ehtimolligi; S va X lar s va x larning mavjud qiymatlari to'plami.

(7.63) ifodani entropiyalar ayirmasi ko'rinishida ifodalash mumkin:

$$\bar{A}(s, x) = H(s) - H(s/x), \quad (7.64)$$

bunda,

$$H(s) = - \int_S \int_X P(s, x) \log P(s) ds dx = - \int_S P(s) \log P(s) ds. \quad (7.65)$$

$H(s)$ kattalik signallarning axborotlilikgi xossasini xarakterlaydi va yozilish shakli bo'yicha diskret xabar entropiyasiga o'xshash. (7.65) ifodada ehtimollikning differensial taqsimoti $P(s)$ ishtirok etgani uchun $H(x)$ – signal s ning differensial entropiyasi deb ataladi.

$H(s/x)$ – signal s ning shartli differensial entropiyasi deb yuritiladi va quyidagicha ifodalanadi:

$$H(s, x) = - \int_S \int_X P(s, x) \log P(s, x) ds dx. \quad (7.66)$$

Diskret aloqa kanali uchun avval keltirilgan ifodaga o'xshash (7.64) ni ham boshqacha ko'rinishda yozish mumkin:

$$\bar{A}(s, x) = H(x) - H(x/s), \quad (7.67)$$

bunda, $H(x)$ – signal x ning differensial entropiyasi; $H(x, s)$ – signal x ning shartli differensial entropiyasi bo'lib, uni shovqin entropiyasi deb ham ataladi.

Uzluksiz taqsimot entropiyasining ko'p xossalari diskret taqsimot entropiyasi xususiyatlariga o'xshash. Agar uzluksiz signal s qiymatlari s_1 va s_2 qiymatlarining orasida chegaralangan bo'lsa, ya'ni $s_1 \leq s \leq s_2$ bo'lsa, u holda uning entropiyasi $H(s)$ o'zining eng katta (maksimal) qiymati $\log(s_2 - s_1)$ ga erishadi, bunda signal bir tekis taqsimot qonuniga mos kelishi kerak:

$$P(s) = \frac{1}{s_2 - s_1}. \quad (7.68)$$

Agar signalning o'rtacha kvadratik qiymati chegaralangan bo'lsa, ya'ni

$$\int_{-\infty}^{\infty} s^2 P(s) ds = \sigma^2$$

bo'lgan holat uchun uning entropiyasi normal taqsimot qonuni

$$P(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7.69)$$

ga mos kelgan holda o'zining eng katta qiymatiga erishadi, ya'ni

$$H(s)_{max} = \log(\sqrt{2\pi e} \cdot \sigma). \quad (7.70)$$

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, diskret signalning entropiyasidan farqli uzluksiz signalning differensial entropiyasi uning o'lchamiga bog'liq bo'ladi. Shuning uchun uzluksiz signalning differensial entropiyasi undagi axborot miqdorining o'lchami bo'lmay, xabar manbaiga xos bo'lgan noaniqlik darajasini xarakterlaydi. Faqatgina differensial entropiyalarning farqi (7.67) axborot o'rtacha qiymati $\bar{A}(s, x)$ ning miqdorini aniqlash imkoniyatini beradi.

7.10. Uzluksiz aloqa kanalining signal uzatish tezligi va signal o'tkazish imkoniyati

Davomiyligi T bo'lgan uzluksiz signaldagi axborotning o'rtacha qiymati $\bar{A}_T(s, x)$ ni aniqlash uchun uning aloqa kanali kirishidagi s_1, s_2, \dots, s_n va chiqishidagi x_1, x_2, \dots, x_n larning $n = 2TF$ ta oniy qiymatlarini ko'rib chiqish kerak bo'ladi. Buning uchun (7.64) va (7.70) ifodalarga o'xshash quyidagilarni yozish mumkin:

$$\bar{A}_T(s, x) = \begin{cases} H_T(s) - H_T(s/x), \\ H_T(x) - H_T(x/s), \end{cases} \quad (7.71)$$

bunda,

$$H_T(s) = - \int_{x_1} \int_{x_2} \dots \int_{x_n} P(x_1, x_2, \dots, x_n) \log P(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1 dx_2 \dots dx_n,$$

$$H_T(x/s) = - \int_{s_1} \int_{s_2} \dots \int_{s_n} \int_{x_1} \int_{x_2} \dots \int_{x_n} P(s_1, s_2, \dots, s_n, x_1, x_2, \dots, x_n) \times \\ \times \log P(s_1, s_2, \dots, s_n/x_1, x_2, \dots, x_n) ds_1 ds_2 \dots ds_n dx_1 dx_2 \dots dx_n.$$

uzluksiz signallar Kotelnikov teoremasiga asosan o'zlarining $\Delta t = \frac{1}{2\Delta F}$ sek oraliqlarida olingan oniy qiymatlari orqali qayta tiklanishi mumkin.

Aloqa kanalida uzluksiz signalga xalaqitlar ta'sir etgani uchun uning Δt vaqtlarda olingan turli oniy qiymatlari sathi chekli bo'ladi. Signalning bu sathlarini qandaydir diskret signallarning to'plami deb hisoblash mumkin. Bu uzluksiz signallardagi axborot miqdorini va kanal axborot o'tkazish imkoniyatini diskret xabarlarini o'rganishda olingan natijalaridan foydalanishga imkoniyat beradi.

Uzatilgan s_i signalning bitta $k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatidagi axborot miqdorini aniqlaymiz. Buni (7.36) tenglik asosida undagi ehtimollikni tegishli ehtimollik zichligi orqali ifodalash va ΔS ning qiymatini nolga itilgan holatida erishiladi:

$$A(s_i, x_i) = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{P(s_i/x_i)\Delta S}{P(s_i)\Delta S} = \log \frac{P(s_i/x_i)}{P(s_i)}. \quad (7.62)$$

Uzluksiz signalning bitta oniy qiymatidagi axborotning o'rtacha qiymati (7.62) ifodani s va x larning hamma qiymatlari uchun o'rtachalashtirish orqali aniqlanadi:

$$\bar{A}(s, x) = \int_S \int_X P(s, x) A(s, x) ds dx = \int_S \int_X P(s, x) \log \frac{P(s, x)}{P(s)} ds dx, \quad (7.63)$$

bunda, $P(s, x)$ – hodisaning bir vaqtda yuz berish ehtimolligi; S va X lar s va x larning mavjud qiymatlari to'plami.

(7.63) ifodani entropiyalar ayirmasi ko'rinishida ifodalash mumkin:

$$\bar{A}(s, x) = H(s) - H(s/x), \quad (7.64)$$

bunda,

$$H(s) = - \int_S \int_X P(s, x) \log P(s) ds dx = - \int_S P(s) \log P(s) ds. \quad (7.65)$$

$H(s)$ kattalik signallarning axborotliligi xossasini xarakterlaydi va yozilish shakli bo'yicha diskret xabar entropiyasiga o'xshash. (7.65) ifodada ehtimollikning differensial taqsimoti $P(s)$ ishtirok etgani uchun $H(x)$ – signal s ning differensial entropiyasi deb ataladi.

$H(s/x)$ – signal s ning shartli differensial entropiyasi deb yuritiladi va quyidagicha ifodalanadi:

$$H(s, x) = - \int_S \int_X P(s, x) \log P(s, x) ds dx. \quad (7.66)$$

Diskret aloqa kanali uchun avval keltirilgan ifodaga o'xshash (7.64) ni ham boshqacha ko'rinishda yozish mumkin:

$$\bar{A}(s, x) = H(x) - H(x/s), \quad (7.67)$$

bunda, $H(x)$ – signal x ning differensial entropiyasi; $H(x, s)$ – signal x ning shartli differensial entropiyasi bo'lib, uni shovqin entropiyasi deb ham ataladi.

Uzluksiz taqsimot entropiyasining ko'p xossalari diskret taqsimot entropiyasi xususiyatlariga o'xshash. Agar uzluksiz signal s qiymatlari s_1 va s_2 qiymatlarining orasida chegaralangan bo'lsa, ya'ni $s_1 \leq s \leq s_2$ bo'lsa, u holda uning entropiyasi $H(s)$ o'zining eng katta (maksimal) qiymati $\log(s_2 - s_1)$ ga erishadi, bunda signal bir tekis taqsimot qonuniga mos kelishi kerak:

$$P(s) = \frac{1}{s_2 - s_1}. \quad (7.68)$$

Agar signalning o'rtacha kvadratik qiymati chegaralangan bo'lsa, ya'ni

$$\int_{-\infty}^{\infty} s^2 P(s) ds = \sigma^2$$

bo'lgan holat uchun uning entropiyasi normal taqsimot qonuni

$$P(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7.69)$$

ga mos kelgan holda o'zining eng katta qiymatiga erishadi, ya'ni

$$H(s)_{max} = \log(\sqrt{2\pi e} \cdot \sigma). \quad (7.70)$$

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, diskret signalning entropiyasidan farqli uzluksiz signalning differensial entropiyasi uning o'lchamiga bog'liq bo'ladi. Shuning uchun uzluksiz signalning differensial entropiyasi undagi axborot miqdorining o'lchami bo'lmay, xabar manbaiga xos bo'lgan noaniqlik darajasini xarakterlaydi. Faqatgina differensial entropiyalarning farqi (7.67) axborot o'rtacha qiymati $\bar{A}(s, x)$ ning miqdorini aniqlash imkoniyatini beradi.

7.10. Uzluksiz aloqa kanalining signal uzatish tezligi va signal o'tkazish imkoniyati

Davomiyligi T bo'lgan uzluksiz signaldagi axborotning o'rtacha qiymati $\bar{A}_T(s, x)$ ni aniqlash uchun uning aloqa kanali kirishidagi s_1, s_2, \dots, s_n va chiqishidagi x_1, x_2, \dots, x_n larning $n = 2TF$ ta oniy qiymatlarini ko'rib chiqish kerak bo'ladi. Buning uchun (7.64) va (7.70) ifodalarga o'xshash quyidagilarni yozish mumkin:

$$\bar{A}_T(s, x) = \begin{cases} H_T(s) - H_T(s/x), \\ H_T(x) - H_T(x/s), \end{cases} \quad (7.71)$$

bunda,

$$H_T(s) = - \int_{x_1} \int_{x_2} \dots \int_{x_n} P(x_1, x_2, \dots, x_n) \log P(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1 dx_2 \dots dx_n,$$

$$H_T(x/s) = - \int_{s_1} \dots \int_{s_n} \int_{x_1} \dots \int_{x_n} P(s_1, s_2, \dots, s_n, x_1, x_2, \dots, x_n) \times \\ \times \log P(s_1, s_2, \dots, s_n/x_1, x_2, \dots, x_n) ds_1 ds_2 \dots ds_n dx_1 dx_2 \dots dx_n.$$

$H_T(x)$ va $H_T(s/x)$ larning entropiyalari (7.71) ifodada keltirilgan $H_T(s)$ va $H_T(x/s)$ lar uchun ifodalardagi s va x o'zgaruvchilarning o'rinlarini almashtirish orqali amalga oshiriladi. Uzlüksiz aloqa kanali orqali axborot uzatish tezligi quyidagicha aniqlanadi:

$$R = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\bar{A}_T(s, x)}{T}. \quad (7.72)$$

Uzlüksiz aloqa kanali orqali axborot uzatish maksimal tezligi ushbu aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyatini belgilaydi:

$$C = \max R = \max \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\bar{A}_T(s, x)}{T}. \quad (7.73)$$

Ushbu (7.73) ifodada R ning maksimal qiymati kirish signali s ning hamma qiymatlari to'plami uchun aniqlanadi.

Normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi, energetik spektri bir xil taqsimlangan ergodik tasodifiy additiv xalaqit $w(t)$ ta'sirida bo'lgan uzlüksiz kanalning axborot o'tkazish imkoniyatini aniqlaymiz. Signal va shovqinsimon xalaqitning quvvatlarining o'rtacha qiymati P_c va P_{sh} bilan, spektri kengligi ΔF bilan chegaralangan.

(7.71) va (7.73) ifodalarga asosan quyidagi formulani olamiz:

$$C = \max \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} [H_T(x) - H_T(x/s)]. \quad (7.74)$$

Dastlab $H_T(x/s)$ qiymatini aniqlaymiz. Shu maqsadda bitta oniy qiymatga mos keluvchi shovqin entropiyasini ko'rib chiqamiz. Entropiyaning bu qiymati $P(s/x) = P(s) \cdot P(x/s)$ tenglikni e'tiborga olsak, quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$H(x/s) = - \int_{-\infty}^{\infty} P(s) \int_{-\infty}^{\infty} P(x/s) \log P(x/s) ds dx. \quad (7.75)$$

Axborotning bu entropiyasi $H(x/s)$ signal va shovqinning kanal chiqishidagi $x = s + w$ qiymati, additiv shovqin w ning qiymatlari orqali aniqlanadi. Shuning uchun

$$P(x/s) = P_{sh}(x - s), \quad (7.76)$$

bunda, $P_{sh}(x - s)$ – shovqin zichligi ehtimolligi.

(7.76) ifodani (7.75) ga kiritib va x ni $s + w$ bilan almashtirib qabul qilingan signal shartli entropiyasini aniqlaymiz:

$$H(x/s) = - \int_{-\infty}^{\infty} P(s) \int_{-\infty}^{\infty} P_{sh}(w) \log P_{sh}(w) ds dw. \quad (7.77)$$

(7.77) ifodada $\int_{-\infty}^{\infty} P(s) ds = 1$ ligini e'tiborga olib, quyidagiga ega bo'lamiz:

$$H(x/s) = - \int_{-\infty}^{\infty} P_{sh}(w) \log P_{sh}(w) dw = H(w). \quad (7.78)$$

Shunday qilib, shartli entropiya $H(x/s)$ additiv xalaqitli aloqa kanali chiqishida ushbu $P_{sh}(w)$ ning ehtimolligi taqsimotiga bog'liq bo'lib, buni "shovqin entropiyasi" atamasi tasdiqlaydi. Shuning uchun uzluksiz davomiyligi T ga teng bo'lgan va $n = 2TF$ ta oniy qiymatlarga ega bo'lgan ($s + w$) signalning shartli entropiyasi quyidagiga teng bo'ladi, ya'ni

$$H_T(x, s) = H_T(w) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} P_{sh}(w_1, w_2, \dots, w_n) \times \\ \times \log P_w(w_1, w_2, \dots, w_n) dw_1 dw_2 \dots dw_n. \quad (7.79)$$

Spektri quvvati ΔF polosada bir tekis tarqalgan shovqinning bir-biridan $\Delta t = \frac{1}{2F}$ oraliqlarda olingan oniy qiymatlarining o'zaro korrelyatsiyasi nolga teng bo'ladi, oniy qiymatlari ketma-ketligi bir-biriga bog'liq bo'lmaydi. Bu shovqinning oniy qiymatlari bir-biri bilan statistik bog'liq emasligi uchun shovqinning umumiy entropiyasi shovqin stasionar tasodifiy jarayon bo'lganligi uchun uning n ta oniy qiymatlari yig'indisiga teng bo'ladi.

Shuning uchun shovqinning umumiy entropiyasi quyidagiga teng bo'ladi:

$$H_T(w) = 2TF \log \sqrt{2\pi e P_{sh}}, \quad (7.80)$$

bunda, $\sqrt{P_{sh}} = \sigma$.

Entropiyaning $H_T(x, s) = H_T(w)$ qiymati uchun aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati $H_T(x)$ ning qiymatini eng katta bo'lishiga erishish orqali aniqlanadi. $H_T(x)$ ning eng katta (maksimal) qiymatiga chiqish signali x va shovqin w lar ehtimollik normal taqsimot qonuniga bo'ysungan va bir tekis spektrga ega bo'lgan holatida erishiladi. Shuning uchun

$$\max H_T(x) = 2TF \log \sqrt{2\pi e (P_c + P_{sh})}. \quad (7.81)$$

(7.81) ifoda signal s va xalaqit w bir-biriga bog'liq bo'lmagan tasodifiy jarayonlar bo'lgani uchun x signalning quvvati signal s va shovqin w lar quvvatlarining yig'indisiga, ya'ni $P_c + P_{sh}$ (7.81) ifodani (7.74) ga kiritib quyidagi natijani olamiz:

$$C = F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{sh}} \right). \quad (7.82)$$

Chiqish signali x va shovqin w larning har biri normal taqsimot qonuniga bo'ysungani uchun $s = x - w$ ham normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Bundan quyidagi muhim xulosani chiqarish mumkin: aloqa kanali orqali axborot uzatishning maksimal tezligiga erishish uchun normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi va spektri quvvati zichligi bir tekis bo'lgan signallardan foydalanish kerak.

K.Shennon tomonidan yaratilgan (7.82) ifoda axborot uzatish nazariyasi va texnikasida muhim o'rin egallagan. Ushbu (7.82) ifoda zamonaviy axborot uzatish tizimlarini yaratishda erishish mumkin bo'lgan chegaraviy imkoniyatni belgilaydi.

Shovqin spektri bir tekisligini e'tiborga olib, uning quvvatini $P_{sh} = N_0 F$ orqali ifodalab (7.82) formulani quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$C = F \log \left(1 + \frac{P_c}{N_0 F} \right). \quad (7.83)$$

Aloqa kanalining polosasi F kattalashgan sari uning axborot o'tkazish imkoniyati ham uzluksiz oshib boradi va quyidagi kattalikka intiladi:

$$C_{max} = \frac{P_c}{N_0} \log e = 1,44 \frac{P_c}{N_0}, \quad \frac{\text{jufklik}}{\text{sek}}. \quad (7.84)$$

(7.83) formulani quyidagicha ham talqin etish mumkin: aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C va shovqinning energetik spektri N_0 berilgan bo'lsa, u holda P_c va F orasida teskari bog'lanish mavjud bo'lib, u signal spektrini kengaytirish hisobiga uning quvvatini kichiklashtirish imkoniyati borligini ko'rsatadi.

Spektri bir tekis signal va shovqinlar uchun olingan (7.82) ifodani spektri bir tekis tarqalmagan (joylashmagan) holat uchun ham qo'llash mumkin. Agar signal spektri $G_c(f)$ va shovqin spektri $G_{sh}(f)$ bo'lsa, aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C o'zining eng katta qiymatiga erishishi uchun

$$G_c(f) + G_{sh}(f) = \text{const} \quad (7.85)$$

sharti bajarilishi kerak, ya'ni signal quvvati shovqin quvvati kichiklashgan polosada kattalashishi va buning aksi bo'lishi kerak. Masalani yana quyidagicha ham qo'yish mumkin: agar (7.85) shart bajarilsa shovqinning spektri qanday qiymatga ega bo'lganda aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati o'zining eng kichik – minimal qiymatiga erishadi. Bu shart – spektri bir tekis bo'lgan holat "oq shovqin" uchun bajarilar ekan. Shunday qilib, "oq shovqin" spektri quvvati aloqa kanali polosasida bir tekis tarqalgan xalaqit shovqin kanalning axborot o'tkazish imkoniyatini eng katta darajada kichiklashtiruvchi eng havfli xalaqit hisoblanadi.

Endi, uzluksiz xabarlar manbaining xabar ishlab chiqarish imkoniyati va uni uzatish sifatiga aloqa kanalidagi xalaqitlarning ta'sirini ko'rib chiqamiz. Uzluksiz xabarlarni chegaralovchi hech qanday to'sqinliklar unga ta'sir ko'rsatmasa, u holda bu xabarlardagi axborot miqdori (7.1) ifodaga muvofiq cheksiz katta bo'ladi:

$$A(u) = -\log P(u) = \lim[-\log \Delta U \cdot P(u)] = \infty.$$

Shuning uchun bunday xabarlarning manbai cheksiz katta miqdordagi axborotlar ishlab chiqish imkoniyatiga ega bo'ladi. Axborot miqdori va manbaining xabarlar ishlab chiqarish imkoniyati ma'lum bir chekli qiymatga va mazmunga ega bo'lishi uchun uzluksiz xabar $u(t)$ ni uzatishda talab etiladigan aniqlikni baholash kerak bo'ladi. Qabul qilingan xabarning aniqlik darajasi uni ro'yxatga oluvchi yoki o'lchovchi qurilmaning xususiy noaniqlik bilan ishlash darajasiga bog'liq. Odatda noaniqlik miqdoran qabul qilingan xabar $v(t)$ ning uzatilgan xabar $u(t)$ dan o'rtacha kvadratik farqlanishi orqali baholanadi:

$$\bar{\varepsilon}^2 = \overline{[v(t) - u(t)]^2}. \quad (7.86)$$

Yuqoridagi ifodadan ko'rinadiki, $\bar{\varepsilon}^2$ qancha kichik bo'lsa, $v(t)$ dagi axborotning o'rtacha miqdori $u(t)$ dagi axborotning shuncha ko'p qismiga ega bo'ladi va manbaining axborot ishlab chiqarish imkoniyati shuncha katta bo'ladi.

$A(u, v)$ ning $\bar{\epsilon}^2 \leq \epsilon$ holatdagi qiymati uning epsilon entropiyasi deb ataladi:

$$H_\epsilon(u) = \min_{\bar{\epsilon}^2 \leq \epsilon} A(u, v). \quad (7.87)$$

U holda uzluksiz xabar manbaining xabar ishlab chiqarish imkoniyati quyidagiga teng bo'ladi:

$$R_m = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{H_\epsilon(u)}{T}. \quad (7.88)$$

Axborot o'tkazish imkoniyati C ga teng bo'lgan kirishiga xabar ishlab chiqarish imkoniyati R_m ga teng bo'lgan manba ulangan uzluksiz aloqa kanali uchun Shannon tomonidan quyidagi teorema isbotlangan. Agar manbaining xabar ishlab chiqarish tezligi R , aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C dan kichik, ya'ni $R < C$ bo'lsa va manba xabarlarini baholashdagi xatolik (farqlanish) $\bar{\epsilon}^2$ berilgan bo'lsa, u holda hamma uzluksiz xabarlarini aloqa kanali chiqishida $\bar{\epsilon}^2$ dan kichik farqlanish bilan uzatishni ta'minlovchi kodlash usuli mavjud.

Boshqacha qilib aytganda, aloqa kanali chiqishida xabar $v(t)$ ni qayta tiklashdagi xalaqit ta'sirida yuz bergan farqlanishni juda kichik, sezilarsiz bo'lishini ta'minlash mumkin.

Aloqa kanali orqali axborot uzatish tezligi umuman olganda qabullash qurilmasi chiqishidagi axborot oqimi tezligi bilan beligilanadi. Agar aloqa kanali chiqishidagi xabar $v(t)$ va xalaqit $w(t)$ normal taqsimot qonuniga bo'ysunsa va bir tekis spektrga ega bo'lsa, u holda

$$C = \Delta F_p \log \left(1 + \frac{P_c^*}{P_{sh}^*} \right), \quad (7.89)$$

bunda, ΔF_p – qabul qilinayotgan xabar spektri kengligi, odatda u qabullash qurilmasining signal spektri tashkil etuvchilari o'tkazish polosasiga teng bo'ladi; P_c^* – qabul qilingan $v(t)$ xabarning o'rtacha quvvati; P_{sh}^* – qabullash qurilmasi chiqishidagi shovqin o'rtacha quvvati.

7.11. Axborot uzatish tizimlarining samaradorligi

Aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C uning axborot uzatish maksimal tezligini, ya'ni ideal kodlash usulidan foydalanilganda erishish mumkin bo'lgan tezlikning eng katta chegaraviy qiymatini belgilaydi.

Tabiiyki real aloqa kanallarida signal uzatish tezligi R uning axborot o'tkazish imkoniyati C dan kichik. R ning C dan farqlanish darajasi axborot uzatish tizimining qanchalik mutanosib tanlangani va undan qanchalik samarali foydalanishligiga bog'liq. Axborot uzatish tizimining samaradorligini eng umumlashgan holda baholovchi ko'rsatkich bu kanaldan foydalanish koeffisienti hisoblanadi:

$$\eta = \frac{R}{C}. \quad (7.90)$$

$$C = F \log \left(1 + \frac{P_c}{N_0 F} \right). \quad (7.83)$$

Aloqa kanalining polosasi F kattalashgan sari uning axborot o'tkazish imkoniyati ham uzluksiz oshib boradi va quyidagi kattalikka intiladi:

$$C_{max} = \frac{P_c}{N_0} \log e = 1,44 \frac{P_c}{N_0} \cdot \frac{\text{jufklik}}{\text{sek}}. \quad (7.84)$$

(7.83) formulani quyidagicha ham talqin etish mumkin: aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C va shovqinning energetik spektri N_0 berilgan bo'lsa, u holda P_c va F orasida teskari bog'lanish mavjud bo'lib, u signal spektrini kengaytirish hisobiga uning quvvatini kichiklashtirish imkoniyati borligini ko'rsatadi.

Spektri bir tekis signal va shovqinlar uchun olingan (7.82) ifodani spektri bir tekis tarqalmagan (joylashmagan) holat uchun ham qo'llash mumkin. Agar signal spektri $G_c(f)$ va shovqin spektri $G_{sh}(f)$ bo'lsa, aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C o'zining eng katta qiymatiga erishishi uchun

$$G_c(f) + G_{sh}(f) = \text{const} \quad (7.85)$$

sharti bajarilishi kerak, ya'ni signal quvvati shovqin quvvati kichiklashgan polosada kattalashishi va buning aksi bo'lishi kerak. Masalani yana quyidagicha ham qo'yish mumkin: agar (7.85) shart bajarilsa shovqinning spektri qanday qiymatga ega bo'lganda aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati o'zining eng kichik – minimal qiymatiga erishadi. Bu shart – spektri bir tekis bo'lgan holat “oq shovqin” uchun bajarilar ekan. Shunday qilib, “oq shovqin” spektri quvvati aloqa kanali polosasida bir tekis tarqalgan xalaqit shovqin kanalning axborot o'tkazish imkoniyatini eng katta darajada kichiklashtiruvchi eng havfli xalaqit hisoblanadi.

Endi, uzluksiz xabarlar manbaining xabar ishlab chiqarish imkoniyati va uni uzatish sifatiga aloqa kanalidagi xalaqitlarning ta'sirini ko'rib chiqamiz. Uzluksiz xabarlarni chegaralovchi hech qanday to'sqinliklar unga ta'sir ko'rsatmasa, u holda bu xabarlardagi axborot miqdori (7.1) ifodaga muvofiq cheksiz katta bo'ladi:

$$A(u) = -\log P(u) = \lim[-\log \Delta U \cdot P(u)] = \infty.$$

Shuning uchun bunday xabarlarning manbai cheksiz katta miqdordagi axborotlar ishlab chiqish imkoniyatiga ega bo'ladi. Axborot miqdori va manbaining xabarlar ishlab chiqarish imkoniyati ma'lum bir chekli qiymatga va mazmunga ega bo'lishi uchun uzluksiz xabar $u(t)$ ni uzatishda talab etiladigan aniqlikni baholash kerak bo'ladi. Qabul qilingan xabarning aniqlik darajasi uni ro'yxatga oluvchi yoki o'lchovchi qurilmaning xususiy noaniqlik bilan ishlash darajasiga bog'liq. Odatda noaniqlik miqdoran qabul qilingan xabar $v(t)$ ning uzatilgan xabar $u(t)$ dan o'rtacha kvadratik farqlanishi orqali baholanadi:

$$\bar{\varepsilon}^2 = \overline{[v(t) - u(t)]^2}. \quad (7.86)$$

Yuqoridagi ifodadan ko'rinadiki, $\bar{\varepsilon}^2$ qancha kichik bo'lsa, $v(t)$ dagi axborotning o'rtacha miqdori $u(t)$ dagi axborotning shuncha ko'p qismiga ega bo'ladi va manbaining axborot ishlab chiqarish imkoniyati shuncha katta bo'ladi.

$A(u, v)$ ning $\bar{\varepsilon}^2 \leq \varepsilon$ holatdagi qiymati uning epsilon entropiyasi deb ataladi:

$$H_\varepsilon(u) = \min_{\bar{\varepsilon}^2 \leq \varepsilon} A(u, v). \quad (7.87)$$

U holda uzluksiz xabar manbaining xabar ishlab chiqarish imkoniyati quyidagiga teng bo'ladi:

$$R_m = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{H_\varepsilon(u)}{T}. \quad (7.88)$$

Axborot o'tkazish imkoniyati C ga teng bo'lgan kirishiga xabar ishlab chiqarish imkoniyati R_m ga teng bo'lgan manba ulangan uzluksiz aloqa kanali uchun Shannon tomonidan quyidagi teorema isbotlangan. Agar manbaining xabar ishlab chiqarish tezligi R , aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C dan kichik, ya'ni $R < C$ bo'lsa va manba xabarlarini baholashdagi xatolik (farqlanish) $\bar{\varepsilon}^2$ berilgan bo'lsa, u holda hamma uzluksiz xabarlarini aloqa kanali chiqishida $\bar{\varepsilon}^2$ dan kichik farqlanish bilan uzatishni ta'minlovchi kodlash usuli mavjud.

Boshqacha qilib aytganda, aloqa kanali chiqishida xabar $v(t)$ ni qayta tiklashdagi xalaqit ta'sirida yuz bergan farqlanishni juda kichik, sezilarsiz bo'lishini ta'minlash mumkin.

Aloqa kanali orqali axborot uzatish tezligi umuman olganda qabullash qurilmasi chiqishidagi axborot oqimi tezligi bilan belgilanadi. Agar aloqa kanali chiqishidagi xabar $v(t)$ va xalaqit $w(t)$ normal taqsimot qonuniga bo'ysunsa va bir tekis spektrga ega bo'lsa, u holda

$$C = \Delta F_p \log \left(1 + \frac{P_c^*}{P_{sh}^*} \right), \quad (7.89)$$

bunda, ΔF_p – qabul qilinayotgan xabar spektri kengligi, odatda u qabullash qurilmasining signal spektri tashkil etuvchilari o'tkazish polosasiga teng bo'ladi; P_c^* – qabul qilingan $v(t)$ xabarning o'rtacha quvvati; P_{sh}^* – qabullash qurilmasi chiqishidagi shovqin o'rtacha quvvati.

7.11. Axborot uzatish tizimlarining samaradorligi

Aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati C uning axborot uzatish maksimal tezligini, ya'ni ideal kodlash usulidan foydalanilganda erishish mumkin bo'lgan tezlikning eng katta chegaraviy qiymatini belgilaydi.

Tabiiyki real aloqa kanallarida signal uzatish tezligi R uning axborot o'tkazish imkoniyati C dan kichik. R ning C dan farqlanish darajasi axborot-uzatish tizimining qanchalik mutanosib tanlangani va undan qanchalik samarali foydalanishligiga bog'liq. Axborot uzatish tizimining samaradorligini eng umumlashgan holda baholovchi ko'rsatkich bu kanaldan foydalanish koeffitsienti hisoblanadi:

$$\eta = \frac{R}{C}. \quad (7.90)$$

Diskret axborotlarni uzatish tizimlari uchun $\eta = \eta_1 \cdot \eta_2$ bo'lib, bunda η_1 va η_2 mos ketma-ketlikda kodlash va modulyatsiyalash turining samaradorligi. Xabar ortiqchaligi $\kappa_1 = 1 - \eta_1$ va signal ortiqchaligi $\kappa_2 = 1 - \eta_2$ tushunchalarini kiritib

$$\eta = 1 - \kappa \quad (7.91)$$

ifodani olamiz. Bunda $\kappa = \kappa_1 + \kappa_2 - \kappa_1\kappa_2$ - axborot uzatish tizimining to'liq ortiqchaligi.

Bir qator amaliy masalalarni yechishda axborot uzatish tizimining samaradorligini baholashda signal quvvatidan foydalanish koeffisientidan foydalaniladi:

$$\eta_P = \frac{R}{P_C/N_0}, \quad (7.92)$$

bunda, N_0 - xalaqitning quvvat zichligi.

Ba'zi hollarda aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar polosasidan foydalanish koeffisientidan ham foydalaniladi, ya'ni

$$\eta_F = \frac{R}{F}. \quad (7.93)$$

Aloqa kanalidan foydalanish (7.91) aloqa tizimining samaradorligi undagi ortiqchalik orqali to'liq aniqlanadi. ya'ni axborot uzatish tizimining samaradorligini oshirishga uning xabar va signal uzatishlardagi ortiqchaliklarini kamaytirish orqali erishish mumkin.

Xabarlardagi ortiqchalik uning elementlarining bir tekis (bir tartibda) takrorlanmasligi, ya'ni bir xil ehtimollikka ega emasligida, ular orasida statistik bog'liqlik mavjudligidadir. Kodlash natijasida birlamchi signal ehtimolligini boshqacha aytganda, qayta taqsimlash, ya'ni kod kombinatsiyalaridagi elementar simvollarining taqsimlanishi ehtimolligini optimalga yaqinlashtirish, diskret xabarlar uchun uning elementlarining taqsimoti ehtimolligi bir xil va uzluksiz xabarlarini uzatishda normal taqsimot qonuniga keltirish mumkin. Bunday qayta taqsimlash xabar elementlarining taqsimoti ehtimolligiga bog'liq bo'lgan ortiqchalikni yo'qotish imkonini beradi. Bunday kodlash usuliga Shennon-Fano kodi misol bo'ladi.

Xabarning alohida simvollarini kodlashdan simvollar guruhini kodlashga o'tib, ushbu simvollar guruhlari orasidagi bog'liqlikni yo'qotish orqali ortiqchalikni yanada kamaytirish mumkin. Bunday kodlashning asosini yiriklashtirish usuli belgilaydi. Bu usul quyidagicha amalga oshiriladi. Birlamchi xabar har birida k tadan simvollar bo'lgan qismlarga bo'linadi. Bu bo'laklarga xabarlarining yiriklashgan qismlari deb qarash mumkin. Bu bo'laklar orasidagi bog'liqliklar ehtimolligi birlamchi xabar elementlari orasidagi bog'liqliklarga qaraganda kichik bo'ladi. Guruhlardagi elementlar soni k qancha ko'p bo'lsa, guruhlari orasidagi bog'liqlik ehtimolligi shuncha kam bo'ladi. Natijada yiriklashtirilgan guruhlar ularning ehtimolligi taqsimotini e'tiborga olib kodlanadi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, k ta elementdan iborat yiriklashgan guruhlarni kodlash uchun kod asosi dastlabki m ga qaraganda katta, ya'ni $m_G = m^k$ bo'ladi.

Aloqa kanali orqali uzatiladigan radiosignallardagi ortiqchalik tashuvchi turi va modulyatsiya usuliga bog'liq. Odatda modulyatsiya jarayoni modulyatsiyalangan signal spektrini birlamchi xabar signali spektriga nisbatan kengayishiga olib keladi. Polosaning bu kengayishi ortiqchalik hisoblanadi. Modulyatsiyalangan signal spektrining polosasi kengligi tashuvchi turiga bog'liq bo'lib, sinusoidal shakldagi tashuvchidan, impulslar ketma-ketligi va shovqinsimon (tasodifiysimon) tashuvchilarga o'tishda kengayib boradi. Vaholanki signal uzatish samaradorligini oshirish uchun, ortiqchalikni kamaytirish uchun ortiqchaligi kam modulyatsiya usulidan foydalanish kerak. Bunday modulyatsiya usuliga bir polosali amplituda modulyatsiya usulini misol qilib ko'rsatish mumkin. Bir xil modulyatsiyalangan signal spektri birlamchi modulyatsiyalovchi signal spektriga teng spektrga ega bo'lib, chastotaviy ortiqchalik bo'lmaydi.

Ammo aloqa tizimining samaradorligi haqida fikr yuritilganda xalaqitbardoshlik qabul qilingan signal $v(t)$ ning uzatilgan xabar signali $u(t)$ ga moslik darajasini – asliga moslik masalasini ham unutmaslik kerak. Ortiqchalikni yo'qotish yoki qisman kamaytirish signal uzatish samaradorligini oshiradi, ammo xalaqitbardoshlik (asliga moslik)ning yomonlashishiga olib keladi va ortiqchalikni oshirish qabul qilingan signalning asliga moslik darajasi yuqori bo'lishini ta'minlaydi. Misol uchun, telegramma matnida ortiqchaliklarni yo'qotish undagi xatoliklarni to'g'rilash inkoniyatini kamaytiradi – ohir oqibatda xalaqitbardoshlikning yomonlashishiga olib keladi. Ortiqchaliklar saqlanib qolgan holatda xalaqitbardoshlik yuqori bo'ladi.

Ko'pgina kodlash usullarida kodlar kombinatsiyalariga ortiqchalik maxsus kiritiladi, bu uning xalaqitbardoshligini oshiradi. Bunday kodlarga korreksiyalovchi kodlarni misol qilib keltirish mumkin.

Xuddi shunga o'xshash, modulyatsiyalangan signallardagi chastotalar polosasining kengayishi – chastotaviy ortiqchalik ham xalaqitbardoshlik darajasining kattalashishiga asos bo'ladi. Misol uchun, chastotasi modulyatsiyalangan signallardan foydalanilganda amplitudasi modulyatsiyalangan signalga nisbatan (signal-xalaqit bir xil saqlanib qolgan holatda) yuqori xalaqitbardoshlikka ega. Xuddi shuningdek impuls-kod modulyatsiyasidan foydalanilganda xalaqitbardoshlik yanada katta bo'ladi. Shovqinsimon tashuvchidan foydalanish ChM signalga nisbatan yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlash bilan birga spektri ma'lum polosada to'plangan kvazigarmonik xalaqitlarga va aloqa kanalidagi tasodifiy so'nishlarga nisbatan xalaqitbardoshlikni oshiradi. Xulosa qilib aytganda, modulyatsiyalangan signalning spektri qancha kengaysa shunga mos ravishda ushbu signalning xalaqitbardoshligi shuncha katta bo'ladi.

Shunday qilib, axborot uzatish tizimlarini baholashda: chastotalar polosasidan samarali foydalanish va xalaqitbardoshlikni birinchi navbatda e'tiborga olish kerak.

Diskret axborotlarni uzatish tizimlari uchun $\eta = \eta_1 \cdot \eta_2$ bo'lib, bunda η_1 va η_2 mos ketma-ketlikda kodlash va modulyatsiyalash turining samaradorligi. Xabar ortiqchaligi $\kappa_1 = 1 - \eta_1$ va signal ortiqchaligi $\kappa_2 = 1 - \eta_2$ tushunchalarini kiritib

$$\eta = 1 - \kappa \quad (7.91)$$

ifodani olamiz. Bunda $\kappa = \kappa_1 + \kappa_2 - \kappa_1\kappa_2$ - axborot uzatish tizimining to'liq ortiqchaligi.

Bir qator amaliy masalalarni yechishda axborot uzatish tizimining samaradorligini baholashda signal quvvatidan foydalanish koeffitsientidan foydalaniladi:

$$\eta_P = \frac{R}{P_c/N_0}, \quad (7.92)$$

bunda, N_0 - xalaqitning quvvat zichligi.

Ba'zi hollarda aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar polosasidan foydalanish koeffitsientidan ham foydalaniladi, ya'ni

$$\eta_F = \frac{R}{F}. \quad (7.93)$$

Aloqa kanalidan foydalanish (7.91) aloqa tizimining samaradorligi undagi ortiqchalik orqali to'liq aniqlanadi, ya'ni axborot uzatish tizimining samaradorligini oshirishga uning xabar va signal uzatishlardagi ortiqchaliklarini kamaytirish orqali erishish mumkin.

Xabarlardagi ortiqchalik uning elementlarining bir tekis (bir tartibda) takrorlanmasligi, ya'ni bir xil ehtimollikka ega emasligida, ular orasida statistik bog'liqlik mavjudligidadir. Kodlash natijasida birlamchi signal ehtimolligini boshqacha aytganda, qayta taqsimlash, ya'ni kod kombinatsiyalaridagi elementar simvollarining taqsimlanishi ehtimolligini optimalga yaqinlashtirish, diskret xabarlar uchun uning elementlarining taqsimoti ehtimolligi bir xil va uzluksiz xabarlarini uzatishda normal taqsimot qonuniga keltirish mumkin. Bunday qayta taqsimlash xabar elementlarining taqsimoti ehtimolligiga bog'liq bo'lgan ortiqchalikni yo'qotish imkonini beradi. Bunday kodlash usuliga Shennon-Fano kodi misol bo'ladi.

Xabarning alohida simvollarini kodlashdan simvollar guruhini kodlashga o'tib, ushbu simvollar guruhlari orasidagi bog'liqlikni yo'qotish orqali ortiqchalikni yanada kamaytirish mumkin. Bunday kodlashning asosini yiriklashtirish usuli belgilaydi. Bu usul quyidagicha amalga oshiriladi. Birlamchi xabar har birida k tadan simvollar bo'lgan qismlarga bo'linadi. Bu bo'laklarga xabarlarining yiriklashgan qismlari deb qarash mumkin. Bu bo'laklar orasidagi bog'liqliklar ehtimolligi birlamchi xabar elementlari orasidagi bog'liqliklarga qaraganda kichik bo'ladi. Guruhlardagi elementlar soni k qancha ko'p bo'lsa, guruhlar orasidagi bog'liqlik ehtimolligi shuncha kam bo'ladi. Natijada yiriklashtirilgan guruhlar ularning ehtimolligi taqsimotini e'tiborga olib kodlanadi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, k ta elementdan iborat yiriklashgan guruhlarni kodlash uchun kod asosi dastlabki m ga qaraganda katta, ya'ni $m_G = m^k$ bo'ladi.

Aloqa kanali orqali uzatiladigan radiosignallardagi ortiqchalik tashuvchi turi va modulyatsiya usuliga bog'liq. Odatda modulyatsiya jarayoni modulyatsiyalangan signal spektrini birlamchi xabar signali spektriga nisbatan kengayishiga olib keladi. Polosaning bu kengayishi ortiqchalik hisoblanadi. Modulyatsiyalangan signal spektrining polosasi kengligi tashuvchi turiga bog'liq bo'lib, sinusoidal shakldagi tashuvchidan, impulslar ketma-ketligi va shovqinsimon (tasodifiysimon) tashuvchilarga o'tishda kengayib boradi. Vaholanki signal uzatish samaradorligini oshirish uchun, ortiqchalikni kamaytirish uchun ortiqchaligi kam modulyatsiya usulidan foydalanish kerak. Bunday modulyatsiya usuliga bir polosali amplituda modulyatsiya usulini misol qilib ko'rsatish mumkin. Bir xil modulyatsiyalangan signal spektri birlamchi modulyatsiyalovchi signal spektriga teng spektrga ega bo'lib, chastotaviy ortiqchalik bo'lmaydi.

Ammo aloqa tizimining samaradorligi haqida fikr yuritilganda xalaqitbardoshlik qabul qilingan signal $v(t)$ ning uzatilgan xabar signali $u(t)$ ga moslik darajasini – asliga moslik masalasini ham unutmash kerak. Ortiqchalikni yo'qotish yoki qisman kamaytirish signal uzatish samaradorligini oshiradi, ammo xalaqitbardoshlik (asliga moslik)ning yomonlashishiga olib keladi va ortiqchalikni oshirish qabul qilingan signalning asliga moslik darajasi yuqori bo'lishini ta'minlaydi. Misol uchun, telegramma matnida ortiqchaliklarni yo'qotish undagi xatoliklarni to'g'rilash imkoniyatini kamaytiradi – ohir oqibatda xalaqitbardoshlikning yomonlashishiga olib keladi. Ortiqchaliklar saqlanib qolgan holatda xalaqitbardoshlik yuqori bo'ladi.

Ko'pgina kodlash usullarida kodlar kombinatsiyalariga ortiqchalik maxsus kiritiladi, bu uning xalaqitbardoshligini oshiradi. Bunday kodlarga korreksiyalovchi kodlarni misol qilib keltirish mumkin.

Xuddi shunga o'xshash, modulyatsiyalangan signallardagi chastotalar polosasining kengayishi – chastotaviy ortiqchalik ham xalaqitbardoshlik darajasining kattalashishiga asos bo'ladi. Misol uchun, chastotasi modulyatsiyalangan signallardan foydalanilganda amplitudasi modulyatsiyalangan signalga nisbatan (signal-xalaqit bir xil saqlanib qolgan holatda) yuqori xalaqitbardoshlikka ega. Xuddi shuningdek impuls-kod modulyatsiyasidan foydalanilganda xalaqitbardoshlik yanada katta bo'ladi. Shovqinsimon tashuvchidan foydalanish ChM signalga nisbatan yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlash bilan birga spektri ma'lum polosada to'plangan kvazigarmonik xalaqitlarga va aloqa kanalidagi tasodifiy so'nishlarga nisbatan xalaqitbardoshlikni oshiradi. Xulosa qilib aytganda, modulyatsiyalangan signalning spektri qancha kengaysa shunga mos ravishda ushbu signalning xalaqitbardoshligi shuncha katta bo'ladi.

Shunday qilib, axborot uzatish tizimlarini baholashda: chastotalar polosasidan samarali foydalanish va xalaqitbardoshlikni birinchi navbatda e'tiborga olish kerak.

Diskret axborotlarni uzatish tizimlari uchun $\eta = \eta_1 \cdot \eta_2$ bo'lib, bunda η_1 va η_2 mos ketma-ketlikda kodlash va modulyatsiyalash turining samaradorligi. Xabar ortiqchaligi $\kappa_1 = 1 - \eta_1$ va signal ortiqchaligi $\kappa_2 = 1 - \eta_2$ tushunchalarini kiritib

$$\eta = 1 - \kappa \quad (7.91)$$

ifodani olamiz. Bunda $\kappa = \kappa_1 + \kappa_2 - \kappa_1\kappa_2$ - axborot uzatish tizimining to'liq ortiqchaligi.

Bir qator amaliy masalalarni yechishda axborot uzatish tizimining samaradorligini baholashda signal quvvatidan foydalanish koeffisientidan foydalaniladi:

$$\eta_P = \frac{R}{P_C/N_0}, \quad (7.92)$$

bunda, N_0 - xalaqitning quvvat zichligi.

Ba'zi hollarda aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar polosasidan foydalanish koeffisientidan ham foydalaniladi, ya'ni

$$\eta_F = \frac{R}{F}. \quad (7.93)$$

Aloqa kanalidan foydalanish (7.91) aloqa tizimining samaradorligi undagi ortiqchalik orqali to'liq aniqlanadi, ya'ni axborot uzatish tizimining samaradorligini oshirishga uning xabar va signal uzatishlardagi ortiqchaliklarini kamaytirish orqali erishish mumkin.

Xabarlardagi ortiqchalik uning elementlarining bir tekis (bir tartibda) takrorlanmasligi, ya'ni bir xil ehtimollikka ega emasligida, ular orasida statistik bog'liqlik mavjudligidadir. Kodlash natijasida birlamchi signal ehtimolligini boshqacha aytganda, qayta taqsimlash, ya'ni kod kombinatsiyalaridagi elementar simvollarining taqsimlanishi ehtimolligini optimalga yaqinlashtirish, diskret xabarlar uchun uning elementlarining taqsimoti ehtimolligi bir xil va uzluksiz xabarlar uzatishda normal taqsimot qonuniga keltirish mumkin. Bunday qayta taqsimlash xabar elementlarining taqsimoti ehtimolligiga bog'liq bo'lgan ortiqchalikni yo'qotish imkonini beradi. Bunday kodlash usuliga Shennon-Fano kodi misol bo'ladi.

Xabarning alohida simvollarini kodlashdan simvollar guruhini kodlashga o'tib, ushbu simvollar guruhlari orasidagi bog'liqlikni yo'qotish orqali ortiqchalikni yanada kamaytirish mumkin. Bunday kodlashning asosini yiriklashtirish usuli belgilaydi. Bu usul quyidagicha amalga oshiriladi. Birlamchi xabar har birida k tadan simvollar bo'lgan qismlarga bo'linadi. Bu bo'laklarga xabarlar yiriklashgan qismlari deb qarash mumkin. Bu bo'laklar orasidagi bog'liqliklar ehtimolligi birlamchi xabar elementlari orasidagi bog'liqliklarga qaraganda kichik bo'ladi. Guruhlardagi elementlar soni k qancha ko'p bo'lsa, guruhlar orasidagi bog'liqlik ehtimolligi shuncha kam bo'ladi. Natijada yiriklashtirilgan guruhlar ularning ehtimolligi taqsimotini e'tiborga olib kodlanadi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, k ta elementdan iborat yiriklashgan guruhlarni kodlash uchun kod asosi dastlabki m ga qaraganda katta, ya'ni $m_C = m^k$ bo'ladi.

Aloqa kanali orqali uzatiladigan radiosignallardagi ortiqchalik tashuvchi turi va modulyatsiya usuliga bog'liq. Odatda modulyatsiya jarayoni modulyatsiyalangan signal spektrini birlamchi xabar signali spektriga nisbatan kengayishiga olib keladi. Polosaning bu kengayishi ortiqchalik hisoblanadi. Modulyatsiyalangan signal spektrining polosasi kengligi tashuvchi turiga bog'liq bo'lib, sinusoidal shakldagi tashuvchidan, impulslar ketma-ketligi va shovqinsimon (tasodifiysimon) tashuvchilarga o'tishda kengayib boradi. Vaholanki signal uzatish samaradorligini oshirish uchun, ortiqchalikni kamaytirish uchun ortiqchaligi kam modulyatsiya usulidan foydalanish kerak. Bunday modulyatsiya usuliga bir polosali amplituda modulyatsiya usulini misol qilib ko'rsatish mumkin. Bir xil modulyatsiyalangan signal spektri birlamchi modulyatsiyalovchi signal spektriga teng spektrga ega bo'lib, chastotaviy ortiqchalik bo'lmaydi.

Ammo aloqa tizimining samaradorligi haqida fikr yuritilganda xalaqitbardoshlik qabul qilingan signal $v(t)$ ning uzatilgan xabar signali $u(t)$ ga moslik darajasini – asliga moslik masalasini ham unutmash kerak. Ortiqchalikni yo'qotish yoki qisman kamaytirish signal uzatish samaradorligini oshiradi, ammo xalaqitbardoshlik (aslga moslik)ning yomonlashishiga olib keladi va ortiqchalikni oshirish qabul qilingan signalning asliga moslik darajasi yuqori bo'lishini ta'minlaydi. Misol uchun, telegramma matnida ortiqchaliklarni yo'qotish undagi xatoliklarni to'g'rilash imkoniyatini kamaytiradi – ohir oqibatda xalaqitbardoshlikning yomonlashishiga olib keladi. Ortiqchaliklar saqlanib qolgan holatda xalaqitbardoshlik yuqori bo'ladi.

Ko'pgina kodlash usullarida kodlar kombinatsiyalariga ortiqchalik maxsus kiritiladi, bu uning xalaqitbardoshligini oshiradi. Bunday kodlarga korreksiyalovchi kodlarni misol qilib keltirish mumkin.

Xuddi shunga o'xshash, modulyatsiyalangan signallardagi chastotalar polosasining kengayishi – chastotaviy ortiqchalik ham xalaqitbardoshlik darajasining kattalashishiga asos bo'ladi. Misol uchun, chastotasi modulyatsiyalangan signallardan foydalanilganda amplitudasi modulyatsiyalangan signalga nisbatan (signal-xalaqit bir xil saqlanib qolgan holatda) yuqori xalaqitbardoshlikka ega. Xuddi shuningdek impuls-kod modulyatsiyasidan foydalanilganda xalaqitbardoshlik yanada katta bo'ladi. Shovqinsimon tashuvchidan foydalanish ChM signalga nisbatan yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlash bilan birga spektri ma'lum polosada to'plangan kvazigarmonik xalaqitlarga va aloqa kanalidagi tasodifiy so'nishlarga nisbatan xalaqitbardoshlikni oshiradi. Xulosa qilib aytganda, modulyatsiyalangan signalning spektri qancha kengaysa shunga mos ravishda ushbu signalning xalaqitbardoshligi shuncha katta bo'ladi.

Shunday qilib, axborot uzatish tizimlarini baholashda: chastotalar polosasidan samarali foydalanish va xalaqitbardoshlikni birinchi navbatda e'tiborga olish kerak.

Aloqa tizimidan talab etiladigan xalaqitbardoshlikni eng yuqori samaradorlik bilan ta'minlovchi yoki talab etilgan samaradorlikni eng yuqori xalaqitbardoshlik bilan amalga oshiruvchi axborot uzatish tizimi eng mutanosib (optimal) tizim deb ataladi.

Nazorat savollari

- 1. Nima uchun axborot miqdorini o'lchashda logarifmik birlik kiritilgan, u qanday asosiy xususiyatga ega?*
- 2. Xabarlar ansambli deganda nimani tushunasiz?*
- 3. Entropiya deb nimaga aytiladi?*
- 4. Xabarlari bir-biriga bog'liq va bog'liq bo'lmagan manba entropiyasi qanday aniqlanadi?*
- 5. Nima sababdan xabarlarda ortiqchaliklar paydo bo'ladi?*
- 6. Qanday xabar manbalari stasionar va ergodik deb ataladi?*
- 7. Aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati deganda nimani tushunasiz?*
- 8. Xalaqitsiz ikkilik aloqa kanalining signal o'tkazish tezligi nimaga teng?*
- 9. Optimal statistik kodlash jarayoni nimaga asoslangan?*
- 10. Xalaqitli aloqa kanalining signal uzatish tezligi va signal o'tkazish imkoniyati qanday aniqlanadi?*
- 11. Xalaqitli aloqa kanali uchun Shannon teoremasini ayting. Ushbu teoremadan qanday xulosalar chiqarish mumkin?*
- 12. Uzluksiz aloqa kanali orqali uzatiladigan axborot miqdori qanday aniqlanadi?*
- 13. Uzluksiz aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati qanday aniqlanadi?*
- 14. Uzluksiz aloqa kanali uchun Shannon teoremasini ayting.*
- 15. Axborot uzatish tizimining samaradorligi deb nimaga aytiladi va uning miqdori qanday aniqlanadi?*
- 16. Axborot uzatish tizimining samaradorligi va xalaqitbardoshligi orasida qanday bog'liqliklar mavjud?*

8. RADIOTEXNIK TIZIMLARDA XALAQITBARDOSH KODLASH

8.1. Xalaqitbardosh kodlarni klassifikatsiyalash

Kodlash usullarni turlarga ajratish 8.1-rasmda aks ettirilgan bo'lib, bunday turlarga ajratish mukammal bo'lmay, unga hozirgi axborot uzatish tizimlarida keng qo'llanilayotgan kod turlari kiritilgan.

Kodlarni quyidagi ikki mustaqil guruhga bo'lish mumkin. Birinchi guruhga hamma kod kombinatsiyalari axborot signali elementlariga birlashtirilgan. foydalanmaydigan kod kombinatsiyalari bo'lmagan kodlar kiradi. Bunday kodlarni ortiqchaligi bo'lmagan, oddiy – tejanakor kodlar deb ataladi. Ikkinchi guruh kodlarni bir qism kod kombinatsiyalari axborot signali elementlariga birlashtirilgan – ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari va qolgan qismi axborot signali elementlariga birlashtirilmagan – foydalanishi ruxsat etilmagan kod kombinatsiyalaridan tashkil topgan. ortiqchalika ega bo'lgan, qabul qilinayotgan kod kombinatsiyalaridagi xatoliklarni aniqlash. ba'zi hollarda bu xatoliklarni tuzatish imkoniyatiga ega bo'lgan kodlar – korreksiyalovchi kodlar tashkil qiladi. Kod kombinatsiyalaridagi xatoliklarni aniqlash va ularni tuzatish kod kombinatsiyalariga ortiqcha elementar simvollar kiritish, uning razryadini oshirish hisobiga amalga oshiriladi. Bunday kodlar kombinatsiyalaridagi umumiy elementar simvollarning bir qismi axborot signali elementlariga birlashtiriladi va axborot qismini uzatishda, qolganlaridan esa xatoni aniqlash va tuzatishda foydalaniladi. Shunday qilib, korreksiyalovchi kodlar ikki qismdan iborat: axborot va xatoni aniqlovchi, tuzatuvchi qismdan iborat bo'ladi.

Har ikki guruh kodlari o'z navbatida: kod kombinatsiyalari razryadi soni $n = const$ bo'lgan va $n \neq const$ bo'lgan kodlarga bo'linadi. Kod kombinatsiyalari razryadlari soni turlicha bo'lgan, ortiqchaligi bor kodlarni texnik jihatdan amalda qo'llash murakkabliklarga ega bo'lganligi uchun bunday kodlarni tahlil etmaymiz.

Hamma korreksiyalovchi – ortiqchaligi bor kodlar ikki sinfga bo'linadi: blokli va uzluksiz kodlar.

Blokli kodlardan foydalanilganda axborot signalining k ta elementlari bitta blok deb hisoblanadi. Har bir k ta axborot signali elementlari blokiga davomiyligi n ga teng bo'lgan blok (so'z)lardan biri birlashtiriladi. Bunday kod (n, k) kod deb ataladi ($n \geq k$). Kod bloklariga aloqa kanalida xalaqitlar ta'sirida ularning shakli buziladi. Bunday blokli kodlar bir-biriga bog'liq bo'lmagan holda dekodlanadi.

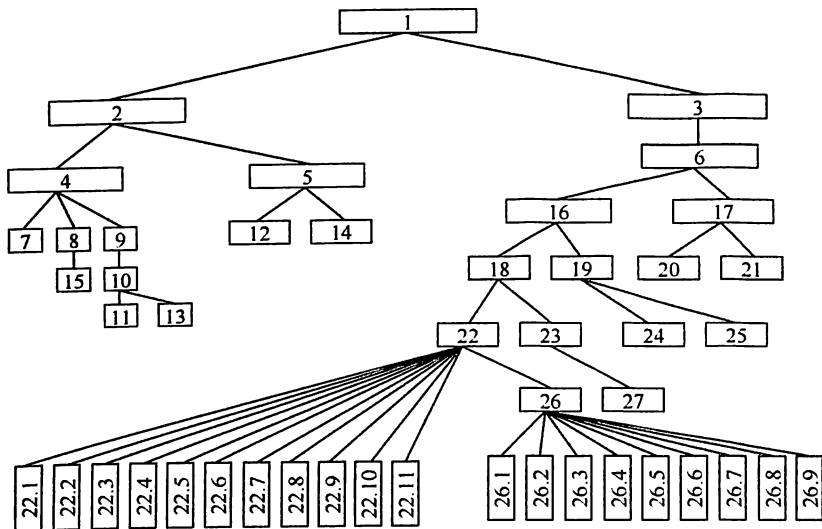
Ajraluvchi kodlarni hamma vaqt axborot tashuvchi qismga va nazorat qiluvchi (tekshiruvchi) qismga, ya'ni kod kombinatsiyasidagi ortiqchalik hisobiga undagi hosil bo'lgan xatoliklarni aniqlash va tuzatishga xizmat qiladi. Ajralmaydigan kodlarni aniq bir ko'rinishda axborot simvollariga va xatoliklarni aniqlovchi, tuzatuvchi kodlarga bo'lib bo'lmaydi. Bu tur kodlarga o'zgarasiz va muhim kodlar va Plotkin kodlari misol bo'la oladi.

Ajraladigan kodlar o'z navbatida tizimli – takrorlanuvchi va tizimsiz – takrorlanmaydigan kodligi bilan farqlanadi. Ajaratiluvchi tizimli kodlar guruhi ko'p sonli kodlardan iborat bo'lib, bu kodlarning xatoni aniqlovchi va tuzatuvchi qismi kod axborot qismi simvollarining chiziqli kombinatsiyalari sifatida shakllantiriladi. Tizimli kodlarga juftligi tekshiriladigan kodlar, takrorlanuvchi kodlar, korrelyatsiyali, invers, Xemmening, Goley, Rid-Maller, Makdonald, Varshamov, iterativ kodlar kiradi.

Tizimli bo'lmagan kodlarning xatoni aniqlovchi va tuzatuvchi qismi axborot signali simvollarining l ta razryadli blok qismlari yig'indisidan iborat bo'ladi. Bu tur kodlarga Barger kodini misol qilib ko'rsatish mumkin.

Tizimli kodlarning yana bir turini siklik (davriy takrorlanuvchi) kodlar tashkil qiladi. Siklik kodlar tizimli kodlarning hamma xossalardan tashqari yana quyidagi bir qator xossalarga ham ega: agar qandaydir kod kombinatsiyasi siklik kodga tegishli bo'lsa uning simvollarini o'rnini siklik ravishda almashtirish asosida shakllantirilgan yangi kod kombinatsiyalari ham ushbu kodga tegishli bo'ladi. Nisbatan keng foydalaniladigan siklik kodlarga Xemming oddiy kodlari, Bouza-Choudxuri-Xokvingem, mojaritar, Fayr, Abramson, Milas-Abramson, Rid-Solomon, murakkab turli tarkibli kodlar kiradi.

Uzluksiz kodlarning o'ziga xos asosiy xususiyatlaridan biri bu birlamchi axborot signali simvollarini ketma-ketligi uzluksiz ma'lum bir qonuniyat asosida tuzilgan, ortiqcha simvollar bo'lgan simvollar ketma-ketligiga aylantiriladi. Bu holda kodlash va dekodlash jarayonida kod kombinatsiyalari simvollarini ikkiga: axborot vaxtoni aniqlovchi, tuzatuvchi qismlarga ajratish talab etilmaydi.



8.1-rasm. Kodlarni klassifikatsiyalash

- | | |
|--------------------------------------------------|--------------------------------------------|
| 1 – ikkilik kodlar; | |
| 2 – ortiqchaligi yo‘q – oddiy kodlar; | |
| 3 – ortiqchaligi bor – korrektsiyalovchi kodlar; | |
| 4 – bir tekis kodlar; | |
| 5 – notekis kodlar; | |
| 6 – bir tekis kodlar; | 22.1 – juftligi bir marta tekshiriladigan; |
| 7 – oddiy kodlar; | 22.2 – oddiy takrorlanuvchi; |
| 8 – aks etgan kodlar; | 22.3 – korelyatsion; |
| 9 – ikkilik-o‘nlik kodlar; | 22.4 – invers; |
| 10 – o‘zini-o‘zi to‘ldiruvchi kodlar; | 22.5 – Xemming; |
| 11 – ortiqchaligi bor kodlar; | 22.6 – Galey; |
| 12 – Shennon-Fano kodi; | 22.7 – Rid-Miller; |
| 13 – Aykom kodi; | 22.8 – Makdonald; |
| 14 – Xoffinan kodi; | 22.9 – Varshamov; |
| 15 – Grey kodi; | 22.10 – juftligini tekshirish kam bo‘lgan |
| 16 – blokli kodlar; | 22.11 – iterativ; |
| 17 – uzluksiz kodlar; | |
| 18 – ajratilgan kodlar; | 26.1 – eng oddiy; |
| 19 – ajratilmagan kodlar; | 26.2 – Xemming; |
| 20 – zanjirli kodlar; | 26.3 – Bouza-Choudxuri-Xokvingem; |
| 21 – o‘ramli kodlar; | 26.4 – mojaritar; |
| 22 – tizimli kodlar; | 26.5 – Fayr; |
| 23 – tizimsiz kodlar; | 26.6 – Abramson; |
| 24 – Plotkin kodi; | 26.7 – Milas-Abramson; |
| 25 – vazni o‘zgarmas kodlar; | 26.8 – Rid-Solomon; |
| 26 – siklik kodlar; | 26.9 – turli tarkibli. |
| 27 – Barger kodi; | |

Radiokanallar orqali uzatiladigan xabarlarining ishonchligi (aslga mosligi)ni oshirishning samarali usullaridan biri bu xalaqitbardosh kodlardan foydalanish hisoblanadi. Xalaqitbardosh kodlar xalaqitlar ta‘sirida uning kod kombinatsiyalari tarkibidagi elementar signallar 1 yoki 0 ni uning teskarisiga o‘zgarishi natijasida hosil bo‘ladigan xatoliklarni aniqlash va uni to‘g‘rilash imkoniyatiga egalar. Bunday kodlar xatoni tuzatuvchi – korrektsiyalovchi kodlar deb yuritiladilar. Agar kod faqat xatolikni aniqlash imkoniyatiga ega bo‘lsa, bunday kod aniqlovchi kod deb ataladi. Bunday kodlardan foydalanilganda aniqlangan xatoni tuzatish uchun xatoligi aniqlangan kod kombinatsiyasi RTT orqali kod kombinatsiyasi to‘g‘ri qabul qilinguncha bir necha marta takrorlanadi, bu esa RTTdan foydalanish samaradorligining yomonlashishiga olib keladi. Aniqlangan xatoni tuzatuvchi kodlar tuzatuvchi kod – korrektsiyalovchi kod deb ataladi. Bunda qabul qilingan kod kombinatsiyasidagi xatolik aniqlanishi bilan birga, uning qaysi simvoli xato qabullanganligi ham aniqlanadi, bu esa uni RTT orqali qayta (takroran) uzatilishini talab qilmasdan xatoni tuzatish imkoniyatini

beradi. Ba'zi kodlardan foydalanilganda xatoliklarning bir qismi qabullash tomonida mustaqil tuzatilishi, ikkinchi qismi esa ularni RTT orqali qayta uzatish natijasida tuzatilishi mumkin.

Agar uzatiladigan diskret xabarning elementar tashkil etuvchilari soni N ta bo'lsa ularni 1 va 0 lardan tashkil topgan kod yordamida uzatish uchun kamida $M = N = 2^m$ ta kodlar kombinatsiyasi talab etiladi. Kodlari kombinatsiyasi soni $M = N$ bo'lgan kod oddiy, ba'zan esa tejamkor kod deb ataladi. Bu holda hamma mavjud kod kombinatsiyalari diskret xabarning elementlariga birlashtiriladi. Bunday kodlardan foydalanilganda xalaqit ta'sirida kod kombinatsiyasi elementar simvoli 1 yoki 0 ning eng kamida bittasining o'zgarishi diskret xabarning boshqa elementiga birlashtirilgan kod kombinatsiyasiga aylanadi, bu esa diskret xabar elementining xato qabul qilinishiga sabab bo'ladi.

Diskret xabarning hamma elementar tashkil etuvchilariga birlashtirilgan kod kombinatsiyalari to'plami kod deb ataladi. Diskret xabarning bitta elementar tashkil etuvchisiga birlashtirilgan elementar signal (1 va 0) lar to'plami kod kombinatsiyasi deb yuritiladi. Kod kombinatsiyalaridagi bir-biridan farqlanuvchi elementar signallar soni n kod asosini anglatadi. Har bir kod kombinatsiyasidagi elementar signallar soni m esa kod kombinatsiyasining davomiyligi $T_{kk} = n\tau_0$ ni baholaydi, τ_0 – elementar signal (simvol) davomiyligini bildiradi.

Agar kodning hamma kombinatsiyalari davomiyligi bir xil, ya'ni $T_{kk} = n\tau_0 = \text{const}$ bo'lsa, bunday kod bir tekis kod deb ataladi. Misol uchun $M = 2^5$ – Bodo kodi, $M = 2^7$ – MTK-2 kodi. Agar kod kombinatsiyalari davomiyligi $T_{kk} \neq \text{const}$, ya'ni turlicha bo'lsa bunday kod notekis kod deb yuritiladi. Misol uchun Morze kodi.

Oddiy – tejamkor kod xalaqitlar ta'sirida yuz beradigan xatoliklarni aniqlashi va uni tuzatish imkoniyatiga ega bo'lishi uchun uning kod kombinatsiyalari tarkibiga qo'shimcha (ortiqcha) elementar simvollar kiritiladi. Odatda, kod kombinatsiyalaridagi ortiqchalik qancha ko'p bo'lsa ushbu kodning xatolarni aniqlash va tuzatish – korreksiyalash imkoniyati shuncha katta bo'ladi.

Umuman olganda kodlar asosi n turlicha, ya'ni $n \geq 2$ bo'lishi mumkin. Ko'p hollarda asosi $n = 2$ bo'lgan ikkilik kodlardan foydalaniladi, chunki bu elementar (1 va 0) signallarni bir-biridan farqlash xemalari va ikkilik asosli kodlar nazariyasi ularni amalga oshirish hozirda yetarli darajada o'rganilgan.

Hozirda korreksiyalash xususiyatiga ega bo'lgan turlicha tuzilgan va turlicha xususiyatlarga ega bo'lgan kodlar mavjud bo'lib, ularni quyidagi ikkita katta guruhga bo'lish mumkin, bular blokli va uzluksiz kodlar.

Blokli kodlarda kod kombinatsiyalaridagi uzatiladigan elementar simvollar bloklangan. Blokli kodlarda kodlash va dekodlash jarayoni har bir blok uchun alohida-alohida bajariladi. Uzluksiz kodlashda axborot tashuvchi elementar signal (simvol 1 va 0) lar ketma-ketligi ma'lum bir qonun asosida boshqa ortiqchalikka ega bo'lgan elementar signal (simvol)lar ketma-ketligiga uzluksiz almashtirib boriladi. Bunda kodlash va dekodlash uchun birlamchi elementar simvollar ketma-ketligini alohida bloklarga bo'lish talab etilmaydi.

Blokli va uzluksiz kodlar o'z navbatida bo'linishi mumkin va bo'linishi mumkin bo'lmagan – bo'linadigan va bo'linmaydigan kodlarga ajratilishi mumkin. Bo'linadigan kod kombinatsiyalarini ikkiga: axborot tashuvchi va nazorat qiluvchi (tekshiruvchi) – ortiqcha simvollarga bo'lish mumkin. Bo'linmaydigan kodlarni bunday ikki qismga ajratish mumkin emas.

Bo'linadigan kodlarning asosiy guruhini chiziqli kodlar tashkil qiladi. Bu tur kodlarning asosiy xususiyati shundan iboratki, kodning nazorat simvollari axborot simvollarining chiziqli kombinatsiyalari sifatida shakllantiriladi. O'z navbatida chiziqli kodlar ikki turga bo'linishi mumkin: tizimli va tizimli bo'lmagan. Hamma ikkilik tizimli kodlar – guruhli chiziqli kodlar deb ataladi. Guruhli chiziqli kodlarning kod kombinatsiyalari ularning istalgan ikki kod kombinatsiyasini ikkilik modul asosida qo'shish natijasida hosil qilinadigan kodlar kombinatsiyasi guruhi xossalari ega bo'ladi. Tizimli kod guruhiga tegishli bu xossaga ega bo'lmagan kodlar tizimsiz kodlar turiga kiradi.

8.2. Xalaqitbardosh kodlash asoslari

Xalaqitbardosh kodlashda kodlar kombinatsiyalaridagi ortiqchalik (ortiqcha elementar simvol) lardan xabar uzatishdagi xatoliklarni tuzatish (korreksiyalash)da qanday foydalanilishligi masalasi asosiy hisoblanadi. Buning uchun axborot tashuvchi qismini tuzatuvchi qismdan ajratish mumkin bo'lgan blokli kodlarni ko'rib chiqamiz. Bunda blokli kodni bir tekis kod kombinatsiyalari soni $M = 2^m$ bo'lgan (m – kod kombinatsiyalaridagi elementar signallar soni) kod deb qabul qilamiz.

Oddiy – ortiqchaligi bo'lmagan kodlar (misol uchun, Bodo kodi) da kod kombinatsiyalari soni M diskret xabar elementar tashkil etuvchilari soni N ga teng bo'ladi va hamma kod kombinatsiyalaridan axborot uzatish uchun foydalaniladi. Korreksiyalovchi kodlardan foydalanilganda kod kombinatsiyalarining umumiy soni M_0 diskret xabar elementlari soni N dan katta, ya'ni $M_0 > N$ bo'ladi, bunda M_0 kod kombinatsiyalaridan faqat N tasidan foydalaniladi. Ushbu foydalaniladigan, diskret xabarlar birlashtirilgan kod kombinatsiyalari kod ruxsat etilgan kombinatsiyalari deb, $M_0 - N = T$ tasi esa kod ta'qiqlangan kombinatsiyalari deb ataladi. Qabullash qurilmasining dekoderi xotirasida umumiy kod kombinatsiyalarining qandaylari ruxsat etilgan kombinatsiyalar, qandaylari ruxsat etilmagan kombinatsiyalar ekanligi avvaldan kiritilgan bo'ladi. Shuning uchun, agar kod ruxsat etilgan kombinatsiyalari xalaqitlar ta'sirida kod ruxsat etilmagan kombinatsiyalariga aylanib qolsa, bunday xatolik dekoder tomonidan aniqlanadi, dekoder imkoniyati darajasida xatoliklar tuzatiladi. Tabiiyki xalaqitlar ta'sirida kod bir ruxsat etilgan kombinatsiyasi ushbu kod boshqa ruxsat etilgan kombinatsiyasiga aylansa, bunday xatolikni aniqlash va tuzatish imkoniyati bo'lmaydi.

Bir tekis kodning kodlari kombinatsiyalarini bir-biridan farqlash uchun kod kombinatsiyalari oralig'idagi masofa tushunchasi kiritilgan. Kod kombinatsiyalari

oralig'idagi masofa ikki taqqoslanayotgan kod kombinatsiyalarining ikkilik modul amali asosida qo'shish natijasida hosil bo'ladigan "1" lar soni orqali aniqlanadi. Misol uchun diskret xabar elementi A ga 100110 va B elementiga 010101 kod kombinatsiyalari birlashtirilgan bo'lsa, ular orasidagi masofa d quyidagicha aniqlanadi:

$$\begin{array}{r} A \ 100110 \\ B \ 010101 \\ \hline d = 4 \ 110011 \end{array}$$

Har qanday kodlar uchun uning kod kombinatsiyalari orasidagi masofa $d_{ij} \leq m$ bo'ladi. Korreksiyalovchi kodlardan foydalanilganda kod kombinatsiyalari orasidagi masofa d sifatida kod ruxsat etilgan kombinatsiyalari orasidagi eng kichik masofa tushunuladi (8.2-rasm).

$$\begin{array}{r} A \ 1010101 \\ B \ 0110011 \\ C \ 0101110 \\ A \ 1010101 \end{array} \begin{array}{l} \rightrightarrows d = 4 \\ \rightrightarrows d = 4 \\ \rightrightarrows d = 6 \end{array}$$

8.2-rasm. Kod kombinatsiyalari orasidagi masofa d ni aniqlashga oid rasm

Ma'lumki korreksiyalovchi kodning jami kod kombinatsiyalaridan N tasi diskret xabar elementlariga birlashtiriladi, qolgan T tasi ta'qiqlangan kod kombinatsiyalari hisoblanadi. Misol tariqasida $M_0 = 2^7$ bo'lgan kod kombinatsiyalaridan $N = 32$ tasi ruxsat etilgan va $T = 96$ tasi ta'qiqlangan, ya'ni ruxsat etilgan – axborot uzatish uchun foydalaniladigan kod kombinatsiyalari orasidagi masofa $d = 4$ bo'lgan holatni ko'rib chiqamiz (8.3-rasm).

Xalaqitlar ta'sirida kodning A_i ruxsat etilgan kombinatsiyasi boshqa ruxsat etilgan kombinatsiya A_j shaklida qabullanishi uchun A_i kodning eng kamida $d = 4$ tasi o'z belgisini (1 yoki 0) ni teskarisiga o'zgartirishi kerak bo'ladi. Agar kod ruxsat etilgan kombinatsiyalarida xalaqitlar ta'sirida $g \leq d - 1$ ta simvollar o'z belgilari (1 yoki 0) ni teskarisiga almashtirsa, u holda dekoder bu xatoliklarni aniqlaydi. Kod kombinatsiyalaridagi bittalik xatoliklarni aniqlash uchun ($g = d - 1 = 1$) kod ruxsat etilgan kombinatsiyalari orasidagi masofa $d = 2$ bo'lishi kerak.

8.3-rasmdan ko'rinadiki $d = 4$ bo'lsa, dekoder uchta xatolik va undan kam $g_0 \leq 3$ xatoliklarni aniqlashi mumkin va $g_t \leq \frac{d-1}{2}$ ga teng bo'lgan xatoliklarni tuzatishi mumkin. Dekoder qabul qilingan kod kombinatsiyasi asosida, kerak hollarda o'z imkoniyati darajasida uzatilgan kod kombinatsiyasini qayta tiklaydi – tuzatish kiritadi – korreksiyalaydi. Qabul qilingan kod kombinatsiyasi va ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari orasidagi masofa $g_0 = d - 1$ ga teng bo'lsa, bu xatoliklarni aniqlash mumkin.

Kod ruxsat etilgan kombinatsiyalari	Kod ta'qiqlangan kombinatsiyalari	Xatosi borligi aniqlangan kod kombinatsiyalari	Xatosi tuzatilgan kod kombinatsiyalari	Xatosi tuzatilmagan kod kombinatsiyalari
A_1				
	A_2	A_2	A_1	
	A_3	A_3		A_3
	A_4	A_4	A_5	
A_5				
	A_6	A_6	A_5	
	A_7	A_7		A_7
	A_8	A_8	A_9	
A_9				
	A_{10}	A_{10}	A_9	
	A_{11}	A_{11}		A_{11}
	A_{12}	A_{12}	A_{13}	
A_{13}				
	A_{14}	A_{14}	A_{13}	

8.3-rasm. Ruxsat etilgan, ta'qiqlangan, xatoligi aniqlangan va xatosi tuzatilgan kod kombinatsiyalari

Agar qabul qilingan kod kombinatsiyasidagi simvollar o'z belgilarini o'zgartirishi bir-biriga bog'liq bo'lmasa, u holda m ta elementar simvoldan tashkil topgan kod kombinatsiyasida g ta element o'z belgisini "1" – "0" ga yoki "0" – "1" ga o'zgartirishi ehtimolligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_0^g = (1 - P_0)^{m-g}, \quad (8.1)$$

bunda, P_0 – kod kombinatsiyasida bitta simvol o'z belgisini teskarisiga almashtirishi ehtimolligi. Bunda odatda $P_0 \ll 1$ bo'lishini e'tiborga olsak, u holda bitta kod kombinatsiyasida $g = 2$ va $g = 3$ xatoliklarning uchrashi ehtimolligi yanada kichik bo'ladi. Bu holda xato qabul qilingan ruxsat etilgan kod kombinatsiyalaridagi xatolik quyidagi qoida asosida tuzatilishi mumkin. Agar ruxsat etilmagan kod kombinatsiyasi dekoderga berilsa u o'z chiqishida ushbu kod kombinatsiyasiga eng yaqin bo'lgan ruxsat etilgan kod kombinatsiyasini aks ettiradi. 8.3-rasmga e'tibor bersak, u holda dekoder kirishida A_2, A_3, A_4 ruxsat etilmagan kod kombinatsiyalaridan biri paydo bo'lsa uning chiqishida A_1 dan eng kam oraliq masofa $d = 1$ da bo'lgan A_2 kod kombinatsiyasiga o'rniga A_1 kod

kombinatsiyasi aks ettiriladi. Xuddi shuningdek dekoder kirishida A_3, A_4, A_6 kod kombinatsiyalari paydo bo'lsa dekoder chiqishida A_5 va A_7, A_8, A_{10} kod kombinatsiyalari paydo bo'lsa dekoder chiqishida A_9 kod kombinatsiyasi aks ettiriladi. Bu qoida asosida dekoder tomonidan qaror qabul qilish eng mutanosib hisoblanadi, ammo umumiy holatda dekodlash natijasi xatoliklarning taqsimlanishiga bog'liq. Radiosignallarni optimal qabullash nazariyasiga asosan qabullash qurilmasi o'z chiqishida uzatilgan signaldan eng kam farq qiluvchi, ehtimollik nuqtai nazaridan o'xshashligi ehtimolligi eng katta bo'lgan uzatilishi mumkin bo'lgan signal aks ettiriladi. Yuqorida keltirilgan qoida asosida dekodlashda kod kombinatsiyasidagi elementar simvollarining xato qabullanganlari soni

$$g \leq \frac{d-1}{2} \quad (8.2)$$

ga teng va undan kichik bo'lmagan kam tomoniga butun qilib olinadigan songa teng bo'ladi. (8.2) ifodadan ko'rinadiki kod kombinatsiyasidagi har qanday yakka xatolik ($g = 1$) larni tuzatish uchun $d \geq 3$ bo'lishi shart.

Foydalaniladigan kodlar ular tarkibiga kiritilgan ortiqcha elementar simvollarining soniga qarab bir qismi xatoliklarni aniqlash va ularni tuzatish, qolganlarini esa faqat aniqlash imkoniyatiga ega bo'lishi mumkin. Kod kombinatsiyasidagi xatolik $g \leq d_t$ ifoda orqali aniqlansa uni tuzatish mumkin va $d_t \leq g \leq d - d_t$ ifoda orqali aniqlanadigan xatoliklarni faqat aniqlash mumkin.

Agar kod kombinatsiyasidagi xatoliklar $d - d_t \leq g \leq d$ ifoda orqali aniqlansa bu xatoliklarni aniqlash mumkin, ammo bu xatoliklarni tuzatishda xato qaror qabul qilinishi mumkin, bunda A_5 o'rniga A_1 yoki A_9 dekoder chiqishida xato aks etishi mumkin.

Shunday raqamli ikkilik aloqa tizimlari mavjudki, ularda QQQ o'z chiqishida foydali axborotni tashuvchi 1 va 0 simvollarini aks ettirish bilan birga o'chirish, ya'ni "qaror qabul qilinmadi" degan belgini ham aks ettiradi. QQQ o'z kirishidagi $x(t) = s(t) + w(t)$ ni signal-xalqit to'g'ri qaror qabul qilish imkoniyatini bermagan holatda o'z chiqishida 0 yoki 1 ni aks ettirish mumkin bo'lmagan holatda "o'chirish" simvolini aks ettiradi. Xuddi shuningdek, dekoder ham o'z imkoniyatidan kelib chiqqan holda qabul qilingan kod kombinatsiyalarida xatoliklar bo'lganda bir qism xatoliklarni tuzatish natijasida uni ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi sifatida aks ettirishi mumkin, xatoliklarning bir qismi tuzatilgandan so'ng ham yuqori ehtimollik bilan ruxsat etilgan kod kombinatsiyasini aks ettirish imkoniyatiga ega bo'lmasa, u holda o'z chiqishida ushbu aniqlanmagan kod kombinatsiyasini o'chirish haqida yoki uni qayta takrorlash haqida teskari aloqa radiokanal orqali so'rov yuboriladi. Agar kod kombinatsiyasidagi o'chirilishi talab etiladigan simvollar soni

$$\theta_{o'} = g_{o'} \leq d - 1 \quad (8.3)$$

ta bo'lsa va qolganlari to'g'ri qabul qilingan bo'lsa, u holda bu kod kombinatsiyasini to'liq qayta tiklash mumkin. Haqiqatda ham hamma xato simvollarini to'g'rilash uchun 0 va 1 lardan iborat bo'lgan $g_{o'}$ ning hammasi

kombinatsiyasi (turlar)ini birma-bir tahlil etish kerak bo'ladi. Ushbu kombinatsiyalardan faqat bittasi to'g'ri, qolganlari esa noto'g'ri bo'ladi. Bir kod kombinatsiyasida takrorlanishi mumkin bo'lgan xatolik ($g \leq g_o \leq d - 1$) lar qabullash tomonida aniqlanishi mumkin. Boshqacha qilib aytganda xato qabullangan kombinatsiyalar – o'chiriladigan simvollar – g_o , kod kombinatsiyasining to'g'ri qabul qilingan simvollar bilan ta'qiqlangan kod kombinatsiyasini tashkil etadi. Faqatgina o'chirilgan simvoldan iborat bitta kombinatsiya va to'g'ri qabul qilingan kod kombinatsiyalari bilan birga ruxsat etilgan kod kombinatsiyasini tashkil etadi, shu kod kombinatsiyasi to'g'ri tiklangan – ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi hisoblanadi. Agar $g_o > d - 1$ bo'lsa, u holda kod kombinatsiyasini to'g'ri qayta tiklashda xatolikka tiklashda bir yagona qaror qabul qilish mumkin bo'lmaydi.

Shunday qilib, kodlar kombinatsiyasi orasidagi masofa d berilgan bo'lsa tuzatilishi mumkin bo'lgan xatoliklarning eng katta qiymati xatolikni aniqlash va kod o'chirilgan simvollarini qayta tiklash imkoniyatiga ega bo'lgan kod hisoblanadi.

Xatoliklarni tuzatish masalasini yechish ancha qiyin bo'lib, kodlash va dekodlash qurilmalarini murakkablashtirish orqali amalga oshiriladi. Shuning uchun kodlarning xatoliklarni aniqlash va tuzatish (korreksiyalash) xususiyatlaridan kod kombinatsiyasida takrorlanuvchi xatoliklar soni uncha katta bo'lmagan holatlarda foydalaniladi.

Kodning korreksiyalash xususiyati uning kod kombinatsiyalari orasidagi masofa d ni kattalashtirish orqali amalga oshiriladi. Ruxsat etiladigan kod kombinatsiyalari – kodlanishi talab etiladigan diskret signal elementlari soni N berilgan bo'lsa, u holda ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari orasidagi masofa d ni kattalashtirish foydalanishi ta'qiqlangan kod kombinatsiyalari sonini oshirish hisobiga amalga oshiriladi:

$$M - N = 2^m - 2^T = 2^l \quad (8.4)$$

bunda, har bir kod kombinatsiyasida $l = m - T$ ta ortiqcha elementar simvollar bo'ladi, T – ortiqchaligi bo'lmagan oddiy kod kombinatsiyasidagi elementar signallar soni. Endi kod kombinatsiyasidagi ortiqchalik degan tushunchasini kiritamiz va ushbu ortiqchalik miqdorini quyidagicha aniqlaymiz:

$$x = \frac{m - T}{m} = 1 - \frac{\log_2 M_0}{\log_2 M} \quad (8.5)$$

Kod kombinatsiyasidagi xatoliklar bir-biriga bog'liq bo'lmasa, kod kombinatsiyasidagi elementar signallar soni n ta bo'lsa, unda g ta xatolik yuz berishi ehtimolligi (8.1) ifoda orqali aniqlanadi. Kod kombinatsiyasidagi xatolik g larning kombinatsiyalari soni quyidagi formula orqali hisoblanadi:

$$C_m^g = \frac{m!}{g!(m-g)!} \quad (8.6)$$

Kod kombinatsiyasidagi yakka, ikkilik, uchlik va hokazo sonli xatoliklarning umumiy soni quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{0g} = C_m^g P_0^g (1 - P_0)^{m-g}. \quad (8.7)$$

(8.7) formuladan foydalanib, kod kombinatsiyasida xatoliklar bo'lmashligi ehtimolligini – kod kombinatsiyasi to'g'ri qabullanish ehtimolligi P_t ni hisoblash mumkin:

$$P_t = (1 - P_0)^m. \quad (8.8)$$

Kod kombinatsiyalaridagi xatoliklarni to'g'rilash (korreksiyalash) ehtimolligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_{korr} = \sum_g P_{0g} = \sum_g C_m^g P_0^g (1 - P_0)^{m-g}. \quad (8.9)$$

(8.9) formulada yig'indini aniqlash xatolik g larni turli takrorlanishlarini aniqlash va tuzatishlari uchun amalga oshiriladi. Shuning uchun aniqlanmagan va tuzatilmagan xatoliklarning umumiy ehtimolligi P_x quyidagicha aniqlanadi:

$$P_x = 1 - P_t - P_{korr} = 1 - (1 - P_0)^m - \sum_g C_m^g P_0^g (1 - P_0)^{m-g}. \quad (8.10)$$

(8.10) ifodani tahlil etish shuni ko'rsatadiki, agar P_0 ning kichik qiymatlari va m ning uncha katta bo'lmagan holatlari uchun kod kombinatsiyasidagi xatoliklar bitta yoki ikkita bo'lishi ehtimolliklari eng katta bo'lib, birinchi navbatda ushbu xatoliklarni tuzatish kerak.

Kod kombinatsiyasini xato qabullash ehtimolligi P_x , kod kombinatsiyasidagi ortiqchalik κ va kod kombinatsiyasidagi elementar simvollar soni korreksiyalovchi kodning asosiy xarakteristikasi hisoblanadi. Kodning bu ko'rsatkichlari uning diskret axborotlarni uzatishdagi xalaqitbardoshligini va unga qanday qilib erishishni baholaydi.

Kodlarni yaratishda birinchi navbatda qo'yiladigan asosiy talab bu uning yuqori xalaqitbardoshligi, kod kombinatsiyasini xato qabullash ehtimolligi P_x va ortiqchaligi κ ning kichik bo'lishini ta'minlash ko'rsatkichlari hisoblanadi. U yoki bu tur kodlardan amalda foydalanish ularni amalga oshirishda qo'llaniladigan kodlash va dekodlash qurilmalarining qanchalik murakkab bo'lishiga, bu esa o'z navbatida kod kombinatsiyalaridagi elementar signallar soni m ga bog'liq. Ko'p hollarda ortiqchaligi κ katta bo'lgan, kodlash va dekodlash jarayoni oddiy qoidalar asosida amalga oshiriladigan kodlardan foydalaniladi.

Kod kombinatsiyalaridagi xatoliklarni aniqlash va ularni tuzatish uchun dekoder o'z kirishidagi kod kombinatsiyalarini ruxsat etilgan va ta'qiqlangan kod kombinatsiyalari bilan taqqoslaydi va o'z imkoniyatidan kelib chiqqan holda o'z chiqishida uzatilayotgan diskret axborot elementlaridan birini aks ettiradi yoki "o'chirish" haqida qaror qabul qiladi. Bunda dekoder kirishidagi har qanday kod kombinatsiyasi uning xotirasidagi ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari bilan taqqoslanadi va tegishli yechimga kelinadi. Dekodlashning bu usuli nisbatan oson bo'lib ko'rinadi ham uni amalga oshirish uchun dekoder o'z xotirasida M ta kod kombinatsiyasini saqlashi talab etiladi. Shuning uchun amalda dekoder kirishidagi kod kombinatsiyalari ustida nisbatan kam amallar bajarish asosida aniqlanuvchi va

tuzatiluvchi (korreksiyalovchi) xatoliklar haqida yetarli darajada ma'lumotlar beruvchi kodlardan foydalaniladi.

8.3. Tizimli kodlar

Tizimli kodlar blokli ajratiluvchi kodlar guruhiga oid bo'lib, axborot tashuvchi va nazorat simvollaridan iborat bo'lgan qismi uchun kodlash jarayoni alohida-alohida amalga oshiriladi.

Tizimli kodlarni tuzish asoslarini qisqacha ko'rib chiqamiz. Agar axborot simvollarini c , nazorat simvollarini e harflari bilan belgilasak, u holda k ta axborot simvollarini va r ta nazorat simvollarini bo'lgan kod kombinatsiyasini quyidagi ketma-ketlik ko'rinishida tasvirlash mumkin:

$$c_1, c_2, \dots, c_k; e_1, e_2, \dots, e_r, \quad (8.11)$$

bunda, c va e ikkilik kod uchun 0 va 1 ga teng qiymatlarni qabul qiladi.

Axborot uzatish tomonida kodlash jarayonida axborot simvollarining chiziqli funksiyasi sifatida nazorat simvollarini yaratiladi:

$$e_j = \alpha_{j1}c_1 \oplus \alpha_{j2}c_2 \oplus \dots \oplus \alpha_{jk}c_k = \sum_{i=1}^k \alpha_{ji}c_i. \quad (8.12)$$

Bunda $j = 1, 2, \dots, r$, α_{ji} lar 0 yoki 1 ga teng bo'lgan koeffisientlar va \oplus – ikkilik modul asosida qo'shish belgisi, $\sum_{i=1}^k$ – ikkilik modul bo'yicha yig'indi belgisi. α_{ji} larning qiymatlari har bir kod uchun o'rnatilgan tartibda tanlanadi. Boshqacha qilib aytganda e simvollarini turlicha joylashgan axborot simvollarining ikkilik modul asosida aniqlangan yig'indisini ifodalaydilar.

Qabul qilingan kod kombinatsiyalarini dekodlash turli usullar bilan amalga oshirilishi mumkin. Ushbu usullardan biri nazorat sonlari deb ataladi va quyidagicha amalga oshiriladi. Qabul qilingan kod kombinatsiyalari simvollarini $c'_1, c'_2, \dots, c'_k; e'_1, e'_2, \dots, e'_r$ dan (8.12) ifodada keltirilgan qoida asosida ikkinchi guruhga nazorat simvollarini yaratiladi:

$$e''_j = \sum_{i=1}^k \alpha_{ji}c'_i. \quad (8.13)$$

So'ngra har ikki nazorat simvollarini guruhi bir-biri bilan ikkilik modul bo'yicha qo'shish asosida taqqoslanadi:

$$\oplus \frac{e'_1, e'_2, \dots, e'_r}{e''_1, e''_2, \dots, e''_r} \quad (8.14)$$

$$X = x_1, x_2, \dots, x_r$$

Nazorat simvollarini ikkilik modul asosida qo'shish natijasida olingan X soni – nazorat soni yoki sindrom (ko'rsatkich)i deb ataladi. Ushbu nazorat soni – sindromi yordamida qabul qilingan kod kombinatsiyasidagi bir qism xatoliklarni tuzatish mumkin. Agar qabul qilingan kod kombinatsiyasida xatoliklar bo'lmasa, u holda birinchi va ikkinchi guruh nazorat sonlarining ikkilik modul bo'yicha

yig'indilari $x_1 = e'_j \oplus e''_j$ va buning natijasi sifatida nazorat soni X nolga teng bo'ladi. Qabullanayotgan kod kombinatsiyasida xatoliklar mavjud bo'lsa x ning ba'zi qiymatlari 1 ga teng bo'ladi. Bu holda nazorat soni $X \neq 0$ bo'ladi va kod kombinatsiyasidagi xatolikni aniqlash imkoniyatini beradi. Shunday qilib, nazorat soni X juftlikni r marta tekshirish orqali aniqlanadi. Kod kombinatsiyasida xatolik borligini bilishning o'zi uni tuzatish imkoniyatini bermaydi. Xatolikni tuzatish uchun uni kod kombinatsiyasining nechanchi simvolida yuz berganini aniqlash kerak. Shu maqsadda kod kombinatsiyasidagi har bir xatolar birikmasiga nazorat sonlaridan biri birlashtiriladi, ushbu nazorat sonlarining joylashgan o'rniga qarab xatoliklar aniqlanadi va ular tuzatiladi.

Nazorat soni X ikkilik tizim asosida ifodalanadi, shuning uchun turli nazorat sonlarining noldan farq qiluvchilari umumiy soni $2^r - 1$ ga teng bo'ladi. Demak noldan farq qiluvchi nazorat sonlarining umumiy soni tuzatilishi kerak bo'lgan turli ketma-ketlikdagi xatoliklar sonidan kichik bo'lmashligi kerak. Misol uchun, kod yakka xatoliklarni tuzatishi uchun, uni kod kombinatsiyalarida yuz berishi mumkin bo'lgan xatoliklarning turli birikmalari soni $k + r$ ga teng bo'ladi, u holda xatoliklarni topish va tuzatish uchun

$$2^r - 1 \geq k + r \quad (8.15)$$

sharti bajarilishi kerak.

(8.15) ifoda kod kombinatsiyalaridagi axborot tashuvchi simvollar soni k ga teng bo'lganda unda yuz berishi mumkin bo'lgan xatoliklarni tuzatish uchun talab etiladigan nazorat simvollar soni r ni aniqlash imkoniyatini beradi.

8.4. Birlik simvollar soni juft bo'lgan kod. Invers (teskari) kod

Kod kombinatsiyalaridagi xatoliklarni faqat aniqlash imkoniyatiga ega bo'lgan oddiy tizimli kodlarni ko'rib chiqamiz. Bunday kodlar guruhiga birlik simvollar soni juft bo'lgan kodlar kiradi. Bu tur kodning har bir kod kombinatsiyasi axborot tashuvchi simvoldan tashqari, yana bitta kod kombinatsiyalaridagi 1 lar sonining hamma vaqt juft bo'lishini ta'minlovchi 1 yoki 0 nazorat simvollaridan tashkil topgan bo'ladi. Misol tariqasida kod kombinatsiyalarining har biriga oltinchi nazorat simvoli qo'shilgan Bodo kodini keltirish mumkin: 10101,1 va 01100,0. Nazorat simvollarini hisoblash qoidasini (8.12) ga asoslanib quyidagi ko'rinishda ifodalash mumkin:

$$e = \sum_{l=1}^k c_l. \quad (8.16)$$

(8.16) ifodadan ko'rinadiki kodning har qanday kombinatsiyalari uchun simvollarining ikkilik modul bo'yicha yig'indisi nolga teng bo'ladi:

$$e \oplus \sum_{l=1}^k c_l = 0. \quad (8.17)$$

Yuqorida keltirilgan xulosalar dekodlash qurilmasida xatoliklarni kod kombinatsiyalaridagi birlar sonining juftligini tekshirish asosida nisbatan oson aniqlash imkoniyatini beradi. Kod kombinatsiyalaridagi birlik simvollar sonining juftligi buzilishi birlik, uchlik umuman olganda toq sonli xatoliklar yuz berishiga bog'liq bo'lgani uchun ularni aniqlashga imkoniyat paydo bo'ladi. Kod kombinatsiyalarida bir vaqtning o'zida ikkita, umuman olganda juft sonli simvollarining o'z belgilarini teskarisiga (1 ni 0 ga) aylanishi kabi xatolarni aniqlab bo'lmaydi.

(8.10) formula asosida aniqlanmagan xatoliklar ehtimolligi quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_x = 1 - (1 - P_0)^m - \sum_{g=1,3,\dots} C_m^g P_0^g (1 - P_0)^{m-g}. \quad (8.18)$$

Bu tur kodning afzalligi uni amalga oshiruvchi kodlash, dekodlash qurilmalarining oddiyliigi va koddagi ortiqchalik $\kappa = 1/(1+k)$ ning kichikligi hisoblanadi. Ammo koddagi ortiqchalikning kichikligi uning asosiy kamchiligi – uning xatoliklarni aniqlash va tuzatish (korreksiyalash) imkoniyati nisbatan kichikligini belgilaydi.

Kod kombinatsiyalaridagi birlar soni juftligini tekshirish natijasida xatolarni aniqlashga asoslangan kodlarga nisbatan ko'proq xatoliklarni aniqlash imkoniyatini beruvchi kod – invers (teskari) koddan ham foydalaniladi. Bu tur kodni qurish asosi bilan quyidagi ikki kod kombinatsiyalari orqali tanishib chiqamiz. 11000, 11000 va 01101, 10010. Ushbu kod kombinatsiyalarining vergulgacha qismi axborot tashuvchi qolgan ikkinchi qismi nazorat qismi hisoblanadi. Agar kod kombinatsiyasining axborot tashuvchi qismidagi 1 simvollar soni juft bo'lsa, u holda bu simvollarining ikkilik modul bo'yicha yig'indisi

$$c_\Sigma = \sum_{i=1}^k c_i \quad (8.19)$$

nolga teng bo'ladi va bu holda nazorat simvollar kod kombinatsiyasidagi axborot simvollarini takrorlaydi. Aks holda, ya'ni kod kombinatsiyasidagi 1 simvollar soni toq bo'lsa, u holda (8.19) yig'indi 1 ga teng bo'ladi. Bu holda nazorat simvollar axborot simvollarini teskarisiga (1 ni 0 ga va 0 ni 1 ga) almashtirish – inverslash natijasida olinadi. Bu jarayonni amalga oshirishning matematik ifodasi quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$e_j = c_j + c_\Sigma. \quad (8.20)$$

Dekodlashda kod kombinatsiyalarining axborot tashuvchi simvollar va nazorat qiluvchi simvollar taqqoslanadi. Agar qabul qilingan kod kombinatsiyasidagi birlar soni juft, ya'ni

$$c'_\Sigma = \sum_{i=1}^k c'_i = 0 \quad (8.21)$$

bo'lsa, u holda undagi axborot tashuvchi simvollar guruhi nazorat simvolari guruhi bilan ikkilik modul bo'yicha qo'shiladi. Aks holda $c'_\Sigma = 1$ bo'lsa kod axborot tashuvchi simvollar guruhi inverslangan nazorat simvollar guruhi bilan ikkilik modul bo'yicha qo'shiladi. Boshqacha qilib tushuntirilganda (8.14) ifodaga asosan r marta juftlikka tekshirish amali bajariladi:

$$x_j = e'_j + c''_j = e'_j \oplus c'_j \oplus c'_\Sigma . \quad (8.22)$$

Juftlikka tekshirish (8.22) amalini bajarish natijasida juda bo'lmaganda bitta 1 hosil bo'lsa kod kombinatsiyasidagi xatolik aniqlanadi.

Tahlillar shuni ko'rsatadiki, agar kod kombinatsiyalaridagi axborot simvollar soni $k \geq 1$ bo'lsa, u holda bir kod kombinatsiyasidagi aniqlanmagan xatolikning eng kichik soni $g = 4$ bo'ladi. Bunda faqatgina axborot va nazorat simvollarining bir xil tartib raqamlarining xalaqit ta'sirida buzilgan to'rtinchi tartiblilaridagi xatoliklar aniqlanmasdan qoladi. Misol uchun 101000,101000 kod kombinatsiyasi kanal orqali uzatilgan bo'lsa va 10111,10111 kod kombinatsiyasi qabul qilingan bo'lsa, qabul qilingan kod kombinatsiyasidagi juft karrali xatolik aniqlanmasdan qoladi, chunki bu kod kombinatsiyasi uchun x_j larning hamma qiymatlari nolga teng. Kod kombinatsiyasidagi to'rtlik xatoliklarni aniqlanmasligi ehtimoligi quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$P_{x,4} = C_k^2 P_0^4 (1 - P_0)^{2k-4}. \quad (8.23)$$

Kod kombinatsiyasidagi axborot simvollar $k \geq 5$ bo'lgan holat uchun bitta kod kombinatsiyasidagi xatoliklar soni $g > 4$ holat uchun aniqlanmagan xatoliklar ehtimoligi (8.23) ifoda orqali aniqlanadiganga nisbatan yanada kichik bo'ladi. Shuning uchun kod kombinatsiyalaridagi yakka xatolik paydo bo'lish ehtimoligi P_0 yetarli darajada kichik bo'lgan holat uchun xatoliklarni aniqlay olmaslik ehtimoligi $P_x \approx P_{x,4}$ deb qabul qilish mumkin.

Invers kod yuqori darajada xatoni aniqlash qobiliyatiga ega, ammo bu kod kombinatsiyasidagi yuqori darajadagi ortiqchalik hisobiga amalga oshiriladi. Invers kodni qurish asosidan ko'rinadiki, undagi axborot simvollar soni nazorat simvollar soniga teng, ya'ni $k = r$, shuning uchun ushbu koddagi ortiqchalik $\kappa = 0,5$ ga teng.

8.5. Xemming kodlari

Bu tur kodlarga kod kombinatsiyalari oralig'i $d = 3$ bo'lgan hamma bittalik xatoliklarni tuzatish imkoniyatiga ega bo'lgan kodlar kiradi.

Har bir kod kombinatsiyasi 4 ta axborot simvolidan va 3 ta nazorat simvolidan iborat bo'lgan $M = 2^7$ Xemming kodini yaratish asosini ko'rib chiqamiz. Bunday kod (8.15) ifodadagi talabga javob beradi va quyidagi ortiqchalikka ega bo'ladi:

$$\kappa = \frac{r}{k+r} = \frac{3}{7}. \quad (8.24)$$

Xemming kodida kod kombinatsiyalarining birinchi 4 tasi axborot simvollari bo'lib, qolgan 3 tasi, ya'ni nazorat simvollari (8.12) ifodani bajarish qoidasi asosida hosil qilinadi:

$$e_j = \alpha_{j1}c_1 \oplus \alpha_{j2}c_2 \oplus \alpha_{j3}c_3 \oplus \alpha_{j4}c_4. \quad (8.25)$$

Qabul qilingan kod kombinatsiyalarini dekodlash uchun uni uch marta juftlikka tekshirish (8.13) ifoda asosida amalga oshiriladi:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= e'_1 \oplus e''_1 = e'_1 \oplus \sum_{i=1}^4 \alpha_{1i}c'_i \\ x_2 &= e'_2 \oplus e''_2 = e'_2 \oplus \sum_{i=1}^4 \alpha_{2i}c'_i \\ x_3 &= e'_3 \oplus e''_3 = e'_3 \oplus \sum_{i=1}^4 \alpha_{3i}c'_i \end{aligned} \right\}. \quad (8.26)$$

x_1 , x_2 va x_3 nazorat soni simvollari faqat 1 yoki 0 ga teng bo'lishi mumkinligi uchun, faqat 8 ta nazorat sonlariga ega bo'ladi, ya'ni $X = x_1x_2x_3$: 000, 100, 010, 001, 011, 101, 110, 111. Bu sakkiz nazorat sonlaridan birinchisi 000 faqat qabul qilingan kod kombinatsiyasi tarkibida xatoliklar bo'lmagan holatda hosil bo'ladi, kolgan yettitasidan kod kombinatsiyalarida xatoliklar bo'lgan holatda undagi bittalik xatoliklarning kod kombinatsiyasining yetti simvolidan nechanchi simvoliga mos kelishini aniqlashda foydalaniladi. Nazorat simvollari va xato (buzilgan) simvollar orasida qanday o'zaro bog'lanish borligini aniqlaymiz. Agar nazorat simvollari e'_1, e'_2 va e'_3 lardan biri buzilgan bo'lsa, u holda (8.26) ifodadan ko'rinadiki, nazorat simvollari quyidagi uchta ko'rinishdan bittasiga, ya'ni 100, 010, va 001 ga mos keladi. Qolgan to'rtta nazorat sonlaridan esa kod kombinatsiyasi tarkibidagi axborot simvollarida yuz bergan xatolik (buzilish)larni aniqlashda foydalaniladi. Nazorat sonlarini buzilgan axborot simvollariga birlashtirish hohlagan tartibda amalga oshirilishi mumkin, masalan 8.1-jadvalda keltirilgan tartibda amalga oshirish mumkin.

8.1-jadval

Nazorat sonlarini buzilgan axborot simvollariga birlashtirish

Buzilgan simvol	c_1	c_2	c_3	c_4	e_1	e_2	e_3
Nazorat soni	011	101	110	111	100	010	001

8.1-jadvalda keltirilgan nazorat sonlarining taqsimotiga α_{ji} koeffitsientlarining mos kelishini 8.2-jadvaldan ko'rish qiyin emas.

Agar α_{ji} koeffitsientlarining qiymatlarini (8.26) ifodaga kiritsak, u holda quyidagi ifodani olamiz:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= e'_1 \oplus c'_2 \oplus c'_3 \oplus c'_4 \\ x_2 &= e'_2 \oplus c'_1 \oplus c'_3 \oplus c'_4 \\ x_3 &= e'_3 \oplus c'_1 \oplus c'_2 \oplus c'_4 \end{aligned} \right\} \quad (8.27)$$

8.2-jadval

Nazorat sonlarining taqsimotiga α_{ji} koeffisientlarining mos kelishi

e_1	$\alpha_{11} = 0$	$\alpha_{12} = 1$	$\alpha_{13} = 1$	$\alpha_{14} = 1$
e_2	$\alpha_{21} = 1$	$\alpha_{22} = 0$	$\alpha_{23} = 1$	$\alpha_{24} = 1$
e_3	$\alpha_{31} = 1$	$\alpha_{32} = 1$	$\alpha_{33} = 0$	$\alpha_{34} = 1$

Axborot simvollaridan birortasi buzilsa, u holda x_1, x_2, x_3 lardan qaysi birining tarkibiga ushbu buzilgan simvol kirgan bo'lsa, x ning ushbu tashkil etuvchisi 1 ga teng bo'ladi. Buning natijasida shakllanadigan nazorat sonlari $X = x_1x_2x_3$ 8.1-jadvaldagiga mos keladi. 8.1-jadvaldagi c_1, c_2, c_3 va c_4 buzilgan axborot simvollariga 8.2-jadvaldagi uchta nazorat simvollarini e_1, e_2 va e_3 qiymatlari 1-4 ustunlardagi 011, 101, 110 va 111 qiymatlar mos keladi. 8.1 va 8.2-jadval orqali aniqlangan axborot buzilgan simvollarini orasidagi va nazorat sonlari orasidagi bog'liqlikdan foydalanib α_{ji} koeffisientlari jadvalini tuzish mumkin. Shunday qilib, bittalik xatolik (buzilish)lar uchun 8.1-jadval asosida kod kombinatsiyasi axborot simvollaridan qaysi biri buzilganini topish mumkin. Ikkilik aloqa tizimida xatolikni tuzatish 1 ni 0 ga yoki 0 ni 1 ga almashtirish orqali amalga oshiriladi. Misol sifatida, kod kombinatsiyasidagi axborot simvollarini $c_1c_2c_3c_4 = 1011$ bo'lgan holatni ko'rib chiqamiz. (8.25) ifodadan va 8.2-jadvaldan foydalanib nazorat simvollarini aniqlaymiz:

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \\ e_2 &= 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1 \\ e_3 &= 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (8.28)$$

Kod axborot qismiga nazorat qismini ko'shish natijasida quyidagi kanal orqali uzatiladigan kod kombinatsiyasini olamiz:

$$c_1c_2c_3c_4e_1e_2e_3 = 1011,010. \quad (8.29)$$

Uzatilgan (8.29) kod kombinatsiyasiga xalaqitlar ta'sirida, u dekoder kirishiga quyidagi ko'rinishda ta'sir etadi deb faraz qilamiz, ya'ni 1001,010. Bu dekoder kirishidagi kod kombinatsiyasida c_3 simvol buzilgan. 1 simvoli xalaqit ta'sirida 0 ga o'zgargan. (8.27) formula asosida nazorat sonini hisoblaymiz va quyidagi natijani olamiz:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= 0 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1 \\ x_2 &= 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = 1 \\ x_3 &= 0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (8.30)$$

(8.30) ifoda orqali aniqlangan nazorat soni $X = x_1x_2x_3 = 110$ ni aniqlash va 8.1-jadval yordamida kod kombinatsiyasidagi buzilgan simvolni tuzatish mumkin.

Biz yuqorida kod kombinatsiyasini shakllantirish va uni dekodlashning oddiy usulini axborot simvollariga birinchi o'rin berilib, kod kombinatsiyasidagi

buzilish (xatolik) va nazorat sonlari orasidagi bog'liqlikni 8.1-jadval asosida aniqlashni ko'rib chiqdik. Shu bilan birga, Xemming tomonidan bittalik xatoliklarni aniqlash usuli ham mavjud bo'lib, bu usuldan foydalanib shakllangan kodda ikkilik tizim asosida yaratilgan nazorat soni asosida kod kombinatsiyasidagi buzilgan simvolni to'g'ridan-to'g'ri aniqlash mumkin. Bu usuldan foydalanilganda axborot simvollarini orasiga nazorat simvollarini joylashgan bo'ladi, bu esa qabul qilingan kod kombinatsiyalarni dekodlashni ancha murakkablashtiradi. Xemmingning bu kodlash usulida nazorat simvollarini axborot simvollarini orasiga quyidagi tartibda joylashgan bo'ladi: $e_1e_2c_3e_4c_5c_6c_7$ va nazorat sonlari quyidagicha aniqlanadi:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= e'_1 \oplus c'_3 \oplus c'_5 \oplus c'_7 \\ x_2 &= e'_2 \oplus c'_3 \oplus c'_6 \oplus c'_7 \\ x_3 &= e'_4 \oplus c'_5 \oplus c'_6 \oplus c'_7 \end{aligned} \right\} \quad (8.31)$$

Agar kod kombinatsiyasining c'_5 axborot simvoli buzilgan bo'lsa, u holda nazorat soni $X = x_1x_2x_3 = 101$ ga teng bo'lib, bu ikkilik tizimda 5 raqamga mos keladi.

Shuni xulosa qilib aytish kerakki, agar kod kombinatsiyalarida ikkitalik, uchtalik, xullas ko'p karrali buzilishlar yuz bersa, nazorat soni noldan farq qiladi. Ammo dekoder bunday buzilishlarni to'g'rilash imkoniyatiga ega emas, chunki u faqat bittalik – kod kombinatsiyasidagi yakka xatolarni tuzatish imkoniyatiga ega.

8.6. Siklik kodlar

Tizimli kodlar orasida siklik kodlar muhim o'rin egallaydi. Bu kodning siklik (takrorlanuvchi)ligi shundan iboratki, kod kombinatsiyasidagi hamma A_i simvollarini siklik tartibda o'rnini almashtirish ushbu kod tarkibiga kiruvchi boshqa A_j kod kombinatsiyasini hosil qiladi. Bunday o'rin almashtirishda kod kombinatsiyasining simvollarini chapdan o'ngga bitta simvol davomiylikiga suriladi va eng o'ngdagi kod simvoli kod kombinatsiyasining eng chap qismiga joylashadi. Misol uchun $A_i = 101100$ va $A_j = 010110$. Kod kombinatsiyalari simvollar o'rnini almashtirish natijasida quyidagi ko'rinishlarni oladi: $A_i = 010110$ va $A_j = 001011$.

Siklik kodning ikkilik sonlar bilan ifodalangan koeffitsientlarini ular ustida turli o'zgartirish amallarini bajarishni osonlashtirish uchun koeffitsientlari 0 va 1 lar bo'lgan polinom ko'rinishida ifodalangani. Bunga siklik kod kombinatsiyasini quyidagi ko'rinishda yozishni misol qilib ko'rsatish mumkin:

$$A(z) = 10011 = 1 \cdot z^4 + 0 \cdot z^3 + 0 \cdot z^2 + 1 \cdot z^1 + 1 \cdot z^0 = z^4 + z + 1. \quad (8.32)$$

Siklik kodning kombinatsiyalari davriy (siklik) takrorlanish xossasidan tashqari yana bir muhim xossaga ega.

Agar siklik kod kombinatsiyalarini polinomlar ko'rinishida ifodalasak, ularning har biri $r = m - k$ darajali keltirib chiqaruvchi $G(z)$ polinomga qoldiqsiz

bo'linadi. Bunda k – ortiqchaligi bo'lmagan birlamchi oddiy kod simvollari soni, m – siklik kod kombinatsiyasidagi elementar simvollar soni.

Siklik kodning kombinatsiyalarini yaratish uchun birlamchi kod $A^*(z)$ kombinatsiyalarini keltirib chiqaruvchi polinom $G(z)$ ga ko'paytirish kerak:

$$A(z) = A^*(z) \cdot G(z). \quad (8.33)$$

(8.33) amalni bajarishda ko'paytirish umuman z^m moduli bo'yicha bajariladi, bizning (8.33) amalni bajarishda polinom o'xshash tashkil etuvchilarini ikkilik modul asosida qo'shishdan foydalaniladi.

Bu usulda yaratilgan siklik kod kombinatsiyalari $A(z)$ da axborot simvoli alohida bir guruh sifatida ajralib turmaydi, ammo ularni kerak bo'lgan holatlarda $A(z)$ ni $G(z)$ ga bo'lish orqali aniqlash mumkin.

Siklik kod kombinatsiyalarini ikki guruh: axborot simvollari va nazorat simvollari guruhi shaklida shakllantirish usuli ham mavjud. Bu usuldan foydalanilganda birlamchi – oddiy kod $A(z)$ ning o'ng tomoniga r ta nollar yoziladi. Bu amal $A^*(z)$ polinomini r razryad (pog'ona)ga ko'tarish, ya'ni uni z^r ga ko'paytirish natijasiga teng hisoblanadi. So'ngra $A^*(z) \cdot z^r$ ko'paytmasi keltirib chiqaruvchi polinom $G(z)$ ga bo'linadi. Umumiy holda bo'lish natijasi $Q(z)$ butun qismidan va $R(z)$ qoldiqdan iborat bo'ladi. Shuning uchun

$$A^*(z) \cdot z^r = Q(z) \cdot G(z) \oplus R(z) \quad (8.34)$$

bo'ladi.

Hisoblash natijasida olingan qoldiq $R(z)$ dan siklik kod kombinatsiyasi $A(z)$ ni shakllantirishdagi qo'shish amalini bajarishda foydalaniladi, ya'ni

$$A(z) = A^*(z) \cdot z^r \oplus R(z). \quad (8.35)$$

Ikkilik modul bo'yicha qo'shish va ayirish amallarining natijalari bir-biriga tengligi uchun (8.35) ifoda asosida shakllantirilgan $A(z) = Q(z) \cdot G(z)$ kod kombinatsiyasi keltirib chiqaruvchi polinom $G(z)$ ga bo'linish talabiga javob beradi. Qoldiq polinom $R(z)$ ning darajasi $r - 1$ dan katta bo'lmaydi, shuning uchun u $A^*(z) \cdot z^r$ kombinatsiyasidagi 0 (nol)lar vazifasini bajaradi.

Misol sifatida $m = 7$, $k = 4$, $r = 4$ va $G(z) = z^3 + z + 1 = 1011$ bo'lgan siklik kodni ko'rib chiqamiz. $A^*(z) = z^3 + 1 = 1001$ birlamchi – oddiy kodni korreksiyalovchi kodga aylantiruvchi nazorat simvollarini aniqlash kerak.

$$\begin{array}{r} 1001000 \\ \oplus 1011 \\ \hline 1000 \\ \oplus 1011 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{r} |1011 \\ 101 \end{array} \quad (8.36)$$

$$R(z) = 110 = z^2 + z$$

U holda $A^*(z) \cdot z^3 = z^6 + z^4 = 1001000$. Qoldiq $R(z)$ ni aniqlash uchun $A^*(z) \cdot z^3$ ni $G(z)$ ga bo'lamiz va natijada siklik kodning quyidagi kombinatsiyasini olamiz:

$$A(z) = A^*(z) \cdot z^3 + R(z) = z^6 + z^3 + z^2 + z = 1001110. \quad (8.37)$$

(8.37) siklik kod $A(z)$ kombinatsiyasining birinchi to'rt simvoli axborot simvollari va so'nggi uch simvoli nazorat simvollari hisoblanadi.

Siklik kodning nazorat simvollarini (8.12) umumiy formula asosida ham hisoblash mumkin, ammo bunda shakllanadigan siklik kod $A(z)$ ni uni keltirib chiqaruvchi polinom $G(z)$ ga bo'linishini ta'minlovchi α_{μ} koeffisientini aniqlash qiyinchilik keltirib chiqaradi.

Qabul qilingan siklik kodlarni dekodlash ham keltirib chiqaruvchi $G(z)$ polinomdan foydalanishga asoslangan. Agar qabul qilingan kod kombinatsiyasida simvollarining xalaqit ta'sirida teskarisiga o'zgarish holati yuz bermagan bo'lsa, u holda $A(z)$ ni $G(z)$ ga bo'lish natijasi qoldiqsiz bo'ladi. Siklik kod kombinatsiyasida simvollar buzilgan bo'lsa qoldiq $R(z)$ paydo bo'ladi, bu qoldiq o'z navbatida kod kombinatsiyasidagi xatolikni aniqlash va ularni tuzatish imkonini beradi.

Siklik kodlarning kodlash va dekodlash qurilmalari ko'p hollarda nisbatan sodda bo'lib, bu ularning asosiy afzalligi hisoblanadi. Siklik kodlarning yana bir afzalligi real radiokanalarda impulsimon, kvazigarmonik xalaqitlar yoki signalning (tez yoki sekin) so'nishi natijasida kod kombinatsiyasida paydo bo'ladigan ketma-ket bir necha simvollar buzilishlarini ham aniqlash va tuzatish (korreksiyalash) xossasiga ega.

8.7. O'zgarmas vaznli kodlar

Kodlash nazariyasida kod kombinatsiyasidagi "1" lar sonini uning vazni deb hisoblash qabul qilingan. Agar kodning hamma kod kombinatsiyalaridagi 1 lar soni bir xil bo'lsa, bunday kod o'zgarmas vaznli kod deb ataladi. O'zgarmas vaznli kodlar blokli bo'linmaydigan kodlar turiga kiradi, chunki o'zgarmas vaznli kodlarning axborot tashuvchi simvollarini va nazorat simvollarini alohida guruhlariga ajratish mumkin emas. O'zgarmas vaznli kodlardan amalda eng ko'p foydalaniladigani bu 7 elementli (simvulli) 3/4 kod bo'lib, uning har bir kod kombinatsiyasi 3 ta 1 dan va 4 ta 0 dan iborat bo'ladi. Shuningdek 2/5 o'zgarmas kod ham mavjud bo'lib, u 2 ta 1 dan va 5 ta 0 dan iborat bo'ladi. 3/4 o'zgarmas vaznli kodga misol qilib quyidagi 7 simvulli kod kombinatsiyalarini keltirish mumkin: 1011000, 0101010, 0001110.

O'zgarmas vaznli kod kombinatsiyalarini dekodlash uning vaznini aniqlashdan boshlanadi. Agar kod kombinatsiyasi vazni o'zgartirgan bo'lsa, kod kombinatsiyasi xalaqitlar ta'sirida buzilgan hisoblanadi. Bu kod hamma toq buzilishlarni va bir qism juft buzilishlarni aniqlash xususiyatiga ega, shu bilan birga kod kombinatsiyasidagi buzilgan 1 lar soni buzilgan 0 lar soniga teng bo'lgan holatda u xatoliklarni (buzilishlarni) aniqlay olmaydi. Kod kombinatsiyasidagi bu tur buzilishlar surilish xatoliklari deb ataladi. O'zgarmas vaznli 3/4 kod uchun aniqlanmagan xatolik ehtimolligi quyidagi formula orqali hisoblanadi:

$$P_x = 12P_0^2(1 - P_0)^5. \quad (8.38)$$

(8.38) ifodada kod kombinatsiyasidagi yakka buzilishlar ehtimolligi $P_0 \ll 1$ deb qabul qilingan.

Ushbu 7 elementli o'zgaras vaznli kodda jami $M = 2^7 = 128$ kod kombinatsiyalaridan faqat $N = c_7^3 = 35$ tasi ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi hisoblanadi, shuning uchun bu kodning ortiqchaligi

$$\alpha = 1 - \frac{\log_2 35}{\log_2 128} = 0,28. \quad (8.39)$$

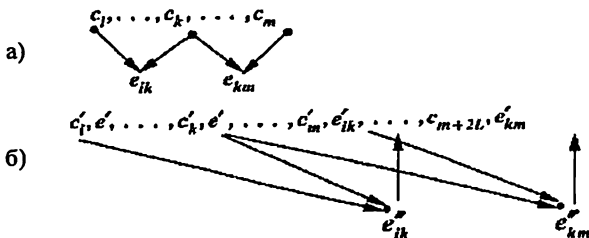
O'zgaras vaznli 7 elementli 3/4 koddan tanlovchan so'nuvchanlikli radiokanallar orqali chastotasi manipulyatsiyalangan (ChMp) signallardan foydalanib axborot uzatishda qo'llaniladi. Bunday kanallarda o'zgaras kod bir yoki bir necha 1 va 0 simvollarining teskarisiga o'zgarishi natijasida paydo bo'ladigan siljish buzilishlarining yuz berishi ehtimolligi juda kichik bo'ladi.

8.8. Uzlusiz kodlar

Uzlusiz kodlardan amalda eng ko'p qo'llaniladigani, bu xatolarni tuzatish imkoniyatiga ega bo'lgan Fink-Xagelbarger kodi hisoblanadi. Bu kodda nazorat simvollarini axborot signali simvollarining ikki va undan ortig'i ustidan chiziqli amallarni bajarish orqali yaratiladi. Ushbu kodni yaratishni oddiy zanjirli kod asosida ko'rib chiqamiz. Zanjirli kodlarda nazorat simvollarini bir-biridan ma'lum bir oraliqda joylashgan axborot signali simvollarini qo'shish natijasida shakllantiriladi:

$$e_{ik} = c_i \oplus c_k; \quad e_{i+1, k+1} = c_{i+1} \oplus c_{k+1}; \quad \dots \quad (8.40)$$

Axborot signali simvollarini orasidagi masofa $L = k - i$, bu kodning asosiy xossalari belgilaydi va qo'shish qadami deb ataladi. Bu usuldan foydalanib kod kombinatsiyalarini shakllantirishda nazorat simvollarini soni axborot signali simvollarini soniga teng bo'ladi. Shuning uchun bunday kodning ortiqchaligi $\alpha = 0,5$ ga teng. Nazorat simvollarini ketma-ketligini hosil qilish jarayoni 8.4-rasmda keltirilgan. Hosil qilingan nazorat simvollarini axborot simvollarini orasiga ikki qo'shish qadamiga kechiktirib joylashtiriladi.



8.4-rasm. Fink-Xagelbarger zanjirli kodida nazorat simvollarini hosil qilish va ularni joylashtirish

Fink-Xagelbarger zanjirli kodi kod kombinatsiyalarini dekodlashda qabul qilingan signal axborot simvollaridan (8.40) ifodada keltirilgan qoida bo'yicha

yordamchi nazorat simvollarini ketma-ketligi e'' shakllantiriladi va bu nazorat simvollarini qabul qilingan kod kombinatsiyasi tarkibidagi nazorat simvollarini ketma-ketligi bilan taqqoslanadi (8.4b-rasm).

Agar axborot simvolida buzilish hosil bo'lgan bo'lsa, misol uchun c'_k da, u holda bir vaqtning o'zida e''_{ik} va e''_{km} nazorat simvollarining buzilishiga olib keladi. Bu ularni e'_{ik} va e'_{km} nazorat simvollarini bilan taqqoslash natijasida namoyon bo'ladi. e'_{ik} va e'_{km} larning har biri uchun umumiy bo'lgan indeks k asosida xato qabul qilingan axborot simvoli c'_k dagi xatolikni aniqlash va uni tuzatish mumkin. Qabul qilingan nazorat simvollaridagi, misol uchun e'_{ik} simvolidagi buzilish nazorat simvollarining faqat bir joyida ularning bir-biriga mos kelmasligiga sabab bo'ladi. Bunday buzilishlarni tuzatish talab etilmaydi.

Uzluksiz kodlarning asosiy afzalligi bu uning nafaqat yakka buzilishlarni, shu bilan birga kod kombinatsiyasidagi bir necha ketma-ket buzilishlar guruhi (paketi)ni ham tuzata olish imkoniyatiga ega ekanligi hisoblanadi. Agar nazorat simvollarining kechikishi $2L$ ga teng qilib tanlangan bo'lsa, tuzatilishi mumkin bo'lgan xatoliklar soni ham guruh (paket) buzilishlar oralig'i $6L + 1$ dan kichik bo'lmasa $2L$ ga teng bo'ladi. Shunday qilib, kodning guruh (paket) buzilishlarni tuzatish imkoniyati uning qo'shish qadami oralig'i L ni kattalashtirishga bog'liq bo'lib, bu kodlash va dekodlash qurilmalarining murakkablashishiga olib keladi.

8.9. Kodlash nazariyasini asosi ikkidan farqlanuvchi kodlarni tahlil etish uchun umumlashtirish

Biz yuqorida ko'rib chiqqan kodlar ikkilik kodlar deb ataladi, chunki bu tur kodlarning asosini – ikki bir-biridan farqlanuvchi elementar signal – simvollar 1 va 0 lar tashkil etadi. Bunday kodlar juda ko'p tarqalgan va ulardan foydalanib kodlash va dekodlash jarayonini amalga oshirish asosi $m > 2$ bo'lgan kodlarga nisbatan oddiy va arzon hisoblanadi. Chiziqli kodlar nazariyasi umumiy holda asosi $m = p^l$ bo'lgan ko'p asosli kodlar uchun yaratiladi. Bunda p – oddiy son, L – natural son bo'lib, haqiqiy va kompleks sonlar ustida hamma arifmetik amallarni bajarish imkoniyatini beradi. Bunday asosi $m > 2$ bo'lgan kodlar uchun ham ikkilik kodlar uchun xos bo'lgan xususiyatlarni talab etishi va isbotlanishi mumkin. Asosi m bo'lgan kodlarning eng katta guruhi bu Rid-Solomon (RS) kodi hisoblanadi. Rid-Solomon kodlari tizimli (m, k) siklik qilib shakllantirilishi mumkin. Bunda $m = q - 1$, $m - k = 2l$, l – tuzatiladigan xatolar soni. Rid-Solomon kodi kompakt disklarga axborotlarni raqamli shaklda yozishning bir qismi – asosini tashkil etadi. Isbotlash mumkinki hech qanday tizimli asosi $m \geq 2$ bo'lgan kod kombinatsiyalari orasidagi Xemming masofa $d > m - k + 1$ bo'lishi mumkin emas. Haqiqatda ham kod kombinatsiyasidagi k dan bitta avvalgi simvolni nolga teng deb hisoblasak, u vazni nolga teng bo'lmagan va $m - k + 1$ dan katta bo'lmagan vaznli kod kombinatsiyasini keltirib chiqaradi, bu esa o'z navbatida kodning chiziqlilik xususiyatiga asosan kod kombinatsiyalari orasidagi

masofa d ning $(m - k + 1)$ ga teng bo'lgan yuqori chegaraviy qiymatini belgilaydi. Rid-Solomon kodi kod kombinatsiyalari oraliq masofasi eng kichik qiymatining eng yuqori chegaraviy kattaligini ta'minlaydi, shuning uchun bu kod hamma $m > 2$ bo'lgan (m, k) kodlar orasida kod kombinatsiyasidagi takrorlanuvchi buzilishlarni aniqlash va ularni tuzatish nuqtai nazaridan eng optimal ekanligiga kafolat beradi.

Kod davomiyligi $m = q - 1$ uni yaratishga qo'yiladigan asosiy va cheklovchi ko'rsatkichlardan hisoblanadi, shuning uchun kod kombinatsiyasining davomiyligi $m \leq q - 1$ bo'lgan Rid-Solomon qisqartirilgan kodini yaratish mumkin. Rid-Solomon qisqartirilgan kodini $m = q - 1$ bo'lgan Rid-Solomon to'liq kodi kombinatsiyalaridagi axborot simvollarining bir qismini nolga teng deb hisoblab, ularni kod bloklaridan chiqarib tanlash orqali shakllantirish mumkin. Qisqartirilgan Rid-Solomon kodidan foydalanish kod kombinatsiyalari orasidagi masofani kichiklashtirmaydi, shuning uchun (m, k) kod $m \leq q - 1$ bo'lgan holatda ham, avvalgidek kod kombinatsiyalari orasidagi masofa $d = m - k + 1$ ga teng bo'lib saqlanib qolishini ta'minlaydi. Bu tur Rid-Solomon qisqartirilgan kodlardan ikkilik kodlar bilan birgalikda kaskadli kodlarni shakllantirishda foydalanish mumkin.

8.10. Iterativ va kaskadli kodlar

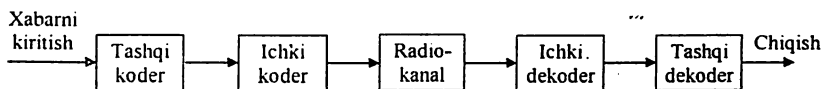
Bir necha qisqa kodlarni birlashtirib kod kombinatsiyasi davomiyligi va kod kombinatsiyalari orasidagi masofa d katta bo'lgan, dekodlash qurilmasi nisbatan sodda bo'lgan quvvatli kodlarni shakllantirish mumkin. Shu usulda ikki chiziqli tizimli (m_1, k_1) va (m_2, k_2) kodlar asosida iterativ kodni shakllantirish mumkin. Bu jarayonni 8.3-jadval asosida o'rganish mumkin. Birinchi bosqichda xabar birinchi (m_1, k_1) kod bilan kodlanadi. Masalan, birinchi bosqich k_2 kod bloklari matrisaning bir qatori shaklida yozilgan bo'lsin. Ushbu matrisa ustunlari k_2 ta simvollaridan tashkil topgan bo'lib, uni ikkinchi bosqich kodi (m_2, k_2) uchun axborot simvollarini deb hisoblaymiz va unga $m_2 - k_2$ tekshirish simvollarini qo'shib yozamiz. Natijada $m_1 m_2$ simvollaridan $k_1 k_2$ tasi axborot simvollarini bo'lgan blok $(m_1 \times m_2 - \text{matrisa})$ shakllanadi. Kodni shakllantirishni uchinchi o'lchamda ham davom ettirish mumkin.

Birinchi bosqichning har bir bloki dekodlash jarayonida kod buzilgan simvollarini aniqlaydi va uni tuzatadi. Kodning ikki o'lchamli bloki to'liq qabullangandan so'ng yana ikkinchi bosqich ustunlari bo'yicha xatoliklar tuzatiladi va o'chiriladi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, bunda faqat avval 1-bosqichda tuzatilmagan (yoki xato tuzatilgan) xatoliklar tuzatiladi. Iterativ kod uchun kod kombinatsiyalari orasidagi eng kichik masofa $d = d_1 \cdot d_2$ ga teng bo'ladi. Bunda d_1 va d_2 birinchi va ikkinchi bosqich kodlar kod kombinatsiyalari orasidagi masofa.

Iterativ kodni shakllantirishga oid

	Birinchi bosqichning axborot simvollarini	Birinchi bosqichning tekshiruvchi simvollarini
Ikkinchi bosqichning axborot simvollarini	$b_{1,1}, b_{1,2}, \dots, b_{1,k_1}$ $b_{2,1}, b_{2,2}, \dots, b_{2,k_1}$ $b_{k_2,1}, b_{k_2,2}, \dots, b_{k_2,k_1}$	$b_{1,k_1+1}, b_{1,k_1+2}, \dots, b_{1,n_1}$ $b_{2,k_1+1}, b_{2,k_1+2}, \dots, b_{2,n_1}$ $b_{k_2,k_1+1}, b_{k_2,k_1+2}, \dots, b_{k_2,n_1}$
Ikkinchi bosqichning tekshiruvchi simvollarini	$b_{k_2+1,1}, b_{k_2+1,2}, \dots, b_{k_2+1,k_1}$ $b_{n_2,1}, b_{n_2,2}, \dots, b_{n_2,k_1}$	$b_{k_2+1,k_1+1}, b_{k_2+1,k_1+2}, \dots, b_{k_2+1,n_1}$ $b_{n_2,k_1+1}, b_{n_2,k_1+2}, \dots, b_{n_2,n_1}$

Quvvatli kodlarning katta samaradorlikka ega bo'lgan turi bu kaskadli kodlar hisoblanadi. Ikki kaskadli kod quyidagicha shakllantiriladi (8.5-rasm). Dastlab axborot signalining k_1 ta ikkilik simvollarini asosi $m = 2^{k_1}$ bo'lgan, ko'p pozitsiya (holat)li kodning yiriklashtirilgan simvoli deb hisoblanadi. So'ngra k_2 ta yiriklashtirilgan simvollar ketma-ketligiga asosi m bo'lgan kodning ($m_2 - k_2$) ta tekshiruvchi simvollarini qo'shiladi (har bir tekshiruvchi simvol bu k_1 ta tekshiruvchi simvollar ketma-ketligidan iborat bo'ladi). Shu bilan tashqi kodni shakllantirish yakunlanadi.



8.5-rasm. Bosqichma-bosqich kodlash va dekodlash funksional sxemasi

So'ngra kod kombinatsiyalari orasidagi masofa d_1 bo'lgan ichki kod shakllantiriladi. Bunda tashqi kodning har bir k_1 elementar kod simvollariga ($m_1 - k_1$) ta ikkilik, ulardan $k_1 k_2$ tasi axborot signali simvollarini bo'lgan tekshiruvchi simvollar qo'shiladi. Shu nuqtai nazardan kaskadli kod iterativ kodga o'xshash hisoblanadi. Ammo kaskadli kodlarni dekodlash quyidagi ketma-ketlikda bajariladi. Dastlab ichki kodning hamma bloklari ketma-ket dekodlanadi (xatoliklar aniqlanadi va tuzatiladi), so'ngra tashqi m asosli (m_2, k_2) kod bloki dekodlanadi, bunda ichki kod kombinatsiyasini dekodlashdan so'ng ham qolgan xatoliklar tuzatiladi va o'chiriladi. Odatda ichki kod yakka xato (buzilish)larni tuzatadi, tashqi kod kombinatsiyalaridagi bir necha guruh xatoliklarni tuzatadi. Bu xatoliklar yiriklashtirilgan m ta simvollar ketma-ketligidagi yakka xatoliklardan tashkil topgan bo'ladi (8.5-rasm). Odatda tashqi kod sifatida oddiy asosi m ga teng, berilgan m_2 va k_2 qiymatlari uchun $m_2 < m$ bo'lganda kod kombinatsiyalari orasidagi masofa d_2 ning eng katta bo'lishini ta'minlovchi Rid-Solomon kodidan foydalaniladi.

Shakllantirilgan kaskadli kod kod kombinatsiyalari orasidagi eng kichik masofa $d > d_1 d_2$ bo'lgan chiziqli ikkilik kod ko'rsatkichlariga mos keladi (ekivalent hisoblanadi). Yuqorida keltirilgan kaskadli kodni dekodlash algoritmi amalda ancha samarali va oddiy hisoblanadi.

Kaskadli kodlardan foydalanish axborot uzatish tezligini radiokanal axborot uzatish imkoniyatiga juda yaqinlashtirish imkoniyatini beradi. Kaskadli kod bosqichlari sonini oshirishni davom ettirish mumkin. Kaskadli kodlar blokli xalaqitbardosh kodlar orasida ko'p hollarda eng samarali hisoblanadi.

8.11. Adaptiv korreksiyalovchi kodlar

Ko'pchilik korreksiyalovchi (tuzatuvchi) kodlarning asosiy kamchiliklaridan biri, bu ularning axborot uzatish kanali ko'rsatkichlariga moslasha olmasligi hisoblanadi. Bu kodlardagi ortiqchalik o'zgarmas bo'lib, uning qiymati kanal orqali signal uzatishning eng yomon holatida ham talab qilinadigan xalaqitbardoshlikni ta'minlash nuqtai nazaridan kiritiladi. Agar koddagi ortiqchalikni radiokanalning ayni vaqtdagi holatiga moslashgan holda (xatoliklar guruhi xossalarini o'rganishlar asosida) tanlansa kanaldan foydalanish samaradorligini xalaqitbardoshlikni talab darajasida saqlab qolgan holda sezilarli darajada yaxshilash mumkin.

Adaptiv dekodlash usulidan foydalanilganda kod kombinatsiyalaridagi xatoliklarga bog'liq ravishda dekoderning strukturasi, dekodlash algoritmi va parametrlari, dekoder sxemasi funksiyalari o'zgaradi va shu bilan birga adaptiv kodlash usulidan foydalanib kodlarning strukturasi, parametrlari, kodlash algoritmi va koder sxemalarini o'zgartirilishi mumkin. Adaptiv dekoderning vazifasi RTTlarda teskari bog'lanish radiokanalini tashkil etish imkoniyati bor-yo'qligi, kanaldagi turli xalaqitlar va ularning sathi hamda faolligi, kanal orqali signal o'tishidagi buzilishlari, kod kombinatsiyalaridagi xatoliklarning yakka va guruhlar tashkil etishi va boshqa ko'rsatkichlarga qarab o'zgarib turadi. Adaptiv kodlash usulini qo'llash uchun RTTda albatta teskari bog'lanish kanali bo'lishi shart. Bu radiokanal orqali axborot uzatish tomonga kanalning ish sifati, signalni qabullash sharoiti va boshqa kerakli ma'lumotlar yetkazib beriladi.

Teskari bog'lanish kanali RTTlarda adaptiv kodlardan foydalanib xatolarni aniqlash yo'li bilan nisbatan murakkab bo'lmagan radiouzatish va radioqabullash qurilmalari orqali har qanday talab darajasida bo'lgan xalaqitbardoshlik bilan axborotni yetkazib berish mumkin. Ammo, bunda bir qism axborot yo'qotiladi, chunki xatoliklar mavjud bo'lgan kod kombinatsiyalari axborot oluvchiga yetkazib berilmaydi. Xatolarni tuzatish yo'li bilan axborotni to'liq yetkazib berish mumkin. Buning uchun kod kombinatsiyalari davomiyligini minglab simvollarga ega bo'lishini ta'minlash kerak bo'ladi, bu esa kodlash qurilmasining murakkablashishiga sabab bo'ladi. Teskari bog'lanish qismi bo'lmagan RTTdan foydalanishdagi asosiy kamchiliklardan biri, bu axborot simvollari qabullash tomonida qanday xalaqitbardoshlik (sifat) bilan qabullangani haqidagi axborot

bo'lmaydi. Shuning uchun bunday RTTlarning ishonchli ishlashiga yuqori darajadagi talablarga javob berish talabi qo'yiladi. Teskari bog'lanish kanali bo'lmagan RTTlardan teskari bog'lanish kanalini tashkil qilish imkoniyati bo'lmagan hollarda yoki axborotni uzatishda kechikishga yo'l qo'yib bo'lmaydigan hollarda foydalaniladi. Bunday tizimga ba'zi sun'iy yo'ldosh orqali aloqa tizimlarini misol qilib ko'rsatish mumkin.

Ba'zi axborotni yuqori ishonchlilik bilan axborot oluvchiga yetkazish talab qilinadigan RTTlarda kod kombinatsiyalaridagi bir qism xatolarni qabullash tomonida tuzatish. xatosini tuzatish imkoniyati bo'lmagan kod kombinatsiyalarini axborot uzatish tomonga yuborish va ularni to'g'ri qabullashni amalga oshirish uchun takrorlash talab etiladi. Qabullangan axborotni adaptiv shaklda boshqarish kod ortiqchaligini kanalning axborot uzatish chegaraviy qiymatiga yaqinlashtirish imkoniyatini beradi. Kod kombinatsiyasidagi ortiqchalik xatoliklar bo'lmaganda o'zining eng optimal qiymatiga teng bo'ladi va kod kombinatsiyalarida xalaqitlar ta'sirida xatoliklar oshirishini kamaytirishga bo'lgan talabga qarab ortiqchalik mos ravishda kattalashadi.

Adaptiv kodlash va dekodlash tizimini yaratishning asosiy vazifalari quyidagilardan iborat: RTT axborot uzatish qurilmalarining va kanalning ahvolini nazorat qilish, kanalni nazorat qilish natijalaridan kodlar usulini o'zgartirish, koder sxemasi elementlari parametrlarini o'zgartirish, qaror qabullash qurilmasining meyorini o'zgartirish. radiokanal holatiga mos ravishda signalni optimal qabullash usulini qo'llash, xatoliklar tarkibiga qarab kodlash va dekodlashning xatoliklarni aniqlashni va tuzatishni talab darajasida bo'lishini ta'minlovchi kodlash va dekodlash algoritmlarini qo'llash, optimal-adaptiv kodlash va dekodlash usulidan foydalanish asosida kod ortiqchaligining optimal qiymatini ta'minlovchi apparatura va kanalning holatini nazorat qiluvchi qurilmalarning ko'rsatkichlarini ushbu nazorat o'tkazish vaqti davomida kanal orqali uzatilayotgan signal simvollariga bog'liq bo'lmashligi kerak.

Adaptiv korreksiyalovchi kodlar nazariyasi tezkorlik bilan rivojlanmoqda, chunki bunday kodlar kanallar orqali axborotlar uzatishdagi haqiqiy holatlarni iloji boricha to'liq inobatga olishga asoslangan.

Nazorat savollari

- 1. Xatoliklarni aniqlovchi va tuzatuvchi (korreksiyalovchi) kodlarni qanday turlarga ajratish mumkin?*
- 2. Xatoliklarni aniqlovchi kodlarda xatoliklar qanday tuzatiladi?*
- 3. Xatoliklarni tuzatish asosiy prinsiplarini aytib bering.*
- 4. Kod kombinatsiyalari orasidagi masofa qanday aniqlanadi?*
- 5. Qanday sharoitlarda kod kombinatsiyasidagi xatolikni aniqlash va tuzatish mumkin?*
- 6. Kodning qanday ko'rsatkichlari uning xatoliklarni aniqlash va tuzatish imkoniyatini belgilaydi?*

7. O'chirishli kodlarda ularning korreksiyalash imkoniyatidan qanday foydalaniladi?

8. Tizimli kodlarda kod kombinatsiyalar qanday usulda shakllantiriladi?

9. Nazorat simvoliga asoslanib kodlarni korreksiyalash asosi haqida qisqacha aytib bering.

10. Juft sonli (1) birlar bo'lgan kod kombinatsiyalari qanday shakllantiriladi?

11. Kod kombinatsiyalari 7 ta simvoldan iborat bo'lgan Xemming kodi qanday shakllantiriladi?

12. Nima uchun 7 simvulli 3/4 kodi kod kombinatsiyalaridagi surilish xatoliklarini aniqlash imkoniyatiga ega emas?

13. Uzluksiz kodlash qanday amalga oshiriladi?

14. Fink-Xagelbarger kodida xatoliklar guruhi davomiyligi nimaga bog'liq?

15. Kaskadli kodni shakllantirish prinsipini so'zlab bering.

16. Adaptiv korreksiyalovchi koddan qanday maqsadlarda foydalaniladi?

9. AXBOROT KANALLARINING MATEMATIK MODELLARI VA ULARDAGI SIGNAL VA XALAQIT SHAKLI BUZILISHLARI

9.1. Axborot uzatish kanallari haqida umumiy tushunchalar

Aloqa tizimining turli nuqtalari orasidagi xabar (signal) uzatishda foydalaniladigan texnik vositalar majmuasi aloqa kanali deb tushuniladi. Masalan, axborot manbai chiqishidan qabul qilish qurilmasi detektor kirishigacha, yoki radiouzatish qurilmasi chiqishidan radioqabullash qurilmasi dekoderi chiqishigacha va h.k.

Texnik vositalar deganda radiouzatuvchi va qabullovchi qurilmalar, aloqa liniyasi – elektromagnit to‘lqinlari tarqaladigan fizik muhit tushuniladi. Aloqa kanali xabar (signal) uzatishda foydalaniladigan ketma-ket ulangan, turli amallarni bajaradigan bloklardan tashkil topgan bo‘ladi.

Axborot (xabar) uzatish kanallarini ularning turli ko‘rsatkichlari asosida bir-biridan farqlash mumkin. Axborot uzatish tizimi bajaradigan vazifasiga ko‘ra: teleko‘rsatuv, radioeshittirish, telemetriya, radiolokatsiya, radioboshqaruv va boshqalarga bo‘linadi. Axborot uzatishda foydalaniladigan aloqa liniyasi – elektromagnit to‘lqinlar tarqalish muhitiga ko‘ra: radiokanallarga (misol uchun: radioaloqa, kosmik aloqa) va simli aloqa kanallariga (kabel orqali, sim orqali, optik tolali aloqa liniyasi, o‘ta yuqori chastota to‘lqin o‘tkazgichlari va h.k.) bo‘linadi. Axborot uzatishda ba‘zan mexanik va akustik kanallardan ham foydalaniladi.

Aloqa kanalining chiqishidagi signalning uning kirishidagi signal bilan bog‘liqligiga ko‘ra aloqa kanallari chiziqli va nochiziqli kanallarga bo‘linadi. Aloqa kanali chiqishidagi signal uning kirishidagi signal bilan ma‘lum bir vaqt davomiyligida skalyar bog‘liq bo‘lgan o‘zgarmas parametrli vaqt kanali va chiqishidagi signal kirishidagi signal bilan bir necha skalyar parametrlar orqali bog‘liq bo‘lgan fazo-vaqt kanallariga bo‘linadi.

Elektr signallaridan foydalanib axborot uzatish radiokanallarini ular foydalanadigan chastotalar diapazoniga qarab turlarga ajratish qabul qilingan bo‘lib, bu aloqa kanallarining xabar o‘tkazish imkoniyatini baholash imkonini beradi. Signallarni radiokanallar orqali uzatishda $3 \cdot 10^3 \dots 3 \cdot 10^{12}$ Hz bo‘lgan chastotalar diapazonidan foydalaniladi. Ushbu diapazon o‘nlik klassifikatsiya asosida quyidagicha bo‘linadi (9.1-jadval).

9.1-jadvalning birinchi ustunida qavs ichida standart bo‘yicha qabul qilinmagan, ammo keng foydalaniladigan nomlanishlar va ularning qisqartmalari keltirilgan. Hozirda radiokanallar foydalanadigan chastotalar diapazoni infraqizil to‘lqinlar diapazoniga ancha yaqinlashgan va optik kvant generatorlari – lazerlardan foydalanish natijasida optik diapazon ham o‘zlashtirilgan. Optik tolali aloqa liniyalarida to‘lqin uzunligi 1,55...0,85 mkm bo‘lgan, chastotasi 10^{14} Hz diapazonida bo‘lgan chastotalardan foydalaniladi.

Chastotalar diapazonining bo'linishi

T/R	To'lqinlarning nomi	To'lqinlar diapazoni	Chastotalarning nomlanishi	Chastotalar diapazoni
4.	Dekakilometrli (o'ta uzun to'lqin, O'UT)	100...10 km	Juda past chastota (JPCh)	3...30 kHz
5.	Kilometrli (uzun to'lqin, UT)	10...1 km	Past chastota (PCh)	30...300 kHz
6.	Gektometrli (o'rta to'lqin, O'T)	1000...100 m	O'rta chastota (O'Ch)	300...3000 kHz
7.	Dekametrli (qisqa to'lqin, QT)	100...10 m	Yuqori chastota (YuCh)	3...30 MHz
8.	Metrlil (ultra qisqa to'lqin, UQT)	10...1 m	Juda yuqori chastota (JYuCh)	30...300 MHz
9.	Detsimetrli	100...10 sm	Ultra yuqori chastota (UYuCh)	300...3000 MHz
10.	Santimetrli	10...1 sm	O'ta yuqori chastota (O'YuCh)	3...30 GHz
11.	Millimetrli	10...1 mm	Haddan tashqari yuqori chastota (HTYuCh)	30...300 GHz
12.	Detsimillimetrli	1...0,1 mm	Giper yuqori chastota (GYuCh)	300...3000 GHz

Axborot uzatish tizimlarining hozirgi davrdagi rivojlanishi iloji boricha yuqori chastotalar diapazonini o'zlashtirish orqali amalga oshirilmoqda. Buning bir necha sabablari bo'lib, bular: signal uzatish tezligini iloji boricha kattalashtirish (tizimning tezkorligini oshirish), geometrik o'lchamlari kichik bo'lgan antennalar yordamida elektromagnit to'lqinlarni kichik burchak oralig'ida nurlatish, nisbatan yuqori chastotalar diapazonida atmosfera va ko'p turli sanoat xalaqlari sathining pastligi, keng polosali yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlovchi modulyatsiya turlaridan foydalanish imkoniyatining mavjudligi va boshqalar.

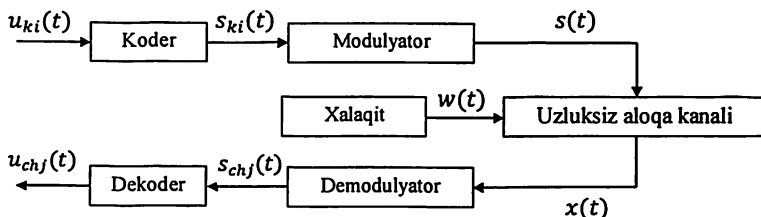
Axborot uzatish tizimlarida aloqa kanallari kirishi va chiqishidagi signallar ko'rinishiga qarab ularni turlarga ajratish katta ahamiyatga ega bo'lib, quyidagilardan iborat:

– kirishi va chiqishidagi signal sathi uzluksiz bo'lgan uzluksiz aloqa kanali. Misol uchun, modulyator chiqishi va demodulyator kirishi orasidan iborat bo'lgan har qanday aloqa kanali;

– kirishi va chiqishida signal sathi diskret bo‘lgan diskret aloqa kanali. Bunday kanalga kodlash qurilmasi kirishidan dekoder chiqishigacha bo‘lgan bloklardan iborat aloqa kanali misol bo‘ladi;

– signal sathi kirish tomonida uzluksiz chiqish tomonida diskret bo‘lgan uzluksiz-diskret va kirishida diskret chiqishida uzluksiz bo‘lgan diskret-uzluksiz aloqa kanali. Bunday kanallarga modulyator kirishi va demodulyator kirishi oralig‘idan iborat aloqa kanali yoki modulyator chiqishi va dekoder chiqishi orasidan iborat bo‘lgan aloqa kanali misol bo‘ladi.

Axborot uzatish aloqa kanalining tarkibiy (strukturaviy) sxemasi 9.1-rasmda keltirilgan.



9.1-rasm. Axborot uzatish aloqa kanalining strukturaviy sxemasi

Har qanday diskret va yarimdiskret aloqa kanali tarkibida uzluksiz kanal bo‘ladi. Misol tariqasida modulyator chiqishi va dekoder chiqishi oralig‘idan iborat bo‘lgan aloqa kanalini keltirish mumkin. Shuni alohida ta’kidlash kerakki, radiokanalning diskret yoki uzluksizligi u orqali uzatiladigan xabarning diskret yoki uzluksizlik xususiyatiga bog‘liq emas, uzluksiz xabarni diskret kanal orqali va aksincha diskret xabarni uzluksiz kanal orqali uzatish mumkin.

9.2. Uzluksiz radiokanallar

Uzluksiz radiokanallarni tahlil etish usuli va modeli real radiokanallarning fizik va statistik xarakteristikalarini o‘rganish asosida tanlanadi. Uzluksiz radiokanallar har qanday boshqa radiokanallarning asosiy qismini tashkil etgani uchun uni tahlil etish natijalaridan aloqa tizimlari orqali axborot uzatish tizimlarini tahlil etish va qo‘yilgan talablarga javob beradigan aloqa tizimlarini loyihalashda foydalaniladi. Uzluksiz radiokanallarni tahlil qilishdan asosiy maqsad, radiokanallar orqali signallar o‘tishida yuzaga keladigan chiziqli va nochiziqli buzilishlar sabablarini va radiokanallardan o‘tayotgan signallarga turli xalaqitlar ta’sirini o‘rganishdan iborat.

Radiokanallar orqali o‘tuvchi signallarning buzilishini tahlil qilish uchun kirish signali xarakteristikalarini, kanal orqali o‘tuvchi signalga ishlov berish algoritmlariga oid ma’lumotlarga ega bo‘lish kerak va ular asosida chiqish

signallarining xarakteristikalarini aniqlash kerak bo'ladi. Radiokanallarda signallarga ishlov berishda bajariladigan amallar radiokanallarning matematik modellari asosida aniqlanadi. Radiokanallarni yuqori aniqlikda tahlil etishda ularni nochiqli, tasodifiy parametrli inersion (stoxastik) tizim deb tahlil etish kerak bo'ladi. Bunday tizimlar chiqishidagi signal uning kirishiga signal ta'sir etishidan avval paydo bo'lmaydigan dinamik tizimlar deb ataladi. Bunday tizimlarni tahlil etish murakkab masala bo'lib, uni yechish kirish signali tasodifiy modulyatsiyalangan signal bo'lganda yanada murakkablashadi.

Signallar real radiokanallar orqali o'tganda ularning shakli o'zgaradi, buzilishlar ro'y beradi. Axborot nuqtai nazaridan bunday buzilishlarni qayta tiklanishi mumkin bo'lgan va qayta tiklanishi mumkin bo'lmagan turlarga bo'linadi. Qayta tiklanishi mumkin bo'lgan buzilishlar uzatilayotgan axborotning qisman yo'qotilishiga olib kelmaydi. Qayta tiklanishi mumkin bo'lmagan buzilishlar natijasida axborot qisman yoki butunlay yo'qotilishi mumkin. Qayta tiklanishi mumkin bo'lgan buzilishlar radiokanalning amplituda, faza va chastotasini signal shakliga mos ravishda tanlash va amplituda xarakteristikasini signal dinamik diapazoniga mos ravishda bo'lishini ta'minlash natijasida bartaraf etilishi mumkin.

Qayta tiklanmaydigan buzilishlar radiokanal kirishiga bir vaqtning o'zida foydali signal va turli tasodifiy xalaqitlarning ta'siri natijasida hosil bo'ladi. Xalaqitlar tasodifiy xarakterga ega bo'lgani uchun uning ta'sirini butunlay yo'q qilib bo'lmaydi. Xalaqitning turiga qarab, tegishli usulda ishlov berish orqali xalaqitning ta'sirini kamaytirish mumkin.

Yuqorida ta'kidlanganidek buzilishlar chiziqli va nochiqli bo'lib, chiziqli buzilishlarni tahlil etishda radiokanalni reaktiv elementlari bor o'zgaras parametrli inersion tizim deb qaraladi. Bunda kirish signalining spektral tashkil etuvchilari orasidagi amplituda va chastota mutanosibligi o'zgaradi, natijada signal shakli o'zgaradi, buzilishlar yuz beradi. Chiziqli buzilishlar yuz bermasligi uchun kirish signalining hamma spektr tashkil etuvchilari uchun radiokanalning uzatish koeffitsienti moduli va kechikish vaqti bir xil bo'lishi kerak. Nochiqli buzilishlar radiokanalning nochiqli inersiyasiz aktiv va passiv elementlardan (tranzistor, diod va h.k.) tashkil topgan qismlarida yuzaga keladi. Nochiqli buzilishlar, signallar nochiqli funksional qurilmalar orqali o'tganda uning spektrida qo'shimcha, yangi tashkil etuvchilari paydo bo'lishiga sabab bo'ladi, spektri kengayadi va uning tashkil etuvchilari orasida o'zaro xalaqitlar paydo bo'ladi.

Uzluksiz radiokanal chiqishidagi signalni umumiy holda quyidagicha ifodalash mumkin:

$$x(t, \tau) = \mu(t)s[t - \tau(t)] + w(t), \quad (9.1)$$

bunda, $s(t)$ – radiokanal kirishidagi signal; $\mu(t)$ – multiplikativ xalaqitning foydali signal $s(t)$ ga ta'sirini aks ettiruvchi koeffitsient; $w(t)$ – additiv xalaqit; $\tau(t)$ – foydali signalning kanal orqali o'tishi natijasida hosil bo'ladigan kechikish. Agar $\mu(t)$ va $\tau(t)$ lar yoki ulardan biri vaqt bo'yicha o'zgarib tursa, bunday

radiokanal o'zgaruvchan ko'rsatkichli va aks holda μ va τ vaqt bo'yicha o'zgarmas bo'lsa bunday kanal o'zgarmas ko'rsatkichli radiokanal deb ataladi.

Multiplikativ xalaqitlar birinchi navbatda signal tarqaluvchi muhitning (fazoning) xarakteristikalarini vaqt bo'yicha o'zgarib turishi; radiotexnik qurilmalar elektr manbalari kuchlanishlarining o'zgarishi natijasida uning kuchaytirish koeffitsienti o'zgarishi; radiosignalni radioqabullash qurilmasi kirishiga bir necha radionurlar algebraik yig'indisi sifatida ta'sir etishi natijasida hosil bo'ladi. Multiplikativ xalaqitlar qisqa to'liq diapazonida, harakatdagi mobil aloqa tizimlarida va atmosfera optik aloqa tizimlarida asosiy xalaqit hisoblanadi. Multiplikativ xalaqit $\mu(t)$ umuman tasodifiy jarayon bo'lib, agar uning korrelyatsiya vaqti oralig'i $\Delta\tau_m$ signal davomiyligi yoki korrelyatsiya oralig'i $\Delta\tau_s$ dan ancha katta bo'lsa, ya'ni

$$\frac{\Delta\tau_m}{\Delta\tau_s} \gg 1, \quad (9.2)$$

bo'lsa bunday multiplikativ xalaqit sekun o'zgaruvchi va aksincha

$$\frac{\Delta\tau_m}{\Delta\tau_s} \ll 1, \quad (9.2')$$

bo'lsa bunday multiplikativ xalaqit tez o'zgaruvchi multiplikativ xalaqit deb ataladi.

Additiv xalaqitlar radiotexnik qurilma rezistorlari, diodlari, tranzistorlari, simlari orqali o'tuvchi tok qiymatining yoki uning elementlariga qo'yilgan kuchlanishlarning issiqlik jarayoni ta'sirida tasodifiy shaklda o'zgarishi, atmosfera va sanoat xalaqitlari ta'siridagi fluktuatsiya hodisasi natijasida hosil bo'ladi.

Additiv xalaqitlar uch turga bo'linadi: fluktuasion – keng polosali “oq shovqin”, spektri energiyasi nisbatan tor chastotalar polosasida bo'lgan – garmonik tebranishsimon xalaqitlar hamda ta'sir etish vaqti tasodifiy va qisqa bo'lgan energiyasi qisqa vaqt orasida mavjud bo'lgan impuls xalaqitlardan iborat.

Spektri kengligi foydali signal spektriga deyarli teng yoki anchagina kichik bo'lgan garmoniksimon xalaqitlar asosan qo'shni radiokanallar, ba'zan esa aks kanallar orqali radioqabullash qurilmasiga ta'sir etuvchi tor polosali xalaqitlar qatoriga kiradi. Tor polosali xalaqitlarning foydali signalga ta'sirini yo'qotish yoki kamaytirishga signal qabullash va unga ishlov berish qurilmalarining texnik ko'rsatkichlarini yaxshilash, tegishli texnik yechimlarni tadbiiq qilish natijasida erishiladi.

Impuls xalaqitlar sanoat qurilmalari, atmosferada yuz beradigan momaqaldiroqlar, payvandlash qurilmalari, elektr transporti kabellarning ish faoliyati natijasida hosil bo'luvchi tasodifiy vaqt oraliqlarida tasodifiy qiymatga ega bo'lgan impulslarning radiokanallar, asosan RQQga ta'siri natijasi bo'lib, bunday xalaqit nisbatan keng energetik spektrga ega bo'ladi. Ma'lumki, bunday impuls ko'rinishidagi xalaqitlarning spektri kengligi uning davomiyligiga teskari proporsional bo'lib, bunday xalaqitning spektr tashkil etuvchilari juda past va juda yuqori chastotalar diapazonida bo'ladi.

Fluktuasion additiv xalaqit spektri energiyasi juda keng polosaga yoyilganligi bilan xarakterlanadi. Chunki bu tur xalaqit radioelektron qurilmalarning tashkiliy elementlarida hosil bo'ladigan issiqlik shovqini, vaqt birligida uning o'tkazgichlari orqali o'tuvchi elektronlar soni o'zgarmas emas, balki o'rtacha qiymati atrofida tasodifiy ravishda o'zgarib turishi kabi hodisalar natijasida hosil bo'ladi. Foydali signal spektri tashkil etuvchilari joylashgan polosa ΔF da hosil bo'ladigan issiqlik shovqini energiyasi o'rtacha qiymati va spektri energiyasi zichligi quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$P = \sigma^2 = 4kT^0 \Delta F, \quad (9.3)$$

$$G(F) = \frac{P}{\Delta F} = 4kT^0, \quad (9.4)$$

bunda, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Dj/grad – Bolsman doimiysi, T^0 – asbolyut temperatura.

Radioqurilma ichida hosil bo'ladigan fluktuasion xalaqitlarni to'liq yo'qotib bo'lmaydi, uning ta'sirini radiokanal qurilmalarini loyihalashda e'tiborga olish va uning axborot uzatish sifati yomonlashishiga ta'sirini kamaytirish mumkin.

Ta'sir energiyasi ma'lum spektrda (polosada) yoki vaqt orasida joylashgan xalaqitlarning matematik modeli tor polosali tasodifiy signal va impulslar tasodifiy ketma-ketligi hisoblanadi. Fluktuasion additiv xalaqitning matematik modeli sifatida Gauss qonuniga (normal taqsimot qonuniga) bo'ysunuvchi "oq shovqin" olinadi.

Hozirda real radiokanallarni ruxsat etilgan xatolik bilan va berilgan texnik ko'rsatkichlari asosida turli radiokanallarni tahlil qilishning turli murakkablik darajasida bo'lgan matematik ifodalari yaratilgan. Bulardan eng keng foydalaniladiganlari quyidagilar: ideal radiokanal; Gauss radiokanali; noma'lum fazali Gauss radiokanali; so'nishli va xalaqitlari spektri to'plangan bir nurli radiokanal; ko'p nurli so'nishli Gauss radiokanali; ko'p nurli so'nishli va additiv xalaqitli Gauss radiokanali.

Real radiokanallarni tahlil etishda, odatda, injenerlik hisobi natijalarining aniqlik darajasi talab darajasida bo'lgan, masalani yechishda ortiqcha qiyinchiliklarni keltirib chiqarmaydigan matematik modeli tanlanadi.

Ideal radiokanal matematik modelidan uzluksiz radiokanallarni tahlil etishda quyidagi shartlar bajarilgan holda foydalanish mumkin: radiokanalda hech qanday xalaqitlar yo'q, radiokanallardan o'tuvchi signallarning shakli avvaldan ma'lum, ya'ni signal – determinant signal va signalning quvvati hamda spektri polosasi cheklangan. Bu modeldan foydalanilganda radiokanalda amalga oshiriladigan o'zgartirishlar va radiokanal kirishidagi signal shakli ma'lum holati uchun chiqish signali aniqlanadi. Bunday matematik modeldan asosan radiokanallar orqali o'tuvchi modulyatsiyalangan signallarning chiziqli va nochiziqli buzilishlarni aniqlashda foydalaniladi.

Gauss radiokanali. Radiokanalning bunday matematik modelidan quyidagi shartlar bajarilganda, ya'ni radiokanalning uzatish koeffisienti va signalning radiokanal orqali o'tishdagi kechikishi vaqt bo'yicha o'zgarmas; signal shakli qabullash tomonida ma'lum va radiokanalda gauss additiv fluktuasion xalaqit

mavjud bo'lgan holatlarda foydalaniladi. Gauss kanali matematik modelidan real bir nurli so'nishsiz va asar o'tuvchi radiokanallarni tahlil etishda foydalaniladi. Bunda so'nishlar foydali signal amplitudasining tasodifiy ravishda o'zgarishi natijasida yuz beradi deb hisoblanadi. Radiokanalning bunday matematik modeli u orqali o'tuvchi signalning amplitudasi va fazasining buzilishlarini hamda fluktuasion xalaqit ta'sirini tahlil etish imkoniyatini beradi.

Noma'lum fazali Gauss radiokanali. Radiokanalning bu matematik modelida kirish signali fazasi tasodifiy qiymatga ega bo'ladi, natijada chiqish signali ham tasodifiy fazaga ega bo'ladi. Radiokanal chiqish signalini tahlil etish uchun signaling radiokanal orqali o'tishidagi vaqt bo'yicha kechikish yoki fazasi o'zgarishi birlig qonunini bilish talab etiladi.

So'nishli bir nurli Gauss radiokanali. Radiokanalning bunday modelidan foydalanilganda kanalning uzatish koeffitsienti va faza xarakteristikasi tasodifiy qiymatga ega bo'lgan jarayon deb qaraladi. Bunda radiokanalda xalaqitlar bo'lmagan holatda ham chiqish signali spektri kirish signali spektridan zararli amplituda va fazasi natijasida kengayadi. Radiokanalning bunday matematik modeli turli tasodifiy, shu bilan birga o'zgaruvchi parametrlri radiokanallar xususiyatlarini yetarli darajada yaxshi ifodalaydi.

So'nishli ko'p nurli Gauss radiokanali. Radiokanalning bunday modelidan radiobuzatkich chiqishidan radioqabullovchi qurilmasi kirishiga turli nurlar (yo'llar) orqali ta'sir etadigan holatlarda foydalaniladi. Bunda RQQ kirishidagi radionurlarning sathlari va boshlang'ich fazalari turlicha va tasodifiy qiymatga ega bo'ladi. RQQ kirishidagi sig'ara bir nechta radionurlanishlarning inmerferensiyasi – alfabrak vig'indisi natijasi bo'ladi. Umumian olganda radiokanalning chastota va faza xarakteristikasi vaqt va chastotaga bog'liq bo'ladi. Ko'p nurli so'nishli radiokanalni ifodalashda bir kanalliga qaraganda n marta (bunda n – radionurlar soni) ko'p bo'lgan statistik xarakteristikalaridan foydalanish kerak bo'ladi. Shu bilan birga so'nishli ko'p nurli Gauss radiokanal turli radiokanallarni o'zida qamrab olgan bo'lib, eng umumlashgan model hisoblanadi.

So'nishli ko'p nurli va additiv (spektr va vaqt bo'yicha to'plangan) xalaqitli Gauss radiokanali. Radiokanalning bu matematik modelida fluktuasion xalaqit bilan birga spektri ma'lum polosada to'plangan va energiyasi qisqa vaqt orasida to'plangan (mavjud bo'lgan) xalaqitlar ham hisobga olinadi. Radiokanalning bunday modeli ko'p turli haqiqatda mavjud kanallarning xususiyatlarini yetarli darajada aniqlik bilan tahlil etish imkoniyatini beradi. Ammo radiokanalning bu modelidan foydalanish murakkab bo'lib, katta hajmdagi statistik ma'lumotlarni to'plash va ularga ishlov berishni talab qiladi.

Odatda, ko'p hollarda uzluksiz va diskret radiokanallarni tahlil etishda Gauss radiokanali va so'nishli bir nurli Gauss radiokanali modelidan foydalaniladi.

9.3. Diskret kanallarni tahlil qilish

Diskret kanallarni tahlil etish uchun maxsus matematik model va usullardan foydalaniladi. Bu model va usullardan foydalanib ikkilik radiokanalning quyidagi xarakteristikalarini aniqlaymiz: diskret signal elementlarini xato qabul qilish shartli ehtimolligi, diskret signal kodlari kombinatsiyasini xato qabul qilish to'liq ehtimolligi va to'g'ri qabullash ehtimolligi, radiokanal chiqishida diskret signal elementar tashkil etuvchilarini paydo bo'lish ehtimolligi va shu kabilar.

Diskret radiokanal sifatida "koder kirishidan dekoder chiqishigacha" bo'lgan qurilmalardan iborat qismni tahlil qilamiz (9.1-rasm). Diskret kanal kirishiga s_{ki} simvollar berilganda uning chiqishida s_{chj} simvollar paydo bo'ladi. Agar radiokanal uchun s_{ki} signalning uzatilish aprior ehtimolligi $P(s_{ki})$ ($i = 1, 2, 3, \dots, n$ – kirish signali alfaviti), R – elementar signallarni uzatish tezligi, chiqish signali s_{chj} alfaviti $j = 1, 2, 3, \dots, m$, s_{ki} signal uzatilganda diskret kanal chiqishida s_{chj} simvolni paydo bo'lish shartli aprior ehtimolligi $P\left(\frac{s_{chj}}{s_{ki}}\right)$ lar ma'lum bo'lsa diskret radiokanal modeli aniqlangan bo'ladi.

Yuqorida keltirilgan diskret radiokanal xarakteristikalaridan birinchisi xabar manbaining xossasiga ikkinchisi esa signal o'tkazish chastotalar polosasiga bog'liq. Chiqish signali hajmi m axborot uzatish tizimining tuzilish usuliga bog'liq. Shartli ehtimollik $P\left(\frac{s_{chj}}{s_{ki}}\right)$ asosan uzluksiz radiokanal va uning xarakteristikalari orqali aniqlanadi. Agar teskari bog'lanishli aloqa tizimida chiqish signallari alfaviti m kirish signallari alfaviti n dan katta, ya'ni $m > n$ bo'lsa, bunday radiokanal "o'chirishli" radiokanal deb ataladi. Qabul qilingan signal chiqish simvollarining hech biriga yuqori ehtimollik bilan mos kelmasa, bu signal "o'chiriladi". Xato qabul qilingan signalni o'chirish xato qabullash ehtimolligini kamaytiradi. Odatda, simvolni o'chirish mezonini (ehtimolligi) berilgan bo'ladi.

Diskret radiokanal matematik modelini tahlil etish natijasida s_{chj} elementar signal qabul qilinganda s_{ki} elementar signal uzatilish shartli aposterior ehtimolligi $P\left(\frac{s_{ki}}{s_{chj}}\right)$ aniqlanadi. Ushbu aposterior ehtimolliklar $P\left(\frac{s_{ki}}{s_{chj}}\right)$ va aprior ehtimolliklar $P(s_{ki})$ asosida signal xato qabul qilinish to'liq ehtimolligini, to'g'ri qabullanganlik to'liq ehtimolligini, radiokanal chiqishida aniq bir signalning paydo bo'lish ehtimolligini, diskret radiokanalning axborot uzatishga tegishli xarakteristikalari (axborot uzatish tezligi, axborot o'tkazish imkoniyati va qabul qilingan axborot miqdori) ni aniqlash mumkin.

s_{chj} elementar signal qabul qilinganda s_{ki} elementar signal uzatilish shartli aposterior ehtimolligi Bayes formulasi orqali aniqlanadi.

$$P\left(s_{ki}/s_{chj}\right) = \frac{P(s_{ki})P\left(s_{chj}/s_{ki}\right)}{\sum_{k=1}^m P(s_{ki})P\left(s_{chj}/s_{ki}\right)}. \quad (9.5)$$

s_{ki} signal radiokanal orqali uzatilganda dekoder chiqishida s_{chj} signali faqat $i = j$ hollarda to'g'ri qabul qilingan, boshqa hollarda signal noto'g'ri qabul qilingan bo'ladi.

Agar dekoder qaror qabul qilish qurilmasi aposterior ehtimollik maksimumi (eng katta qiymati) asoslanib qaror qabul qilish algoritmi (mezoni) asosida qaror qabul qilsa, ya'ni

$$\max \left[P\left(s_{ki}/s_{chj}\right) \right] = P\left(s_{ki}/s_{chj}\right) \quad (9.6)$$

bo'lsa dekoder chiqishida s_{chj} simvoli, ya'ni aposterior ehtimolligi eng katta simvol qaror qabul qilish qurilmasi chiqishida paydo bo'ladi.

Agar aposterior ehtimollik $P\left(s_{chi}/s_{kj}\right)$ maksimal qiymatga ega bo'lsa bu simvol xato qabul qilingan bo'ladi, chunki s_{kj} signal ($j \neq i$) uzatilganda qaror qabul qilish qurilmasi s_{chi} signal uzatilgan deb qaror qabul qiladi. Bu diskret radiokanal uchun $P\left(s_{chj}/s_{ki}\right)$ – aposterior ehtimolliklar $i = j$ hamda $j \neq i$ lar uchun ma'lum bo'lsa uning hamma xususiyatlari ma'lum hisoblanadi. Agar radiokanal uchun s_{ki} va s_{chj} larning paydo bo'lishi aposterior ehtimolligi i va j larning turli qiymatlari uchun oniy qiymatlarni aniqlash vaqtiga bog'liq bo'lmasa bunday radiokanal bir tarkibli radiokanal deb ataladi. Bunda s_{ki} bir xil ehtimollik bilan s_{chj} ga ($j \neq i$) o'tishi mumkin bo'ladi, ya'ni

$$P\left(s_{chj}/s_{ki}; t\right) = P\left(s_{chj}/s_{ki}\right). \quad (9.7)$$

Agar s_{ki} signalni s_{chj} ga o'tish ehtimolligi vaqt t ga bog'liq bo'lsa bunday radiokanal bir tarkibli bo'lmagan radiokanal deb ataladi.

Agar s_{ki} simvol uzatilganda s_{chj} simvolning paydo bo'lish aposterior ehtimolligi undan avval qandaydir simvollar uzatilganligiga bog'liq, ya'ni

$$P\left(s_{chj}/s_{k1}, s_{k2}, \dots, s_{kn}\right) \quad (9.8)$$

bo'lsa bunday radiokanal xotirali kanal deb ataladi va

$$P\left(s_{chj}/s_{k1}, s_{k2}, \dots, s_{kn}\right) = P\left(s_{chj}/s_{ki}\right) \quad (9.8')$$

sharti bajarilsa, bunday radiokanal xotirasiz kanal deb ataladi.

(9.7) va (9.8') shartlar bajariladigan radiokanal Gauss bir tarkibli xotirasiz kanali deb ataladi.

Real radiokanallar bir tarkibli bo'lmagan va xotirali kanallar bo'lib, buning sabablari quyidagilar: uzluksiz kanalda signal shaklining buzilishi va signalga turli xalaqtlarning ta'siri, chiqish signallari elementlarining kirish signallari elementlariga nisbatan kechikishi, uzatilayotgan va qabul qilinayotgan signallar orasidagi takt bo'yicha sinxronlikning buzilishi (yomonlashishi), qaror qabul qilish qurilmasining ishidagi xatoliklar. Ammo ko'p hollarda bir tarkibli xotirasiz radiokanal modelidan foydalanib kanallarning asosiy xususiyatlari aniqlanadi.

Bir tarkibli xotirasiz radiokanallarni matematik ifodalash uchun quyidagi ko'rinishdagi matrisadan foydalaniladi:

$$P_{ij} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1m} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{n1} & P_{n2} & \dots & P_{nm} \end{pmatrix}. \quad (9.9)$$

Ushbu (9.9) matrisaning tashkil etuvchilari s_{ki} signalni s_{chj} ga o'tish shartli ehtimolligi $P_{ij} = P\left(\frac{s_{chj}}{s_{ki}}\right)$ ni anglatadi. Bu shartli s_{kj} signalni s_{chj} ga o'zgarish xatoligi s_{ki} signalni uzatish aprior ehtimolligi $P(s_{ki})$ bilan birga diskret kanalning ehtimollik xarakteristikasini to'liq aniqlash imkoniyatini beradi.

Diskret kanallarning matematik modeli sifatida Markov ketma-ketligi (zanjiri) nazariyasidan foydalaniladi. Bu nazariya asosida tasodifiy ketma-ketliklarni ifodalash mumkin. Quyida ushbu nazariyaning biz kelgusida foydalanadigan asoslari bilan tanishib chiqamiz.

Agar tasodifiy signal $x(t)$ ni Kotelnikovning diskretizatsiyalash teoremasi asosida $\Delta t = \frac{1}{2F}$, sek oraliqlardagi oniy qiymatlarini aniqlasak, bu oniy qiymatlar tasodifiy ketma-ketligi $X_i = X(t_i)$ bo'ladi. Agar uzluksiz signal $x(t)$ stasionar tasodifiy va ergodiklik xususiyatiga ega bo'lsa, u holda oniy qiymatlar ketma-ketligi $X(t_i)$ ham stasionar va ergodiklik xususiyatiga ega bo'ladi.

Bunday ketma-ketlikning sonli xarakteristikalari: o'rtacha qiymati, dispersiyasi va korrelyatsiya funksiyasi ko'plik bo'yicha va vaqt bo'yicha o'rtalashtirish orqali amalga oshiriladi. Oniy qiymatlar ketma-ketligining o'rtacha qiymati quyidagicha aniqlanadi:

$$M[X_i] = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_{ik} \quad (9.10)$$

bunda, n – tahlil etilayotgan tasodifiy ketma-ketliklar soni, x_{ik} – tasodifiy ketma-ketlik X_i ning k vaqtdagi o'rtacha qiymati. k – tahlil etilayotgan ketma-ketliklardan Δt oraliqlarda olingan oniy qiymatlar soni.

Agar stasionar ketma-ketlik X_i ning hamma qiymatlari uzluksiz va bir-biriga bog'liq bo'lmasa, bunday jarayonning to'liq xarakteristikasi bir o'lchamli taqsimot

qonuni $P(X_i)$ bo'ladi. Katta o'lchamli taqsimot qonuni bir o'lchamli taqsimot qonunlari ko'paytmasiga teng bo'ladi. Agar x_i diskret bir-biri bilan bog'liq bo'lmagan signallar ketma-ketligi bo'lsa, uning oniy qiymati x_i ning paydo bo'lish ehtimolligi $P(x_i)$ bo'ladi va x_i – diskretizatsiyalashgan qiymatlardan birining paydo bo'lish ehtimolligi

$$\sum_{i=1}^n P(x_i) = 1. \quad (9.11)$$

Agar X_i ketma-ketlik bir-biriga bog'liq (korrelyatsiya mavjud) bo'lsa, u holda alohida simvollarning paydo bo'lish ehtimolligidan tashqari undan avval qanday simvollar paydo bo'lganligi ehtimolligini bilish kerak, ya'ni $P(X_i/X_{i-1}, X_{i-2}, \dots, X_{i-k})$. Simvollar orasida statistik bog'liqlik bo'lgan ketma-ketlik Markov zanjirlari deb ataladi. Bunda simvollar ketma-ketligida faqat X_i va X_{i-1} vaqtidagi qiymatlariga bog'liq bo'lsa Markov zanjiri oddiy hisoblanadi, uning xususiyatlari (9.9) matrisada boshlang'ich ehtimollik $P(s_{chi}) = P(s_k)$ orqali aniqlanadi.

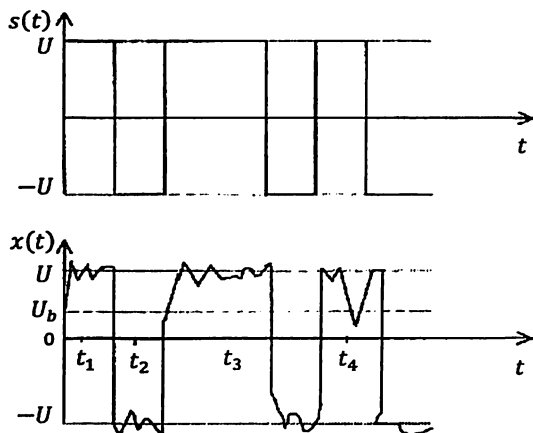
Radiokanalning stasionar ish holatida ergodik markov zanjiri ketma-ketligida X_j qiymatni paydo bo'lish ehtimolligi P_j quyidagi algebraik tenglama orqali stasionar tasodifiy jarayonning qiymatlaridan birining paydo bo'lish ehtimolligi birga tengligini e'tiborga olgan holda aniqlanadi, ya'ni

$$P_j = \sum_{i=1}^m P_i P_{ij}, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (9.12)$$

Xotirasiz bir tarkibli diskret kanallarni matematik tahlil etishda oddiy bir tarkibli markov zanjirlari nazariyasidan foydalaniladi.

Ushbu nazariya natijalaridan foydalanib oddiy bir tarkibli ikkilik diskret kanalning ehtimollik xarakteristikalarini aniqlaymiz. Bu kanal uchun $i = j = 2$, $P_{12} = P_{21} = P_1$, $P_{21} = P_{22} = P_2$, $P_{11} = P(s_1/s_1)$, $P_{12} = P(s_1/s_2)$, $P_{21} = P(s_2/s_1)$, $P_{22} = P(s_2/s_2)$. Bunda P_{11} va P_{22} lar s_1 va s_2 signallarni to'g'ri qabul qilish ehtimolligi, P_{12} va P_{21} – xato qabul qilish ehtimolligi.

Modulyator chiqishidagi signal $s_1(t)$ va demodulyator kirishida $x(t) = s_2(t)$ bo'lgan holat uchun qaror qabul qilish qurilmasi ishlash jarayonini ko'rib chiqamiz (9.2-rasm). Bunda musbat impuls $s_1(t)$ signaliga, manfiy impuls $s_2(t)$ signaliga mos keladi va ularning shakli radiokanaldan o'tish natijasida o'zgargan.



9.2-rasm. $s(t) + w(t) = x(t)$ ni t_k vaqtlardagi oniy qiymatlari asosida qaror qabul qilishga oid vaqt diagrammalari

Agar radiokanalda signal shakli buzilmasa, u holda radiokanal uzluksiz Gauss kanali bo'lib, signal shaklining o'zgarishiga fluktuasion xalaqit $w(t)$ sabab bo'ladi. Qaror qabul qilish qurilmasi kirishidagi signalni $s_2(t) = s_1(t) + w(t)$ deb qabul qilamiz. Demodulyatorning qaror qabul qilish qurilmasi o'zining kirishidagi $s_2(t)$ signalning t_1, t_2, \dots, t_k vaqtlardagi oniy qiymatlari asosida $s_1(t) = +U$ yoki $s_2(t) = -U$ ligini aniqlaydi. Signallarning amplitudasi U – aniq (determinant) qiymatligi uchun $|U| + w(t) = x(t)$ ning taqsimoti xalaqit $w(t)$ ning bir o'lchamli taqsimoti orqali aniqlanadi.

Demodulyator qaror qabul qilish qurilmasi chiqishidagi xato qabullash va to'g'ri qabullash ehtimolligi nafaqat xalaqitning ko'rsatkichlari, shu bilan birga qaror qabul qilish qurilmasining bo'sag'asi sathi U_b ga ham bog'liq. Agar $x(t_k) \leq U_b$ bo'lsa, u holda manfiy signal $s_2(t) = -U$, qaror qabul qilish qurilmasi kirishiga manfiy signal keldi deb xato qaror qabul qiladi. To'g'ri qaror qabul qilinishi uchun quyidagi tengsizliklar bajarilishi kerak:

$$U + w(t_k) > U_b, \quad w(t_k) > -U + U_b, \quad (9.13)$$

$$-U + w(t_k) < U_b, \quad w(t_k) < U + U_b. \quad (9.14)$$

$x(t) = s_1(t) + w(t)$ ning oniy qiymatini aniqlash vaqti t_k da xalaqit ta'sirida $x(t)$ qiymatining o'zgarishi yuz beradi. Xato qabullash ehtimolligi P_{12} va P_{21} (9.13) va (9.14) tengsizliklarga teskari bo'lgan ehtimollik sharti bajarilganda yuz beradi, ya'ni

$$P_{21} = P(w < -U + U_b) = \int_{-\infty}^{-U+U_b} P(w)dw, \quad (9.15)$$

$$P_{12} = P(w > U + U_b) = \int_{U+U_b}^{\infty} P(w)dw. \quad (9.16)$$

Uzatilayotgan signallarning musbat va manfiy amplitudalari bir-biriga teng $|-U + U_b| = |U + U_b|$ bo'lishi uchun hamda P_{12} va P_{21} xatoliklarning qiymati bir xil bo'lishi uchun qaror qabul qilish qurilmasi bo'sag'asi $U_b = 0$ qilib tanlanadi. Xatoliklar $P_{12} = P_{21} = P_0$ bo'lgan kanal simmetrik kanal deb ataladi. Simmetrik aloqa kanallarida xatolik yuz berishi ehtimolligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P_0 = \int_U^{\infty} P(w)dw = \int_{-\infty}^{-U} P(w)dw = \frac{1}{2}[1 + F(\sqrt{h})], \quad (9.17)$$

bunda, $\sqrt{h} = U/\sigma$, σ - xalaqitning o'rtacha kvadratik qiymati, xalaqitning dispersiyasi, $F(\sqrt{h})$ - Kramp funksiyasi (ehtimollik integrali) bo'lib, u quyidagicha aniqlanadi:

$$F(\sqrt{h}) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\sqrt{h}} e^{-z^2/2} dz. \quad (9.18)$$

Argumenti $(0 \div \infty)$ oralig'ida o'zgaruvchi Kramp funksiyasi qiymatlarining jadvali mavjud. Kramp funksiyasi qiymati $(-1 \div +1)$ oralig'ida o'zgaruvchi toq funksiya $F(-\sqrt{h}) = F(\sqrt{h})$ hisoblanadi.

Xato qabullashning to'liq ehtimolligi

$$P_{\Sigma} = P(s_1)P_{12} + P(s_2)P_{21} = \frac{1}{2}[P_{12} + P_{21}] = P_0. \quad (9.19)$$

Simmetrik aloqa kanali uchun to'liq xatolik ehtimolligi shartli ehtimollikka teng bo'lib, xotirasiz simmetrik ikkilik kanalning xossasini to'liq aniqlash imkoniyatini beradi.

Simmetrik xotirasiz ikkilik kanalida signalni to'g'ri qabullash ehtimolligi P_t quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P_t = P(s_1)P_{11} + P(s_2)P_{22} = 1 - P_0, \quad (9.20)$$

bunda, $P_{11} = 1 - P_{12}$ va $P_{22} = 1 - P_{21}$. ya'ni s_1 va s_2 signallarning to'g'ri qabullanishi ehtimolliklari.

Real radiokanallarni kirish signallari paydo bo'lishi ehtimolligi taqsimotini chiqish signallari paydo bo'lishi ehtimolliklariga ma'lum mezon asosida almashtiruvchi qurilma deb hisoblash mumkin.

Ideal diskret kanali uchun chiqish signallari ehtimolligi taqsimoti kirish signallari ehtimolligi taqsimotiga mos keladi, taqsimot ehtimolligi qonuni o'zgarmaydi.

Diskret xabarlarining simvollar aloqa kanallari orqali uzatilganda ular elementar signallar (odatda 1 va 0) kombinatsiyasi mos ravishda n ta elementar signaldan iborat bo'lgan kodlar kombinatsiyasi bilan almashtiriladi. Bunda kodlar kombinatsiyasidagi bitta, ba'zan bir necha 1 va 0 larning aloqa kanalidagi xalaqitlar ta'sirida o'z qiymatlarini teskarisiga almashib qolishi natijasida boshqa

kod kombinatsiyasi paydo bo'ladi, diskret xabar simvoli xato qabul qilinadi. Oddiy, tejamkor kodlardan foydalanilganda kodlar kombinatsiyasidagi bir elementar signal xalaqit ta'sirida o'z qiymatini o'zgartirsa, u diskret xabarning boshqa simvoliga mos keladi, xato qabullash hodisasi yuz beradi. Diskret xabarlarni uzatishda korreksiyalovchi kodlardan foydalanilganda kodlar kombinatsiyasida kamida q ta elementar signal o'z qiymatini teskarisiga o'zgartirishi natijasida diskret xabar simvoli xato qabul qilinadi. Shuning uchun kodlar kombinatsiyasida kamida q ta elementar signal xato qabullanishi ehtimolligini aniqlash kerak bo'ladi. Agar kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar ketma-ketligi bir-biriga bog'liq bo'lmasa, u holda ehtimollik binom taqsimoti va Bernulli formulasi orqali aniqlanadi

$$P_m(p_0, q) = C_m^q \cdot p_0^q \cdot (1 - p_0)^{m-q}, \quad (9.21)$$

bunda, $C_m^q = \frac{m!}{q!(m-q)!}$ - m ta elementning q tadan kombinatsiyalar soni. p_0 - bitta elementar signalni uzatishda xato qabullash ehtimolligi, m - kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar soni.

m ta elementdan tashkil topgan kodlar kombinatsiyasida xato qabullash o'rtacha qiymati quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$M[q] = \sum_{q=0}^m q P_m(p_0, q) = m p_0. \quad (9.22)$$

(9.22) ifodadan ko'rinadiki, real kanallarda $p_0 \ll 1$ bo'lgani uchun kodlar kombinatsiyasida xatolik yuz bermasligi ehtimolligi $P_m(p_0, 0)$ bo'ladi, ya'ni xatolik bo'lmaydi. q ning soni oshgan sari $P_m(p_0, q)$ funksiya asta-sekin kichiklashadi. Bir kodlar kombinatsiyasida $q > 1$ xatoliklar q birdan kattalashgan sari juda kam uchraydi. Bunday xulosa bir tarkibli xotirasiz kanallar uchun $m p_0 \ll 1$ holat uchun to'g'ri hisoblanadi. Shuning uchun birinchi navbatda kodlar kombinatsiyasidagi bittalik va ikkitalik xatolarni aniqlash va ularni tuzatishga alohida e'tibor beriladi.

Signal va xalaqitlar real radiokanallar orqali o'tishida yuz beradigan o'zgarishlarni aniqlash uchun tasodifiy jarayonlarni radiokanalni inersiyali nohizizli staxostik tizim sifatida o'rganish kerak bo'ladi. Buning uchun radiokanalni tasodifiy o'zgaruvchan koeffisientli, o'ng tomoni tasodifiy o'zgaruvchi nohizizli differensial tenglama orqali ifodalash kerak bo'ladi. Bunday differensial tenglamalarni yechish murakkab bo'lib, uni real radiokanallar uchun tahlil etish zamonaviy ilmiy izlanishlar oldiga qo'yiladigan masala hisoblanadi. Odatda tasodifiy signallarni radiokanallar orqali o'tishi nisbatan soddalashtirilgan matematik modellar asosida amalga oshiriladi.

9.4. Radiokanal orqali signallarning o'tishidagi buzilishlar

Radiokanallar quyidagi asosiy xossalarga ega.

a. Har qanday radiokanallarni chiziqli elektr zanjirlar nazariyasiga bo'ysunuvchi to'rtqutblik deb, ularga nisbatan superpozitsiya usulini qo'llash mumkin, ya'ni kirishiga bir vaqtda berilgan bir nechta signallarga radiokanalning aks ta'siri ushbu signallarning har biri alohida-alohida ta'sir etgandagi aks ta'sirlari yig'indisiga teng

$$s_{ch\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n Ks_{ki}(t); s_{ch1}(t) = Ks_{k1}(t); s_{ch2}(t) = Ks_{k2}(t); \dots; s_{chn}(t) = Ks_{kn}(t);$$

$$s_{ch\Sigma}(t) = Ks_{k1}(t) + Ks_{k2}(t) + \dots + Ks_{kn}(t), \quad (9.23)$$

bunda, K – radiokanalning uzatish koeffitsienti; $s_{ki}(t)$ – i chi kirish signali; $s_{chi}(t)$ – i chi chiqish signali va $s_{ch\Sigma}(t)$ – kirishiga bir vaqtda berilgan n ta signalga kanalning aks ta'siri.

b. Har qanday radiokanalda u orqali uzatilayotgan signal $s(t)$ bo'lmagan taqdirda ham xalaqitlar mavjud bo'ladi, ya'ni xalaqitlarsiz aloqa kanali mavjud emas. Qabullash qurilmasi kirishiga hamma vaqt $x(t) = s(t) + w(t)$ yoki $x(t) = w(t)$ ta'sir qiladi. Hech qanday xalaqitlarsiz va foydali signalni buzilishlarsiz axborot oluvchiga yetkazib beruvchi radiokanal ideal radiokanal deb ataladi.

v. Real radiokanallar orqali signallar uzatilganda qabullash qurilmasi kirishiga sathi sezilarli darajada $\mu(t)$ ga kichiklashgan va ma'lum bir $\tau(t)$ ga kechikkan, tashqi va ichki xalaqitlar ta'sirida shakllangan

$$x(t) = \mu(t)s[t - \tau(t)] + w(t) \quad (9.24)$$

signal ta'sir qiladi. (9.24) ifodadagi $\mu = \text{const}$ va $\tau = \text{const}$ bo'lsa, bunday radiokanal o'zgarimas ko'rsatkichli radiokanal deyiladi, μ va τ lardan kamida bittasi vaqt funksiyasi bo'lsa bunday radiokanal o'zgaruvchi ko'rsatkichli radiokanal deb ataladi.

Radiokanal chiqishidagi signalni Dyamel teoremasi asosida chiziqli to'rtqutblik chiqishidagi kuchlanish sifatida quyidagicha aniqlanadi:

$$u_{ch}(t) = \int_{-\infty}^t u_k(\tau)g(t - \tau)d\tau. \quad (9.25)$$

Bunday chiziqli to'rtqutblik faqat uning impuls reaksiyasi $g(t)$ delta impuls shaklida bo'lganda, ya'ni chastotalar o'tkazish polosasi cheksiz keng bo'lganda kirish signali $u_k(t)$ shakli buzilishlarsiz bo'lishini ta'minlaydi. Bu amalda kamdan-kam uchraydigan holatda radiokanal impuls reaksiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$g(t) = \mu\delta(t - t_k), \quad (9.26)$$

bunda, μ – signalning so'nish koeffitsienti; t_k – signalning kanal orqali o'tishidagi kechikish vaqti.

Yuqoridagilarni e'tiborga olib, kanal chiqishidagi signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s_{ch}(t, x_i) = \int_{-\infty}^t s_k(\tau, x_i) \mu g(t - \tau - t_k) d\tau. \quad (9.27)$$

Umumiy holda radiokanallarni o'zgaruvchan ko'rsatkichli chiziqli to'rtqutblik deb hisoblash mumkin. Bu holda kanalning impuls reaksiyasi (aks ta'siri) nafaqat $\delta(t)$ – delta impuls ta'sir etgandan so'ng o'tgan vaqt τ ga, shu bilan birga aks ta'sir ko'rilayotgan vaqt t ga ham bog'liq, ya'ni $g = g(\tau, t)$. Odatda kanal impuls reaksiyasi $g(t)$ vaqt bo'yicha asta-sekin va tasodifiy ravishda o'zgaradi. Yuqoridagilar asosida, ko'p hollarda uzatilayotgan elementar diskret signal davomiyligi T_s da kanalning impuls reaksiyasi deyarli o'zgaras bo'ladi.

O'zgaruvchan ko'rsatkichli chiziqli tizim uchun (9.25) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^t s_{ch}(\tau) g(t - \tau, t) d\tau. \quad (9.28)$$

Chiziqli tizim impuls aks ta'siri $g(t)$ ni Kotelnikov qatori ko'rinishida ifodalash mumkin. Aksariyat hollarda radiotexnik tizimlar orqali o'tuvchi signallar nisbatan tor chastotalar polosasiga, ya'ni $\Delta f_p \ll f_{o'r}$ ($f_{o'r}$ – radiotexnik signal o'rtacha chastotasi, ko'p hollarda tashuvchisi chastotasi f_t ga teng) bo'lgani uchun uning aks ta'sirini aniqlash uchun tahlil etilayotgan impuls reaksiyasi $g(\tau, t)$ va u bilan moslashgan – kvadraturada bo'lgan impuls reaksiyasi $g^*(\tau, t)$ ning oniy qiymatlarini ifodalash talab etiladi. Impuls reaksiyadan olinadigan oniy qiymatlarni mos ravishda $g_k(t)$ va $g_k^*(t)$ orqali belgilaymiz. Ushbu oniy qiymatlar xuddi impuls reaksiya $g(\tau, t)$ kabi vaqt bo'yicha asta-sekin tasodifiy ravishda bo'ladi. Impuls reaksiyasidan olinadigan oniy qiymatlar vaqt oralig'i $1/\Delta f_s$ ga teng bo'lishi kerak (Δf_s – signal spektri kengligi).

Tahlillar shuni ko'rsatadiki radiokanal chiqishidagi signalni (9.28) ifodani e'tiborga olgan holda quyidagicha aniqlash mumkin:

$$s_{ch}(t, x_i) = \Delta t \left\{ \sum_{k=0}^{\tau_k \Delta f_s} g_k(t) s\left(t - \frac{k}{\Delta f_s}, x_i\right) - \sum_{k=0}^{\tau_k \Delta f_s} g_k^*(t) s^*\left(t - \frac{k}{\Delta f_s}, x_i\right) \right\} \quad (9.29)$$

bu ifodada, τ_k – tadqiq etilayotgan chastotalar polosasida radiokanal impuls reaksiyasi davomiyligi; $s^*(t, x_i)$ – signal $s(t, x_i)$ bilan moslashgan (kvadraturada bo'lgan) signal.

(9.29) ifodadan ko'rinadiki radiokanalning u orqali o'tayotgan signalga ta'siri natijasida $k\Delta t$ vaqt oraliqlariga kechikkan $s(t, x_i)$ kirish signallari va u bilan moslashgan (kvadraturada bo'lgan) $s^*(t, x_i)$ signallarini $g^*(t)$ ning Δt vaqt oraliqlarida olingan oniy qiymatlari ko'paytmasiga teng bo'lgan signallarning hosil bo'lishiga sabab bo'ladi. Chiqish signalining $k\Delta t$ vaqtlarga kechikayotgan tashkil

etuvchilarining soni signal spektri kengligi Δf_s ning kanal impuls reaksiyasi davomiyligi τ_k ning ko'paytmasi $\Delta f_s \cdot \tau_k = N$ ga teng.

Chiqish signalida kvadraturada bo'lgan tashkil etuvchilarning hosil bo'lishini uning (9.29) ifodaga kiruvchi bitta tashkil etuvchisi misolida ko'rish mumkin.

$$u_k(t) = \Delta t g_k(t) s(t - k\Delta t, x_i) - \Delta t g_k^*(t) s^*(t - k\Delta t, x_i) = \alpha_k(t) s(t - \tau_k) - \alpha_k^*(t) s^*(t - \tau_k). \quad (9.30)$$

(9.30) ifoda ko'rinishini soddalashtirish uchun $\Delta t g_k(t) = \alpha_k(t)$ va $\Delta t g_k^*(t) = \alpha_k^*(t)$ qilib belgilangan va signal $s(t, x_i)$ ifodadagi x_i tushurib qoldirilgan.

Signal $s(t) = A \cos \omega_0 t$ bilan moslashgan – kvadraturada bo'lgan signal $s^*(t) = A \sin \omega_0 t$ bo'lishini e'tiborga olsak, chiqish signalining k -chi tashkil etuvchisi quyidagiga teng bo'ladi:

$$u_k(t) = \alpha_k(t) A(t - \tau_k) \cos \omega_0(t - \tau_k) - \alpha_k^*(t) A(t - \tau_k) \sin \omega_0(t - \tau_k). \quad (9.31)$$

(9.31) ifodaga trigonometrik o'zgartirishlarni qo'llab, uni quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$u_k(t) = A_{ch}(t) \cos[\omega_0 t - \tau_k - \beta_k(t)], \quad (9.32)$$

bu ifodada

$$A_{ch}(t) = A(t - \tau_k) \sqrt{\alpha_k^2(t) + \alpha_k^{*2}(t)},$$

$$\beta_k(t) = \arctg \frac{\alpha_k^*(t)}{\alpha_k(t)}. \quad (9.33)$$

(9.30)-(9.32) ifodalardan ko'rinadiki, chiqish signalining asosiy (sinfaz) va kvadraturada bo'lgan tashkil etuvchilarining mavjudligi uning har bir tashkil etuvchisining amplitudasi va boshlang'ich fazasining vaqt bo'yicha o'zgarib turishini bildiradi. Bu (9.33) amplituda va fazaning vaqt bo'yicha o'zgarishi chiziqli tizimning – radiokanalning impuls aks ta'siridan Δt vaqtlar oralig'ida olinadigan oniy qiymatlari $g_k(t)$ va $g_k^*(t)$ lar orqali aniqlanadi.

Radioliniya chiqishida bir qator tashkil etuvchi tebranishlarning paydo bo'lishini ionosferadan aks etib qabullash qurilmasi kirishiga ta'sir etayotgan tebranishlar kabi tasavvur qilish mumkin. Odatda ionosferani bir tarkibli bo'lmagan zichligi kichiklashib va kattalashib turuvchi bulutlar sifatida tasavvur etish mumkin. Qabullash qurilmasi kirishiga signal bir necha tasodifiy sathli va boshlang'ich fazali radionurlar shaklida ta'sir etadi. (9.29) ifoda radiokanalning matematik modeli bo'lib, uni bir-biridan $k\Delta t$ vaqtga kechikkan bir necha radionurlar yig'indisi deb hisoblash mumkin.

9.5. Ko'p nurli signalni radiokanal orqali o'tishida buzilishlar

(9.29) ifodaga ko'ra tahlil etilayotgan radiokanal orqali o'tishiga ko'ra signallarni quyidagi ikki guruhga bo'lish mumkin:

1. Signal spektri Δf_s ni radiokanal impuls reaksiyasi davomiyligi τ_k ga ko'paytmasi $\Delta f_s \cdot \tau_k < 1$ bo'lgan signal ushbu radiokanalga nisbatan tor polosali

signal hisoblanadi. Bunda signal spektri Δf_s ning uning elementar tashkil etuvchisi davomiyligi T_s ga ko'paytmasi $\Delta f_s \cdot T_s \gg 1$, ya'ni signal keng polosali bo'lishi mumkin. Bunday signallar uchun (9.32) ifodada faqat bitta $k = 0$ tashkil etuvchisi qoladi. Shuning uchun radiokanal kirishida signal

$$s(t, x_i) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

uning chiqishida quyidagicha aniqlanadi:

$$s_{ch}(t, x_i) = K(t)A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) - \beta(t)], \quad (9.34)$$

$$\text{bunda, } K(t) = \Delta f_c \sqrt{g_0^2(t) + g_0^{*2}(t)}, \quad \beta(t) = \arctg \frac{g_0^*(t)}{g_0(t)}. \quad (9.35)$$

Radiokanalga nisbatan tor polosali signal u orqali o'tishi natijasida signalning amplitudasi $K(t)$ ga va fazasi $\beta(t)$ ga o'zgaradi.

Bunda radiokanal impuls reaksiyasi oniy qiymatlari $g_0(t)$ va $g_0^*(t)$ larning vaqt bo'yicha o'zgarish ko'rinishiga qarab turlicha holatlar yuz berishi mumkin:

a) K va β lar vaqt bo'yicha o'zgarmas kattaliklar. U holda uzatish koeffitsienti K va faza surilishi β ni yuqori aniqlikda o'lchash va tuzatish kiritib dastlabki holatiga qaytarish mumkin. Bunday holat aniq ma'lum signallar holati deb ataladi va amalda juda kam uchraydi.

b) uzatish koeffitsienti $K(t) = K -$ o'zgarmas kattalik va faza siljishi $\beta(t) -$ diskret signal elementi T_s davomiyligida deyarli o'zgar olmaydigan, ammo umuman asta-sekin o'zgaruvchi vaqt funksiyasi. Bunday signallar tasodifiy - noma'lum boshlang'ich fazali signallar hisoblanadi va radiorele, televidenie, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa tizimlarida uchraydi.

v) radiokanalning har ikki ko'rsatkichi K va β lar vaqt bo'yicha asta-sekin o'zgaradi, ammo uzatilayotgan diskret signal davomiyligi T_s da amalda deyarli o'zgar olmaydi. Bunday signallar amplitudasi va boshlang'ich fazasi tasodifiy o'zgaruvchi signallar hisoblanadilar. Bu holat radiotraktlarda eng ko'p uchraydi.

g) uzatish koeffitsienti K va fazasi β diskret umuman tez o'zgaruvchan signal elementar tashkil etuvchisi davomiyligi T_s da ham ularni o'zgarmas deb hisoblash mumkin emas. (9.34) ifodadan ko'rinadiki signallar radiokanallar orqali o'tishi natijasida ularning amplitudasi va fazalari tasodifiy ravishda o'zgaradi - modulyatsiyalanadi.

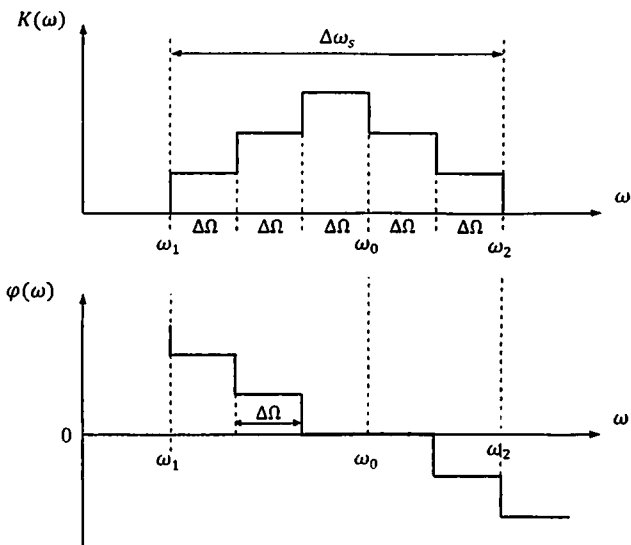
Optimal qabul qilish qurilmalarini loyihalashda nafaqat K va β larning doimiyliigi yoki o'zgaruvchanligi, shu bilan birga ularning statistik o'zgarish qonunlarini bilish kerak bo'ladi.

Amalda $g_0(t)$ va $g_0^*(t)$ larning o'zgarishiga qarab ikki holat bo'lishi mumkin. Agar $g_0(t)$ va $g_0^*(t)$ bir-biriga bog'liq bo'lmagan holda o'zgarsa va o'rtacha qiymati nolga teng bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunsa, u holda K ning o'zgarishi Rele qonuniga va boshlang'ich fazasi $\beta - \pi$ va $+\pi$ oralig'ida bir tekis - bir xil ehtimollik bilan taqsimlangan bo'ladi. Bunday radiokanal bir nurli Rele kanali deb ataladi.

Agar $g_0(t)$ va $g_0^*(t)$ larning o'rtacha qiymatlari nolga teng bo'lmasa, ammo normal taqsimot qonuniga bo'ysunsa, u holda K Rays taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Bunday radiokanal Rays bir nurli kanali deb ataladi.

2. Radiokanal polosasiga nisbatan $\Delta f_c \tau_k \gg 1$ tengsizligi bajariladigan signal keng polosali signal hisoblanadi. Bunda signalning o'zi tor polosali $\Delta f_s \tau_k \approx 1$ bo'lishi mumkin (hamma natija Δf_s va τ_k larning ko'paytmalari qiymatiga bog'liq bo'ladi). Bunday holatlarda chiqish signali shakli kirish signali shaklidan juda katta farq qiladi va bunday signallarni xatosiz tanib olish juda qiyinlashadi. $\Delta f_s \tau_k \gg 1$ bo'lgan radiokanal ko'p nurli radiokanal deb ataladi. uning chiqishida (9.29) signalning bir qator kechikkan tashkil etuvchilari – nurlari paydo bo'ladi.

Ko'p nurli radiokanalni chastota bo'yicha farqlanuvchi kanallar to'plami deb hisoblash mumkin. Tahlil etilayotgan chastotalar diapazonida radiokanal uzatish koeffitsienti $K(\omega)$ ni zinasimon funksiya bilan almashtiramiz (approksimatsiya qilamiz, 9.3-rasm).



9.3-rasm. Ko'p nurli radiokanal orqali signal o'tishida $K(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ larning o'zgarishi

Bunda approksimatsiyalashdagi chastotalar oralig'i $\Delta\Omega \ll \Delta\omega_s$ qilib tanlanadi. Radiokanal orqali o'tgan signal fazasining o'zgarishi $\beta(\omega)$ ni chiziqalar bo'lagi – siniq chiziqalar orqali approksimatsiya qilamiz. Natijada radiokanal kirishidagi signalni chastotasi bo'yicha farqlanuvchi shaklda joylashtirilgan spektri kengligi $\Delta\Omega$ bo'lgan alohida qismlarning yig'indisi sifatida aniqlash mumkin:

$$s(t, x_i) = \sum_{l=1}^n s_l(t, x_i), \quad (9.36)$$

bunda, $s_l(t, x_l)$ orqali kirish signali tebranishining l -chi kengligi $\Delta\Omega$ ga teng polosadagi tashkil etuvchisi.

Kirish signali radiokanal orqali o'tish natijasida uning har bir l -chi tashkil etuvchisi τ_l vaqtga kechikadi, k_l ga susayadi yoki kuchayadi va fazasi φ_l ga suriladi, natijada

$$s_{ch}(t, x_i) = \sum_{l=1}^n k_l s_l(t - \tau_l, \varphi_l). \quad (9.37)$$

Signallarning radiokanal orqali o'tishini tahlil etishda radiokanallarda yuz beradigan chastotasi tanlangan so'nishlarni e'tiborga olish kerak. chunki signal umumiy spektrining turli qismlarida so'nishlar chastotaga bog'liq bo'lgan holda turli tanlovchanlik turli vaqtlarda turli darajada bo'lishi mumkin. (9.37) ko'rinishidagi chiqish signalili chastotaga nisbatan tanlovchan bo'lgan kanal ko'p nurli kanal hisoblanadi.

(9.29) va (9.37) ifodalardagi parametrlarning o'zgarishiga qarab ko'p nurli radiokanallarga nisbatan quyidagi holatlarni ko'rish maqsadga muvofiq hisoblanadi:

a) (9.37) ifodadagi k_l , τ_l va φ_l lar o'zgarimas bo'lsa, u holda ularni aniq o'lchash mumkin va ularni bartaraf etish uchun tegishli tuzatishlar kiritish mumkin. Bu yuqorida ko'rib o'tilgan K va β koeffisientlari o'zgarimas kanallarga mos keladi;

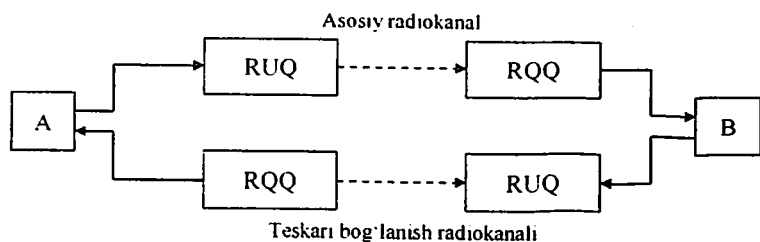
b) (9.37) ifodadagi k_l , τ_l va φ_l koeffisientlar tasodifiy shaklda asta-sekin o'zgaradi. Bunda (9.29) va (9.37) formulalardagi parametrlarning statistik xossalriga asosan: tashkil etuvchilari bir-biriga bog'liq bo'lmagan rele taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi va tashkil etuvchilari bir-biriga bog'liq va bog'liq bo'lmagan holda Rays taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi so'nishli radiokanalar:

v) (9.37) ifodadagi k_l , τ_l va φ_l parametrlari shunchalik tez o'zgaradiki, ular diskret signal elementar tashkil etuvchisi davomiyligi T_s ga teng vaqt oralig'ida ham o'zgarimas saqlanib qolmaydi. Bunday radiokanallar chiqishidagi signallarni ajratib (tanlab) olish uchun juda qiyin.

Teskari bog'lanishli axborot uzatish tizimlari

Biron bir A nuqtadan B nuqtaga axborot uzatishga mo'ljallangan radiokanal ushbu radiokanal orqali B nuqtada qabul qilingan signallar sifati haqidagi ma'lumotni axborot uzatish nuqtasi A ga yetkazib beruvchi kanali mavjud bo'lgan radiotexnik tizimlardan, qabul qilingan $v(t)$ signalning uzatilgan signal $u(t)$ ga talab darajasida mosligini ta'minlovchi tizimlardan ham foydalaniladi. Ushbu tizimdagi V nuqtadan A nuqtaga asosiy radiokanal ish sifati haqidagi ma'lumotlarni yetkazib beruvchi kanal teskari bog'lanish kanali deb ataladi (9.4-rasm).

Ko'p hollarda har ikki $A \rightarrow B$ va $B \rightarrow A$ radiokanallardagi signallarning e'firda tarqalishida yuz beradigan so'nishlar statik nuqtai nazardan bir xil bo'ladi. Bunday kanallar o'zaro bir-biriga deyarli mos bo'lgan radiokanallar deb ataladi.



9.4-rasm. *Teskari bog'lanishli radioaloqa tizimi*

Teskari bog'lanish radiokanalidan turlicha foydalanish mumkin. Ulardan biri – radiokanal orqali axborot uzatishdan oldin bu kanal orqali maxsus sinov signallari yuborib radiokanalning signali eng kam va ma'lum vaqt oralig'ida o'zgarmas saqlanib qoladigan, turli xalaqitlar sathi eng kichik bo'lgan vaqt oralig'i aniqlanadi va ushbu vaqt oralig'larida radiokanal orqali axborot tashuvchi signallar uzatiladi. Bunday radioaloqa tizimi vaqt bo'yicha uzluksiz foydalanilmaydigan – uzlukli radiokanal deb ataladi.

Teskari bog'lanishli radiokanaldan foydalanishning yana bir usuli bu axborot tashuvchi signalni bir necha marta takrorlash yoki signal sifatsiz qabul qilingan qismini qayta takrorlash haqida so'rov yuborishga asoslangan. Axborot uzatish nuqtasi A olingan so'rovga asosan uning bir qismini radiokanal orqali qayta uzatadi.

Teskari bog'lanishli radioaloqa tizimlarida qabullash tomonida uzatilgan kodlar kombinatsiyasi to'g'ri qabul qilinganligini tekshirish axborot uzatish tomonida amalga oshiriladi. Buning uchun qabul qilingan kodlar kombinatsiyasi yoki ma'lum bir shartli signal teskari bog'lanish radiokanali orqali axborot uzatgan A nuqtaga yuboriladi va u tezkor xotirada saqlanayotgan uzatilgan kodlar kombinatsiyasi bilan taqqoslanadi. Teskari aloqa kanali orqali olingan kodlar kombinatsiyasi A nuqtadan yuborilgan kodlar kombinatsiyasiga mos kelsa navbatdagi kodlar kombinatsiyasi B nuqtaga uzatiladi, aks holda V nuqtada xato qabul qilingan kodlar kombinatsiyasi takroran uzatiladi.

Qaror qabul qilishli teskari bog'lanishli radiokanallarda qabul qilingan kodlar kombinatsiyasi asliga – uzatilgan kodlar kombinatsiyasiga mosligi haqidagi qaror qabullash tomonida o'rnatilgan qoida asosida amalga oshiriladi.

Bu radioaloqa tizimida teskari bog'lanish kanali orqali kodlar kombinatsiyasi to'g'ri qabul qilinganligini tasdiqlovchi yoki kodlar kombinatsiyasini takroran uzatish haqidagi talabnoma uzatiladi. Qaror qabul qilishli radioaloqa tizimi ikki turli: birinchi turida kodlar kombinatsiyasi xato qabul qilinganligi haqida qaror qabul qilinishi bilan undan keyingi kodlar kombinatsiyasini qabullash to'xtatiladi va axborot uzatish nuqtasi A ga xato qabul qilingan kodlar kombinatsiyasidan boshlab so'rov yuborilgan vaqtgacha uzatilgan kodlar kombinatsiyasini takroran uzatiladi; ikkinchi turida xato qabul qilingan (buzilgan) kodlar kombinatsiyalarini maxsus o'rnatilgan belgilari – manzillari

axborot uzatish nuqtasi A ga uzatiladi. A nuqtadan buzilgan kodlar kombinatsiyasi takroran radiokanal orqali uzatiladi.

Impulssimon xalaqtlarning radioqabullash qurilmasiga ta'sirini kamaytirish usullari

Asosan radiokanalarda faqat oniy qiymatlari normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi fluktuasion xalaqitlar mavjud deb hisoblanadi. Ammo ko'p hollarda radiokanalarda fluktuasion xalaqitlar bilan birga foydali signalga impuls xalaqitlar ham ta'sir qiladi. Impuls xalaqitlarni shakli, sathi va takrorlanish davri tasodifiy bo'lgan, davomiyligi takrorlanish davriga nisbatan ancha kichik bo'lgan impulslar ketma-ketligi sifatida tasavvur etish kerak. Ko'p hollarda impulssimon xalaqitlar tabiiy – momaqaldiroq sifatida va sun'iy – turli elektr energiyasidan foydalanishga asoslangan sanoat qurilmalari, asboblari, transport vositalari (tramvay, trolleybus va h.k.) va avtotransport vositalarining ish faoliyati jarayonida hosil bo'ladi. Impulssimon xalaqitlarni ular hosil bo'ladigan qurilmalarni ekranlash orqali nisbatan kamaytirish mumkin.

Impulssimon xalaqit ko'p o'lchamli taqsimot qonuniga bo'ysunganligi uchun uning ta'sirida bo'lgan foydali signalni optimal qabullashning yagona usuli hozircha mavjud emas. Impulssimon xalaqitning turli modellari uchun bir o'lchamli taqsimot qonunlarini topish va ushbu modellar asosida impulssimon xalaqitlar ta'sirida bo'lgan radioqabullash qurilmasi chiqishidagi signal-xalaqit nisbatini aniqlash va bu usullarni o'zaro taqqoslash mumkin.

Impulssimon xalaqitlarning radioqabullash qurilmasiga ta'sirini kamaytirish maqsadida bir necha usullardan foydalaniladi. Keng polosali – cheklash – tor polosali (KChT) usuli asosida impulssimon xalaqitlar ta'sirini kamaytirish usuliga asoslangan qurilmaning strukturaviy sxemasi 9.5a-rasmda keltirilgan. Bu qurilma keng polosali filtr (Fk), signal oniy qiymatlarini cheklagichi (Ch) va tor polosali filtr (Ft) dan iborat.

Keng polosali filtrning polosasi kengligi Δf_k quyidagi tengsizlik asosida tanlanadi:

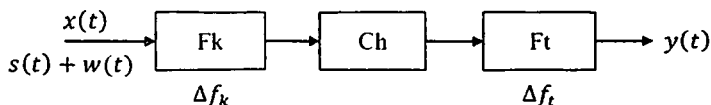
$$\Delta f_k \gg \frac{1}{\tau_i}$$

bunda, τ_i – impuls xalaqitning kutilayotgan o'rtacha davomiyligi.

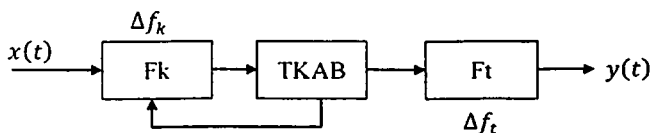
Impulssimon xalaqitni keng polosali filtr (Fk) dan o'tishi natijasida uning davomiyligining kattalashishi tor polosali filtr (Ft) dan o'tganda bo'ladigan davomiyligiga nisbatan kichik bo'lishi ta'minlanadi. Oniy cheklagich (Ch) keng polosali filtr (Fk) chiqishidagi impulssimon xalaqit sathining tasodifiy sakrashlarini cheklash natijasida signal-xalaqit nisbatining yaxshilanishini ta'minlaydi. Tor polosali filtr (Ft) ning signal chastotalarini o'tkazish polosasi u orqali o'tadigan foydali signal chastotalar spektriga mos etib tanlanganligi uchun fluktuasion xalaqitlarning unga ta'siri kamayadi.

9.5b-rasmda qabullash qurilmasi kirishiga impulssimon xalaqit ta'sir etganda signalni qabullashni tezkorlik bilan to'xtatishga asoslangan strukturaviy

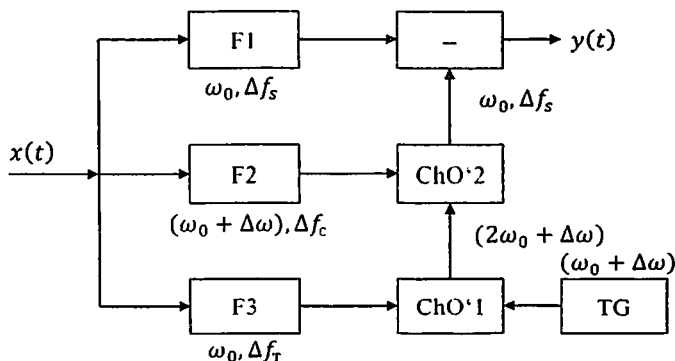
sxema keltirilgan. Bunda qurilma keng polosali filtr (Fk), tezkorlik bilan radiokanal kuchaytirish koeffitsientini avtomatik ravishda boshqaruvchi (TKAB) sxema va tor polosali filtr (Ft) dan iborat bo'ladi. Bu usul signalni impulssimon xalaqit paydo bo'lishi bilan tezkorlik bilan to'xtatishga va impulssimon xalaqit yo'q bo'lishi bilan tezkorlik bilan signalni qabullashni davom ettirishga asoslangan.



a)



b)



v)

9.5-rasm. a) KChT usulida qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi, b) qabulni to'xtatish usuli v) yo'qqa chiqarish usuli

Impulssimon xalaqitlar bilan kurashishning yana bir usuli bu "kompensatsiya" usuli hisoblanadi. Bu usuldan foydalanilganda ta'sir etayotgan impulssimon xalaqit bilan sinxron bo'lgan impulssimon xalaqitni qandaydir usul bilan shakllantirish kerak bo'ladi. Bu shakllantirilgan signal asosiy radiokanal

orqali o'tayotgan signal+xalaqit tarkibidagi impulssimon xalaqitni yo'qqa chiqarishi kerak. Ushbu usulni amalga oshiruvchi qurilmaning strukturaviy sxemasi 9.5v-rasmda keltirilgan. Rasmda F1 – filtr, foydali signalning $s(t)$ o'rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan va uni qabullashni ta'minlovchi chastotalar o'tkazish polosasi $\Delta\omega_p$ ga ega bo'lib, u fluktuasion xalaqitlar ta'sirini kamaytirishga ham xizmat qiladi. Ikkinchi filtr F2 o'rtacha chastotasi shunday tanlanganki, uning signal spektrini o'tkazish polosasidan foydali signal spektri tashkil etuvchilari o'tmaydi, ya'ni $\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega$, bunda $\Delta\omega > \frac{\Delta\omega_s}{2}$ etib tanlanadi. Bu filtning polosasi $\Delta\omega_2 = \Delta\omega_1$ bo'lib, ushbu polosa kengligi foydali signal $s(t)$ ni qabullashga mo'ljallangan.

F1 va F2 – filtrlarga ta'sir etayotgan impulssimon xalaqit ularning chiqishida asta-sekin so'nuvchi o'rtacha chastotasi ω_0 va ω_2 bo'lgan kuchlanishlarni hosil bo'lishiga sabab bo'ladi. O'rtacha chastotasi ω_0 ga va polosasi kengligi $\Delta\omega_t \ll \Delta\omega_s$ bo'lgan tor polosali filtr (F3) yordamida o'rtacha chastotasi ω_0 ga teng bo'lgan tebranish ajratib olinadi. Bu tor polosali filtr – F3 chiqishidagi signal o'rtacha chastotasi ω_0 birinchi chastota o'zgartirgich (ChO¹) yordamida $(2\omega_0 + \Delta\omega)$ ga o'zgartiriladi. Buning uchun ChO¹ ning ikkinchi kirishiga generatordan $(\omega_0 + \Delta\omega)$ chastotali signal beriladi va uning chiqishida chastotasi $(2\omega_0 + \Delta\omega)$ bo'lgan tebranish ajratib olinadi. Bu $(2\omega_0 + \Delta\omega)$ chastotali signal o'z navbatida ikkinchi chastota o'zgartirgich ChO² ning ikkinchi kirishiga beriladi va uning chiqishidagi o'rtacha chastotasi ω_0 bo'lgan signal birinchi filtr F1 chiqishidagi foydali signal va impulssimon xalaqit yig'indisidan ayriladi. Natijada o'rtacha chastotasi ω_0 va $\omega_0 + \Delta\omega$ chastotalar diapazonidagi impulssimon xalaqit shakli bir-biriga juda o'xshash bo'lgani uchun ularning ayirmasi nolga yaqin qiymatga ega bo'ladi. Qurilma chiqishida signal-xalaqit nisbati sezilarli darajada kattalashadi.

Nazorat savollari

1. Radiotexnik tizimlarning qanday turlarini bilasiz?
2. Axborot uzatish radiotexnik tizimining strukturaviy sxemasini chizing va uning har bir qismi bajaradigan vazifalar haqida qisqacha so'zlab bering.
3. Signallarning shakli nima sababdan o'zgaradi (buziladi)?
4. Signallar shaklining buzilishiga aloqa kanalining amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikalari qanday ta'sir etadi?
5. Aloqa kanali deganda nima nazarda tutiladi?
6. Aloqa tizimi nima?
7. Xalaqitlar paydo bo'lishiga qarab qanday turlarga bo'linadi?
8. Additiv va multiplikativ xalaqitlar haqida so'zlab bering.
9. Chastotalar spektri bo'yicha to'plangan va ta'sir etish vaqti qisqa vaqt orasida bo'lgan xalaqitlar sirasiga qanday xalaqitlar kiradi?
10. Uzluksiz radiokanal deb qanday radiokanalga aytiladi?

11. Vaqt bo'yicha diskretizatsiyalash va sath bo'yicha kvantlash qanday amalga oshiriladi?
12. Diskret radiokanal deb qanday kanalga aytiladi?
13. Modem va kodek qurilmalaridan qanday maqsadlarda foydalaniladi?
14. Radiokanalning qanday matematik modellarini bilasiz?
15. Diskret ikkilik radiokanal deganda qanday kanal nazarda tutiladi?
16. Ikkilik diskret kanal orqali signallar uzatilganda qanday xato qabullash turlari yuz berishi mumkin?
17. Simmetrik xotirasiz radiokanal deb qanday kanal tushuniladi?
18. Simmetrik ikkilik kanalda signalni qabullash ehtimolligi qanday aniqlanadi?
19. Signalni xato qabullash ehtimolligi zichligi qanday ko'rinishga ega, u qanday nomlanadi?
20. m ta elementdan iborat bo'lgan kodlar kombinatsiyasida q ta element xato qabullanishi ehtimolligini $m = 7$ va $q = 3$ holat uchun hisoblang.
21. Radiokanallarning asosiy xossalari to'g'risida qisqacha tushuncha bering.
22. Teskari bog'lanishli kanal to'g'risida qisqacha tushuncha bering.
23. Impulssimon xalaqitlarning RQOga ta'sirini kamaytirish usullari to'g'risida gapirib bering.
24. KChT usuli asosida impulssimon xalaqitlar ta'sirini kamaytirish usuliga asoslangan qurilmaning strukturaviy sxemasini chizing va uning qismlari bajaradigan vazifalarni so'zlab bering.

10. RADIOTEXNIK TIZIMLAR SIGNALLARINI QABULLASH VA ISHLOV BERISH USULLARI

10.1. Umumiy tushunchalar

Axborot signallarni radiokanallar orqali uzatganda ularning shakllari buziladi va axborot oluvchiga aslidan farq qiladigan holatda xatolik bilan yetkaziladi. Bu buzilishlar va xatoliklar axborot signaliga turli xalaqitlarning ta'siri natijasida yuz beradi. Ko'p hollarda radiokanal orqali axborot signali o'tishi natijasida yuzaga keladigan buzilishlar sabablarini aniq bilish mumkin va bu kamchiliklarni yo'qotish choralarini ko'rish mumkin. Ammo xalaqitlar tasodifiy bo'lib, ularning ko'rsatkichlari avvaldan ma'lum emas. Shuning uchun xalaqitlarning axborot signaliga ta'sirini to'liq bartaraf etish mumkin emas. Xalaqitlar kelib chiqish sabablari va fizik xossalari bo'yicha turlicha. Ularni yuzaga kelish joyiga qarab quyidagi turlarga bo'lish mumkin:

- *atmosfera xalaqitlari;*
- *sanoat xalaqitlari;*
- *kosmik xalaqitlar;*
- *elektrlanish xalaqitlari;*
- *begona radiokanallarning xalaqitlari;*
- *radioelektron qurilmalarning ichki shovqinlari;*
- *maxsus shakllantirilgan xalaqitlar va h.k.*

Atmosfera xalaqitlari fazodagi elektrik jarayonlarning natijasi bo'lib, birinchi navbatda momaqaldiroqlar tomonidan hosil qilinadi. Bu tur xalaqitlarning spektri nazariya nuqtai nazaridan cheksiz keng bo'lib, energiyasining asosiy spektr tashkil etuvchilari uzun va o'rta to'lqin diapazonlarida bo'ladi.

Sanoat xalaqitlari turli elektr qurilmalari elektr ta'minot zanjirlarida tok qiymatining keskin o'zgarishi natijasida hosil bo'ladi. Bu tur xalaqitlarni elektr transporti (tramvay, trolleybus tok olgichlarining manba tarmog'iga jips tegmasligi sababli), avtomobillarning o't oldirish qismlari (trombleri), medisina vositalari (rentgen apparati), payvandlash uskunalari va h.k. hosil qiladi.

Kosmik xalaqitlar Yerdan boshqa kosmosdagi planetalar tomonidan tarqatiladigan radionurlanishlar shakllanadi. Bu tur xalaqitlar turli radiochastotalar diapazonida umumiy shovqinni yuzaga keltiradi va asosan ultraqisqa to'lqin diapazonida nisbatan katta quvvatga ega.

Elektrlanish xalaqitlari odatda kuchli shamol va to'fon vaqtda ko'tariladigan qum va qor zarrachalarining elektrlanishi natijasida, shamolning tezligi 5,5 m/s dan katta bo'lganda uning energiyasi 15 MHz chastotalar diapazonidan kichik diapazonda foydali signalga ta'sir qiladi.

Begona radiokanallarning nurlatayotgan radioto'lqinlari ham xalaqitlarni yuzaga keltiradi. Ko'p hollarda bu tur xalaqitlar turg'un xalaqitlar deb ham ataladilar va ular asosan qisqa to'lqin diapazonidagi radiosignallarga ta'sir etadilar.

Vaqt bo'yicha o'zgarish xususiyatiga qarab hamma xalaqitlar: fluktuasion, impulsli (energiyasi qisqa vaqt oralig'ida to'plangan) va tor polosali (spektri tor chastotalar polosasida joylashgan) xalaqitlarga bo'lanadi.

Fluktuasion xalaqit sathi uzluksiz tasodifiy vaqt funksiyasi shaklida o'zgaruvchi tebranish hisoblanadi. Ko'p hollarda fluktuasion xalaqit Normal (Gauss) taqsimot qonuni orqali ifodalanadi. Fluktuasion xalaqitlar tez o'zgarganliklari uchun ularni "oq shovqin" $0 \div \infty$ chastotalar diapazonida spektri energiyasi bir xil taqsimlangan xalaqit deb qarash mumkin.

Impulsli xalaqitlar davomiyligi qisqa, takrorlanish vaqti oralig'i katta va tasodifiy bo'lgan signallarning radioqabullash qurilmasida yuz beradigan o'tish jarayoni amaliy nuqtai nazardan to'liq so'nib bo'lgandan so'ng navbatdagi impuls uning kirishiga ta'sir qiladi. Bunda har bir impulsli xalaqitning qabullash qurilmasiga ta'sirini alohida-alohida ko'rinishda tasavvur etish mumkin. Bunday xalaqitlarga momaqaldiraq – chaqmoq razryadi va elektr dvigatellari kontaktlaridagi uchqun chiqarib ishlash holatini misol qilib ko'rsatish mumkin.

Spektri tor polosada joylashgan xalaqitlar garmoniksimon – kvazigarmonik ko'rinishda bo'lib, spektri foydali axborot signali spektridan ancha tor bo'ladi. Bu tur xalaqitlarga begona radiostansiyalarning radioto'lqinlarni nurlatishlari va tibbyotda qo'llanadigan turli yuqori chastotali generatorlarning nurlatishlari misol bo'ladi.

Xalaqitlar foydali axborot signaliga ta'sirga ko'ra ikki turga bo'lanadi:

– *additiv*, ya'ni foydali signal $s(t)$ ga qo'shiluvchi signal, ya'ni

$$x(t) = s(t) + w(t),$$

– *multiplikativ*, ya'ni foydali signal $s(t)$ ning sathini tasodifiy ravishda o'zgarishiga sabab bo'luvchi xalaqitlar, ya'ni

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

Yuqoridagi ifodada $\mu(t)$ – multiplikativ xalaqitning ayni o'zi emas, bu xalaqitning signal sathini vaqt bo'yicha tasodifiy o'zgarishini aks ettiruvchi, o'lchov birligi bo'lmagan kattalik (vaqt funksiyasi) va $s(t - \tau)$ – ifoda signal radiokanal orqali uzatilishida uning qabullash qurilmasi kirishiga radioliniya uzunligiga qarab qandaydir τ vaqtga kechikishi e'tiborga olingan. Radioto'lqinlar ko'p nurl tarqalishi yuz beradigan radiokanallar uchun $\tau(t)$ – vaqt bo'yicha o'zgarib turishi mumkin.

Radiotexnik tizimlarda turli shaklda modulyatsiyalangan va turli usullarda kodlangan signallardan foydalaniladi. Yuqori chastotali modulyatsiyalangan signallarda tashuvchi sifatida quyidagi signallardan foydalaniladi:

– *garmonik tebranishlar*;

– *to'rtbo'rchaksimon impulslar ketma-ketligi*;

– *shovqinsimon keng polosali tebranishlar*.

RTT qabullash qurilmasining tuzilishi ushbu qurilma qabul qiladigan signal va uning modulyatsiyasi turiga, kodlash usuliga bog'liq. Odatda qabullash qurilmasi kirishiga modulyatsiyalangan foydali signal $s(t)$ bilan birga xalaqit $w(t)$

lar ham ta'sir etadi, umumiy holda qabullash qurilmasi kirishidagi signal quyidagicha ifodalanadi:

$$x(t) = \mu(t) \cdot s[t - \tau(t)] + w(t) \quad (10.1)$$

bunda:

- $x(t)$ – qabullash qurilmasi kirishiga ta'sir etayotgan natijaviy signal;
- $\mu(t)$ – foydali signal $s(t)$ ning turli so'nishlar ta'sirida o'zgarishini ko'rsatuvchi koeffitsient bo'lib, u umumiy holda vaqt funksiyasi bo'ladi. Bunday xalaqitlar multiplikativ xalaqitlar deb ataladi;
- $s[t - \tau(t)]$ – ma'lum bir masofaga tarqalish natijasida $\tau(t)$ vaqtga kechikkan signal bo'lib, bu kechikish vaqti τ ham umumiy holda vaqt funksiyasi $\tau(t)$ bo'ladi, misol uchun, harakatdagi RTTlarda signal qabullash qurilmasi kirishiga turli yo'llarni va masofalarni bosib o'tishi natijasi, bunday RTTlarga dekametrlar diapazonida ishlovchi va harakatdagi tizimlar kiradi;
- $w(t)$ – foydali signalga qo'shiluvchi turli additiv xalaqitlar bo'lib, bu xalaqitlar qabullash qurilmasi ish faoliyati natijasida hosil bo'ladigan ichki va boshqa tashqi fizik jarayonlar natijasida hosil bo'ladigan xalaqitlar hisoblanadi. Har qanday RTTlarda hamma vaqt ichki va tashqi xalaqitlar foydali signal $s(t)$ ga ta'sir etadi.

RTTda umuman multiplikativ xalaqit μ va signal kechikishi τ vaqt funksiyasi bo'lishi mumkin, ya'ni vaqt bo'yicha o'zgarib turishi mumkin. Bu holda $\mu(t)$ va $\tau(t)$ shaklida ifodalanadi. Agar $\mu(t)$ va $\tau(t)$ lardan bittasi vaqt bo'yicha o'zgarib tursa, bunday radiokanal o'zgaruvchi parametrlil radiokanal deb ataladi va $\mu(t) = const$, $\tau(t) = const$ bo'lsa bunday radiokanal o'zgarmas parametrlil radiokanal deb ataladi.

O'zgaruvchi parametrlil radiokanallarga detsimetr diapazonida ishlovchi radiotizimlar, harakatdagi radiotexnik tizimlar, shu jumladan mobil aloqa tizimlari ham kiradi. O'zgarmas parametrlil radiokanallarga stasionar radioaloqa, radioeshittirish, televidenie va shunga o'xshash RTTlar kiradi.

Turli RTTlar signal qabullashda quyidagi uch masaladan birini albatta amalga oshiradi va unga ishlov berish natijasida tizimga qo'yilgan vazifani bajaradilar, bular:

– har bir onda qabullash qurilmasi kirishiga foydali signal $s(t)$ ta'sir etdimi yoki yo'qmi degan savolga javob berishi, aniqrog'i qabullash qurilmasi kirishiga $s(t) + w(t) = x(t)$ yoki $w(t) = x(t)$ lardan qaysi biri ta'sir etmoqda degan savolga javob berishi kerak. Bunday savolga javob beradigan RTTga radiolokatsiya, radiopelengatsiya va passiv pazvali aloqa tizimi, ya'ni amplitudasi manipulyatsiyalangan (AMp) signaldan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi misol bo'la oladi. Bunday RTTlar signalni topishga (obnarujenie) asoslangan hisoblanadi;

– qabullash qurilmasi har bir onda uning kirishiga ikki signal $S_1(t)$ va $S_2(t)$ dan qaysi biri ta'sir etayotganini aniqlashi, ya'ni uning kirishiga har bir onda $S_1(t) + w(t) = x(t)$ yoki $S_2(t) + w(t) = x(t)$ lardan qaysi biri ta'sir etmoqda degan savolga javob berishi kerak. Agar ushbu masalani yechish imkoniyati bo'lsa,

u holda aktiv pauzali aloqa tizimini amalga oshirish mumkin bo'ladi. Bunday RTTga chastotasi manipulyatsiyalangan (ChMp) va fazasi manipulyatsiyalangan (FMp) signallardan foydalanishga asoslangan tizimlar misol bo'la oladi. Bunday RTTlar signallarni bir-biridan farqlash masalasini yechadi. Umumiy holda ko'p kanalli RTTlarda M ta. $S_1(t), S_2(t), \dots, S_m(t)$ ta signalarni bir-biridan farqlash masalasini yechish bu ko'p kanalli RTTni tashkil etish imkoniyatini beradi;

- qabullash qurilmasi uning kirishiga ta'sir etayotgan $s(t) + w(t) = x(t)$ signalga ishlov berish, demodulyatsiyalash va dekodlash natijasida birlamchi xabar signali $u(t)$ ga talab darajasida mos keladigan $v(t) \approx u(t)$ signalni qayta aks ettirish (vosproizvedenie) imkoniyatiga ega bo'lishi, bu holda tovushni yoki tasvirni qayta aks ettirish, umuman radioeshittirish, televidenie, telemedisina, videokameralar orqali kuzatuv va boshqa shu kabi tizimlarni amalga oshirish mumkin.

Demak RTTlar quyidagi uch masaladan birini yechishga asoslangan, bular: signalni topish, signallarni bir-biridan farqlash va birlamchi xabar signalini qabullash tomonida aks ettirish.

Yuqorida keltirilgan masalalarni yechish uchun qabullash qurilmasi kirishidagi signal $x(t)$ ga turli ishlovlar berish natijasida qabul qilingan qarorning RTT texnik ko'rsatkichlari talabi darajasidagi moslik. (xalaqitbardoshlik, sifat) aniqlik bilan bajarish amalga oshiriladi.

Bunda signalga ishlov berish qabullash qurilmasida detektorlashdan avval va detektorlashdan so'ng amalga oshiriladi. Misol uchun, foydali signal $s(t)$ ni qabullash qurilmasi kirishidagi turli xalaqitlardan ajratib olish uchun yuqori chastota analog va raqamli filtrlardan, detektorlashdan so'ng hosil bo'ladigan past chastotali xalaqitlardan ajratish uchun esa past chastota filtrlari va korreksiyalovchi filtrlardan foydalaniladi.

RTTlarda qabullangan signalning asliga mosligi $v(t) \approx u(t)$ ni ta'minlash uchun quyidagilarga alohida e'tibor berish talab etiladi:

1. Qabullash qurilmasi kirishida foydali signal quvvati P_{cq} ning xalaqit quvvati P_{xq} ga nisbatini texnik talab darajasida, ya'ni $P_{cq}/P_{xq} \geq h_q$ bo'lishi;

2. RTTlarda iloji boricha bir-biridan farqlanishi katta bo'lgan signallardan foydalanish;

3. RTT bajaradigan vazifa, foydalanadigan chastotalar diapazoniga qarab modulyatsiya turini tanlash;

4. RTT bajaradigan vazifaga va uning xalaqitbardoshligiga, xalaqitlardan himoyalashiga qo'yilgan talablar asosida xabar signali $u(t)$ ga birlamchi ishlov berish - uni kodlash va radiokanal orqali uzatiladigan birlamchi kodlangan signalni xalaqitbardosh kodlashni amalga oshirish;

5. Xabar signali $s(t)$ ga tegishli ishlovlar berish va $v(t) \approx u(t)$ bo'lishini ta'minlash qabullash qurilmasi tarkibiga bog'liqligi uchun uni to'g'ri tanlash, signalni to'g'ridan-to'g'ri kuchaytirishga asoslangan qabullagich, supergeterodin strukturasiga asoslangan qabullagich, avtokorrelyatsiya va korrelyatsiya hodisasiga asoslangan qabullagichlardan mosini tanlash;

6. Qabullash qurilmasida signallarni moslashgan yoki raqamli filtrlar orqali qabullash, uzatilayotgan signal shakliga tuzatish kiritish va qabullash tomonida teskari o'zgartirish kiritish usulini qo'llash.

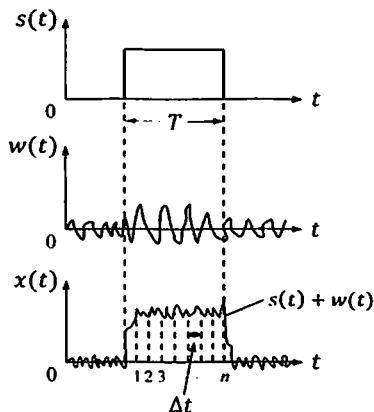
Radiosignallarni qabullash nazariyasi shuni ko'rsatadiki. RTTning xalaqitbardoshligi tizimda foydalanilayotgan modulyatsiya turi, kodlash usuli va qabullash qurilmasi kirishidagi signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbati ma'lum bo'lsa qabullash qurilmasi ma'lum bir chegaraviy qiymatda bo'lgan xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi. Ushbu chegaraviy xalaqitbardoshlik potensial xalaqitbardoshlik deb ataladi. Potensial – imkoniyat darajasidagi xalaqitbardoshlikni ta'minlovchi qabullash qurilmasi optimal (eng ma'qul) qabullagich, ba'zan Kotelnikov qabullagichi deb ataladi.

Amalda qabullash qurilmalarining xalaqitbardoshligi potensial xalaqitbardoshlikdan kichik bo'ladi. Real qabullash qurilmalarining xalaqitbardoshligini potensial xalaqitbardoshlikka iloji boricha yaqinlashtirish uchun $x(t) = s(t) + w(t)$ ga turlicha ishlovlar beriladi. Amaldagi qabullash qurilmasining xalaqitbardoshligi potensial xalaqitbardoshlikka qancha yaqin bo'lsa, u holda ushbu modulyatsiya turi, kodlash usuli va $\frac{P_{Cq}}{P_{Xq}} = h$ nisbati uchun bu qurilma yuqori darajada mukammal hisoblanadi. RTTdan yanada yuqoriroq xalaqitbardoshlik talab etilsa, birinchi navbatda $\frac{P_{Cq}}{P_{Xq}} = h$ nisbatini kattalashtirish, signallari bir-biridan nisbatan ko'p farqlanadigan modulyatsiya turidan va nisbatan yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlovchi kodlash usullaridan foydalanish kerak.

10.2. Signallarga ishlov berish usullari

10.2.1. Sinxron to'plash usuli

Sinxron to'plash usulidan foydalanilganda davomiyligi T bo'lgan diskret signaldan Δt vaqt oraliqlarida $n = \frac{T}{\Delta t}$ ta oniy qiymatlarni olish (10.1-rasm), ushbu qiymatlarni ohirgi n chi qiymat olinguncha xotirada saqlash va olingan oniy qiymatlarni qo'shishga asoslangan (10.2-rasm).



10.1-rasm. Sinxron to'plash usulidan foydalanishga oid

Aloqa kanali orqali signal uzatish tezligi R , "1" va "0" simvollarining davomiyligi T bir-biriga teng bo'lgani uchun $x(t) = s(t) + w(t)$ signaldan uning davomiyligi davomida stroblovchi (namuna oluvchi - oniy qiymatlarni olish davrini belgilovchi) impulslar yordamida har bir $n_i \Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatlarni aniqlaymiz, ular quyidagilarga teng bo'ladi:

$$x_1 = s + w_1; \quad x_2 = s + w_2; \quad \dots \quad x_{n-1} = s + w_{n-1}; \quad x_n = s + w_n. \quad (10.2)$$

(10.2) ifodada foydali signalning qiymati uning davomiyligi T vaqt oralig'ida o'zgarmas bo'lishi e'tiborga olingan.

Sinxron to'plash usulidan foydalanilganda qo'shuvchi qurilmaning chiqish signali $y(t)$ (10.2-rasm) ohirgi n -oniy qiymati aniqlangandan so'ng hamma olingan oniy qiymatlarni qo'shish natijasida hosil bo'ladi, ya'ni

$$y(t) = \sum_{i=1}^n (s + w_i) = \sum_{i=1}^n w_i + ns = \xi + b, \quad (10.3)$$

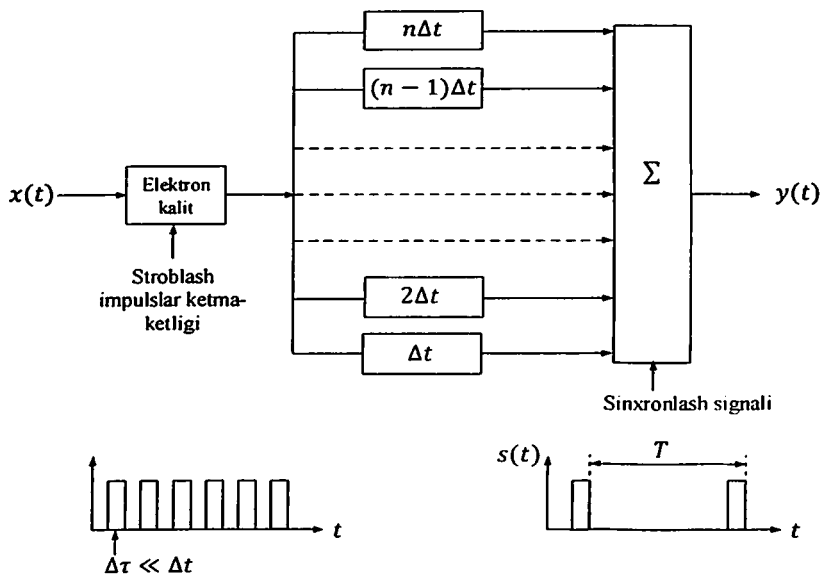
bunda, $b = ns$ - qurilma chiqishidagi foydali signal bo'lib, uning quvvati $P_{sch} = n^2 s^2$ ga teng va $\xi = \sum_{i=1}^n w_i$ xalaqitning yig'indisi. Xalaqitning quvvatini uning dispersiyasi orqali aniqlaymiz:

$$D\xi = D \sum_{i=1}^n w_i = n\sigma_{ix} = n\sigma_x = P_{sch}. \quad (10.4)$$

Sinxron to'plash qurilmasi chiqishidagi signal-xalaqit nisbati

$$q_{ch} = \frac{P_{sch}}{P_{sch}} = \frac{n^2 s^2}{n\sigma_x} = nq_k, \quad (10.5)$$

bunda, $q_k = \frac{s^2}{\sigma_x}$.



10.2-rasm. Sinxron to'plash qurilmasi funksional sxemasi

Shunday qilib, sinxron to'plash qurilmasi chiqishidagi S/X nisbati kirishidagidan n marta, ya'ni signal+xalaqitdan aniqlangan oniy qiymatlar soni marta katta bo'ladi.

Davomiyligi T ga teng bo'lgan signaldan Δt vaqt oraliqlarida aniqlanadigan oniy qiymatlar soni xalaqitning korrelyatsiya oralig'i $\Delta\tau$ ga bog'liq. Chunki $\Delta t < \Delta\tau$ qilib olinsa, xalaqitning n_i va n_{i+1} qiymatlari orasida bog'liqlik yuzaga keladi, bu esa o'z navbatida qurilma chiqishida S/X nisbatining yomonlashishiga sabab bo'ladi. Sinxron to'plash qurilmasida signal $s(t)$ ning oniy qiymatlari amplitudasi n marta qo'shiladi, natijaviy xalaqitning quvvati har bir oniy qiymatdagi xalaqitlar yig'indisi $n\sigma_x = P_{xch}$ ga teng bo'ladi. Natijaviy chiqish S/X nisbati kirishidagiga nisbatan n marta katta bo'ladi.

10.2.2. Integrallash usuli

Bu usuldan foydalanilganda $x(t) = s(t) + w(t)$ dan foydali diskret signal davomiyligi T ga teng vaqt davomida integral olinadi, ya'ni

$$y(t) = \int_0^T x(t) dt = \int_0^T s(t) dt + \int_0^T w(t) dt = b + \xi, \quad (10.6)$$

bunda, b – integrator chiqishidagi foydali signal; ξ – integrator chiqishidagi xalaqit.

Integrator chiqishidagi signal-xalaqit nisbati q_{ch} ni aniqlash uchun tasodifiy xalaqit ξ ning dispersiyasini hisoblaymiz:

$$D\xi = \int_0^T [w(t)dt]^2 = \left[\int_0^T \int_0^T \overline{w(t)w(t_1)} dt dt_1 \right] = \int_0^T dt \int_0^T \overline{w(t)w(t_1)} dt_1 = \int_0^T dt \int_0^T B_w(t-t_1) dt_1, \quad (10.7)$$

bunda, $B_w(t-t_1)$ – xalaqit $w(t)$ ning korrelyatsiya funksiyasi.

Agar xalaqitning spektri energiyasi zichligi aloqa kanali chastotalar polosasi ΔF da bir tekis taqsimlangan bo'lsa, ya'ni xalaqit korrelyatsiya oralg'i foydali signal davomiyligidan ancha kichik bo'lsa $\Delta\tau \ll T$, u holda integral chegaralarini $-\infty$ dan ∞ ga almashtirish mumkin, natijada quyidagilarni olamiz:

$$\int_0^T B_w(t-t_1) dt_1 \approx \int_{-\infty}^{\infty} B_w(\tau) d\tau = 2 \int_0^{\infty} B_w(\tau) d\tau, \quad (10.8)$$

bunda, $\tau = t - t_1$. Ma'lumki korrelyatsiya oralg'i quyidagicha aniqlanadi:

$$\Delta\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B_w(\tau)}{B_w(0)} d\tau = \frac{1}{B_w(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B_w(\tau) d\tau = \frac{G_w(0)}{B_w(0)}. \quad (10.9)$$

Spektri kengligi ΔF , ya'ni aloqa kanali chastotalar polosasiga teng xalaqit uchun korrelyatsiya oralg'i $\Delta\tau = \frac{1}{2\Delta F}$ va $B_w(0) = 2\Delta F G_w(0)$ bo'ladi va natijada xalaqit dispersiyasi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$D\xi = B_w(0)\Delta\tau \cdot T = B_w(0) \cdot \frac{T}{2\Delta F}. \quad (10.10)$$

Yuqoridagilarni e'tiborga olish natijasida integrallovchi qurilma chiqishidagi signal-xalaqit nisbatini aniqlaymiz:

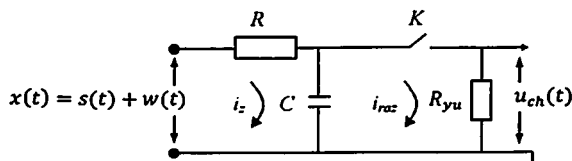
$$q_{ch} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{s^2 T^2}{B_w(0)\Delta\tau \cdot T} = \frac{T}{\Delta\tau} q_k = 2T\Delta F q_k, \quad (10.11)$$

bunda, $q_k = \frac{s^2}{B_w(0)}$ – integrator kirishidagi signal-xalaqit nisbati.

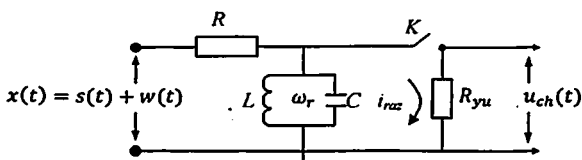
Shunday qilib, integrallash natijasida signal-xalaqit nisbati $\frac{T}{\Delta\tau} = 2T\Delta F$ marta kattalashadi. Agar signal davomiyligi vaqti T da undan $\frac{T}{\Delta\tau} = n$ ta xalaqitning bir-biriga bog'liq bo'lmagan oniy qiymatlarini olish mumkinligini e'tiborga olsak, integrallash usulidan foydalanib olingan natija sinxron to'plash usulidan foydalanish natijasiga tengligini ko'ramiz.

Signal-xalaqit nisbatini yaxshilashni amalga oshirish sinxron to'plash usuliga qaraganda integrallash usulida juda oson. Detektorlash natijasida olingan diskret signal $u(t)$ va tor polosali xalaqit $w(t)$ yig'indisi bo'lgan signalni

integrallash uchun oddiy RC zanjirdan foydalaniladi (10.3-rasm). Bunda foydali signal $u(t)$ dan T vaqt oralig'ida sig'im C da to'plangan zaryad sinxron ravishda yuklama R_{yu} ga kalit K orqali ulanadi va unda $R_{yu} \cdot i_{raz}$ kuchlanish hosil qiladi. So'ngra kalit K qayta zaryad to'plashi uchun dastlabki holatga keltiriladi. Bu jarayon diskret signal uzatish tezligiga mos ravishda sinxron amalga oshiriladi. Agar integrallashni detektorlashgacha, yuqori chastotada amalga oshirish talab etilsa, u holda integrallash rezonans chastotasi ω_r yuqori chastotali signal chastotasi ω_0 ga teng bo'lgan katta asllik Q ga ega bo'lgan tebranish konturidan foydalaniladi (10.4-rasm). Ushbu konturda to'plangan energiya, xuddi RC integratordagidek kalit K yordamida yuklama R_{yu} ga sinxron ulash va uzib keyingi radioimpulzni qabullashga tayyorlash ketma-ketligida amalga oshiriladi, shu asosida signal-xalaqit nisbati yaxshilanadi.



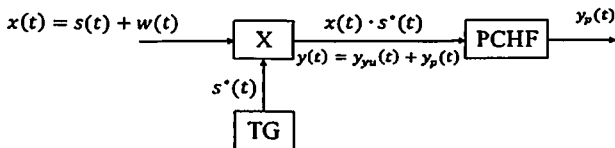
10.3-rasm. Detektorlashdan so'ng integrallash qurilmasi



10.4-rasm. Detektorlashdan avval integrallash qurilmasi

10.3. Kogerent va nokogerent qabullash usuli

Kogerent qabullash usulidan qabullash tomonida foydali signal ko'rsatkichlari va shakli avvaldan ma'lum bo'lgan signallarni qabullashda qo'llaniladi. Signallarni kogerent qabullash qurilmasining funksional sxemasi 10.5-rasmida keltirilgan. Kogerent qabullash qurilmasi kirish signali $x(t) = s(t) + w(t)$ ni foydali signalning qabullash tomonida tayanch generatorida shakllantirilgan nusxasi $s^*(t)$ bilan nochoziqli yoki parametrik element yordamida bir-biri bilan ko'paytiruvchi, ya'ni $y(t) = x(t) \cdot s^*(t)$ ni amalga oshiruvchi va ushbu spektri boyitilgan $y(t) = y_{yu}(t) + y_p(t)$ signaldan past chastotali axborot tashuvchi signalni ajratuvchi past chastotalar filtridan iborat.

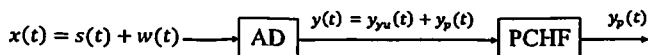


10.5-rasm. Kogerent qabullash qurilmasining funksional sxemasi

Tayanch generatori (TG) shakllantiradigan signal $s^*(t)$ foydali kirish signali $s(t)$ ning nusxasi bo'lib, uning chastota va fazasi foydali signal $s(t)$ ga aniq teng bo'ladi, odatda $s^*(t)$ tayanch signalning amplitudasi $s(t)$ signalning amplitudasidan katta bo'ladi.

Kogerent qabullashda ko'p hollarda sinxron detektordan (SD) foydalaniladi. Bunda SD parametrik elementning o'tkazuvchanligi $g(t)$ foydali signal $s(t)$ ning chastotasiga teng chastota va boshlang'ich faza bilan o'zgaradi. Past chastota filtri integrallash amalini bajaradi, uning chiqishidagi signal kirishidagi yuqori chastotali signal o'rovchisining shakliga mos ravishda o'zgaradi.

Nokogerent qabullash usulidan odatda qabullash tomonida qabullanadigan foydali signal $s(t)$ ning chastotasi, fazasi va boshqa ko'rsatkichlari noma'lum bo'lganda, yoki qabullash qurilmasi sodda bo'lishi talab etilgan hollarda foydalaniladi. Nokogerent qabullashda sinxron detektor o'rniga oddiy diodli amplituda detektor (AD) dan va past chastotalar filtri (PChF) dan foydalaniladi (10.6-rasm).



10.6-rasm. Nokogerent qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi

Qabullash qurilmasining kirishiga davriy signal

$$s(t) = A_0 \cos \omega_0 t; \quad 0 \leq t \leq T, \quad \varphi_0 = 0 \quad (10.12)$$

va xalaqit $w(t)$ ta'sir etgan holatni umumiy shaklda o'rganib chiqamiz.

Qabullash qurilmasi radiotrakti – yuqori chastotada signallarga ishlov berish qismi kirish signalining tashuvchisi yoki o'rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan bo'ladi. Shuning uchun radiotrakt orqali o'tayotgan xalaqit $w(t)$ ni ω_0 chastotaga nisbatan simmetrik joylashgan kvazigarmonik – garmonik tebranishga o'xshash deb, quyidagicha ifodalash mumkin:

$$w(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U_1(t) \cos \omega_0 t + U_2(t) \sin \omega_0 t, \quad (10.13)$$

bunda, $U(t) = \sqrt{U_1^2(t) + U_2^2(t)}$; $\varphi(t) = -\arctg \frac{U_2(t)}{U_1(t)}$; $U_1(t) = U \cos \varphi(t)$; $U_2(t) = U \sin \varphi(t)$ ga teng bo'lib, $U_1(t)$ va $U_2(t)$ – o'rtacha qiymati nolga teng bo'lgan, normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi, bir-biriga bog'liq bo'lmagan tasodifiy kattaliklar.

Ushbu $w(t)$ signalning har ikki fazasi mos – sinfaz va fazasi birinchisidan $\pi/2$ ga farqlanuvchi – ortogonal tashkil etuvchilarining dispersiyalari $\sigma_{w1} = \sigma_{w2} = \sigma_w$ ga teng bo‘lib quyidagicha aniqlanadi:

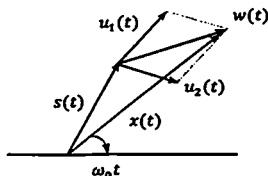
$$\sigma_w = \overline{U_1^2(t)} = \overline{U_2^2(t)} = N_0 \Delta F, \quad (10.14)$$

bunda, N_0 – xalaqit quvvati spektri zichligi; ΔF – qabullash qurilmasi radiotraktning chastotalarni o‘tkazish polosasi kengligi.

Qabullash qurilmasi kirishiga ta’sir etayotgan $x(t) = s(t) + w(t)$ –signal va xalaqit yig‘indisi quyidagi ko‘rinishni oladi:

$$x(t) = (A_0 + U_1) \cos \omega_0 t + U_2 \sin \omega_0 t. \quad (10.15)$$

10.7-rasmda signal va xalaqit yig‘indisi $x(t)$ va uning tashkil etuvchilari vektor diagrammalari keltirilgan.



10.7-rasm. Signal va xalaqit yig‘indisi $x(t)$ va uning tashkil etuvchilari vektor diagrammalari

Ushbu rasmdan ko‘rinadiki xalaqit $w(t)$ foydali signal $s(t)$ ga nisbatan o‘zining $U_1(t)$ va $U_2(t)$ o‘zaro ortogonal bo‘lgan tashkil etuvchilari orqali ta’sir etadi va uning oniy qiymati foydali signal $s(t_1)$ va xalaqit $w(t_1)$ oniy qiymatlari geometrik yig‘indisiga teng bo‘lgan tasodifiy kattalik bo‘ladi.

Kogerent qabullash usulidan foydalanilganda foydali signal $s(t)$ ga xalaqit $w(t)$ ning faqat sinfaz (fazasi foydali signal fazasiga teng bo‘lgan) tashkil etuvchisi $U_1(t)$ ta’sir etadi, xalaqit $w(t)$ ning ikkinchi tashkil etuvchisi $U_2(t)$ boshlang‘ich fazasi foydali signal fazasidan $\pi/2$ (90°) ga farq qilgani uchun uning $s(t)$ ga ta’siri nolga teng bo‘ladi. Kogerent qabullashda xalaqitbardoshlikka xalaqitning faqat bitta $U_1(t)$ normal taqsimot qonuniga bo‘ysunuvchi sinfaz tashkil etuvchisi ta’sir qiladi. Nokogerent qabullashda detektorga foydali signal $s(t)$ bilan birga xalaqitning har ikki $U_1(t)$ va $U_2(t)$ tashkil etuvchilari ta’sir qiladi. Detektor o‘zining chiqishida $s(t) + w(t) = x(t)$ ning o‘rovchisiga mos keluvchi signalni keltirib chiqaradi. Bu holda xatolik $s(t) + w(t) = x(t)$ ning Rele umumlashgan qonuni bo‘yicha taqsimlangan o‘rovchisining signal $s(t)$ o‘rovchisidan farqlanishiga teng bo‘ladi.

Signallarni kogerent qabullashda tayanch signalining shakli va parametrlari (amplitudasi bundan istisno) qabul qilinishi kutilayotgan signalning chastotasi va boshlang‘ich fazasiga mos qilib tanlanadi va sinxron detektorga ta’sir etadi. Kogerent qabullashda tayanch generatori shakllantirayotgan signal quyidagicha ifodalanadi:

$$s_0(t) = B_0 \cos \omega_0 t. \quad (10.16)$$

U holda sinxron detektor chiqishida (past chastotalar filtri kirishida) gi signal quyidagi ifoda orqali ifodalanadi:

$$y(t) = x(t) \cdot s_0(t) = [s(t) + w(t)] \cdot s_0(t). \quad (10.17)$$

(10.17) formulaga signal $s(t)$ kvazigarmonik xalaqit $w(t)$ va TG shakllantirgan signal $s_0(t)$ ifodalarini qo'yib, $y(t)$ ni aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} y(t) &= [A_0 \cos \omega_0 t + U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]] \cdot B_0 \cos \omega_0 t = \\ &= A_0 B_0 \cos^2 \omega_0 t + B_0 U(t) \cos \omega_0 t \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{A_0 B_0}{2} \cos 2\omega_0 t + \\ &\quad + \frac{B_0 U(t)}{2} \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + \frac{B_0 U(t)}{2} \cos \varphi(t) \\ &= y_{yuch}(t) + y_{pch}(t). \quad (10.18) \end{aligned}$$

(10.18) ifodadan past chastotalar filtri (PChF) chiqishidagi signalni ajratib olamiz, ya'ni

$$y_{pch}(t) = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{B_0 U(t)}{2} \cos \varphi(t) = b + \xi, \quad (10.19)$$

bunda, $b = \frac{A_0 B_0}{2}$ – foydali signal va $\xi = \frac{B_0 U(t)}{2} \cos \varphi(t)$ – xalaqit.

PChF chiqishidagi xalaqit quvvatini uning dispersiyasi orqali aniqlaymiz

$$D\xi = \left[\frac{B_0 U(t)}{2} \cos \varphi(t) \right]^2 = \left[\frac{1}{4} B_0^2 U^2 \cos^2 \varphi \right] = \frac{1}{8} B_0^2 \sigma_x^2. \quad (10.20)$$

Sinxron detektorda $x(t)$ ga kogerent ishlov berish natijasida uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbati quyidagiga teng bo'ladi

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{4A_0^2 B_0^2}{B_0^2 \cdot \sigma_x^2} = 4 \frac{A_0^2}{\sigma_x^2} = 2q_{ktr}, \quad (10.21)$$

bunda, $\frac{A_0^2}{2} = P_{cktr}$ va $\sigma_x^2 = P_{xktr}$ – sinxron detektor kirishidagi signal va xalaqit quvvatlari, $q_{ktr} = \frac{P_{cktr}}{P_{xktr}}$.

(10.21) ifodadan ko'rinadiki, kogerent qabullashda sinxron detektor chiqishidagi signal-xalaqit nisbati q_{chiq} uning kirishidagi signal-xalaqit nisbati bilan chiziqli bog'liqlikka ega. Sinxron detektorda foydali signal quvvatining xalaqit ta'sirida kamayishi, ya'ni signal-xalaqit nisbatining yomonlashish holati yuz bermaydi. Kogerent qabullashda $q_{chiq} = 2q_{ktr}$ ligi xalaqit $w(t)$ ning faqat sinfaz tashkil etuvchisi foydali signalga ta'sir etishi natijasida yuz beradi. Natijada SD yordamida kogerent qabullash oddiy amplituda detektoriga nisbatan yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi. Kogerent qabullashdan q_{ktr} kichik bo'lgan holatlarda foydalanish o'z afzalligiga ega. Misol uchun, agar $q_{ktr} = 0,1$ bo'lsa $q_{chiq} = 0,2$ bo'ladi, ya'ni signal-xalaqit nisbati ikki marta kattalashadi.

Yuqorida eslatib o'tilganidek qabullash tomonida qabullanadigan signalning shakli noma'lum bo'lsa, u holda nokogerent qabullash amalga oshiriladi va uning amplituda detektor kirish signali $x(t)$ ning qiymatiga bog'liq ravishda ikki xil rejimda ishlaydi: signalning qiymati AD nochizikli elementining VAXsi chiziqli

bog'lanishli qismiga mos kelsa – kuchli signal ish (chiziqli) rejimida; kirish signali sathi nochiziqli elementning VAXsi boshlang'ich qismiga mos kelsa – kuchsiz signal ish rejimida ishlaydi. ADning detektorlash xarakteristikasi nochiziqli bo'ladi, detektorlash katta buzilishlar bilan amalga oshadi va uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbati kirishidagi signal-xalaqit nisbati bilan quyidagicha bog'liqlikka ega bo'ladi:

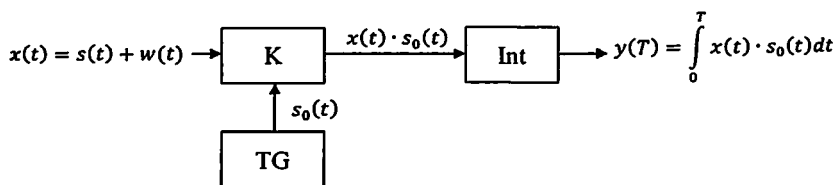
$$q_{chiq} = \frac{q_{kir}^2}{1 + 2q_{kir}} \quad (10.22)$$

Agar $q_{kir} \gg 1$ bo'lsa, u holda $q_{chiq} \approx \frac{1}{2} q_{kir}$ bo'ladi ($q_{kir} = 10$ bo'lsa $q_{chiq} = 5$ bo'ladi) va $q_{kir} \ll 1$ bo'lsa, u holda $q_{chiq} \approx q_{kir}^2$ bo'ladi ($q_{kir} = 0,1$ bo'lsa $q_{chiq} = 0,01$ bo'ladi). Yuqorida keltirilgan misollardan ko'rinadiki, bunday qabullashda umuman olganda signal-xalaqit nisbati kamida 2 marta yomonlashadi, kuchsiz signal sathini xalaqit ta'sirida pasayish hodisasi yuz beradi.

10.4. Signallarni korrelyatsiya va avtokorrelyatsiya usulida qabullash

Korrelyatsiya usulida qabullash uchun qabullash tomonida qabullanadigan signalning shakli ma'lum bo'lishi kerak. Bunda qabullash natijasida qabullash qurilmasi uning kirishidagi $x(t) = s(t) + w(t)$ yoki $x(t) = w(t)$ ekanligi haqida qaror qabul qiladi va ro'yxatdan o'tkazadi. Korrelyatsion qabullash qurilmasi kirish signali $x(t)$ ni tayanch generatori (TG) tomonidan shakllantirilgan foydali uzatilayotgan signal $s(t)$ ning nusxasi $s_0(t)$ bilan ko'paytirgich (K) va uni foydali signal davomiyligi T ga teng vaqtgacha integrallovchi (Int) qismdan iborat bo'ladi. Korrelyatsion qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi 10.8-rasmda keltirilgan.

Signallarni korrelyatsion usulda qabullashda qabullanayotgan diskret signal davomiyligi T ga teng vaqt oraliqlarida $x(t)$ ning $s_0(t)$ ga ko'paytmasidan integral $y(T)$ olinadi, ya'ni ular orasidagi o'zaro korrelyatsiya funksiyasi aniqlanadi. Korrelyatsion qabullash natijasini ro'yxatga olish turiga qarab, u kogerent yoki nokogerent bo'lishi mumkin.



10.8-rasm. Korrelyatsion qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi

Kogerent ro'yxatga olish turidan foydalanilganda korrelyatsiya usulidan foydalanib qabullash qurilmasi chiqishida

va nokogerent ro'yxatga olish turidan foydalanilganda

$$q_{ch\ KKG} = 2TFq_{ktr}, \quad (10.23)$$

$$q_{ch\ NKG} = TFq_{ktr} \quad (10.24)$$

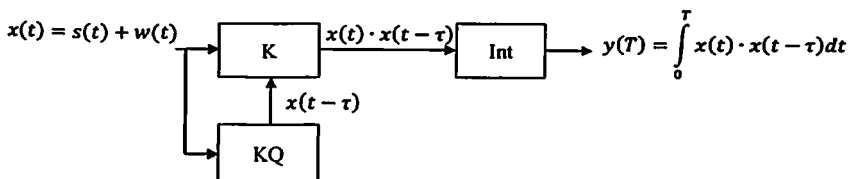
bo'ladi.

Korrelyatsiya usulini shakli aniq bo'lmagan signallarni qabullashda integrallash usulidan foydalanishning umumlashgan shakli deb qarash mumkin.

Avtokorrelyatsiya usulidan foydalanib qabullashda tayanch generatori shakllantiradigan signal $s_0(t)$ dan foydalanilmaydi. Bunday qabullash usulidan qabullanadigan signal shakli noma'lum bo'lgan holatda foydalaniladi.

Avtokorrelyatsiya usuli orqali qabullashda kirish signali $x(t)$ uning τ vaqtga kechiktirilgan qiymati bilan ko'paytiriladi va T vaqt davomida undan integral olinadi (10.9-rasm). Bunda K – ko'paytirish qurilmasi, KQ – kechiktirish qurilmasi va Int – integrator.

Bunday usuldan foydalanilganda $x(t)$ ning τ vaqtga kechiktirilgan nusxasidan tayanch signali sifatida foydalaniladi. Ushbu $x(t - \tau)$ signal tarkibida xalaqit $w(t)$ bo'lgani uchun, agar signal-xalaqit nisbati va ularning qiymati katta bo'lganda uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbati $q_{ch\ A} \approx q_{ch\ Korr.}$, uning kirishida $q_{ktr} \ll 1$ bo'lsa chiqishidagi signal-xalaqit nisbati – kuchsiz signalni kvadratik rejimda detektorlash natijasi $q_{ch\ A} \approx q_{ch\ kv.det.}$ bo'ladi.



10.9-rasm. Avtokorrelyatsiya usulida qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi

Umuman olganda avtokorrelyatsion usulda qabullashda uning xalaqitbardoshligi kirishidagi signal sathi va signal-xalaqit nisbati qiymatiga qarab kogerent qabullash va kvadratik detektor yordamida detektorlash natijasida erishilgan xalaqitbardoshliklar oralig'ida bo'ladi.

10.5. Signallarni moslashgan filtrlardan foydalanib qabullash

Ko'pgina hollarda, misol uchun raqamli signallarni va radiolokatsiya signallarini qabullashda qabullash tomonida qabullanadigan signalning shakli avvaldan ma'lum bo'ladi. Qabullash qurilmasi kirishida $x(t) = s(t) + w(t)$ bo'lib, uning chiqishida $y(t) = s_y(t) + w_y(t)$ bo'ladi. Ushbu $x(t)$ ni qabullash sifati qabullash qurilmasi kirishidagi va chiqishidagi signal-xalaqit nisbatiga bog'liq. Signal $x(t)$ ni chiziqli filtr yordamida qabullash natijasida iloji boricha

signal-xalaqit nisbatining eng katta qiymatini ta'minlovchi filtrlardan foydalanish kerak. Ma'lum signal shakli uchun o'z chiqishida signal-xalaqit nisbatining eng katta qiymatini ta'minlovchi filtr optimal filtr, eng mutanosib filtr deb ataladi.

Chiziqli filtr kompleks uzatish koeffitsienti $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\Psi(\omega)}$ va impuls reaksiyasi (yakka sakrash signali – impulsiga aks ta'siri) $g(t)$ bilan baholanadi.

Chiziqli filtrlarning $K(j\omega)$ va $g(t)$ xarakteristikalari bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari almashtirish ifodalari orqali bog'liq, ya'ni

$$\left. \begin{aligned} K(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt, \\ g(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned} \right\} \quad (10.25)$$

Filtrga signal $s(t)$ bilan birga spektri energiyasi zichligi $G_x(\omega) = \frac{N_0}{2}$ bo'lgan xalaqit $w(t)$ ta'sir etgan holatni ko'rib chiqamiz. Signal $s(t)$ va uning kompleks spektri $S(j\omega)$ ham Fure to'g'ri va teskari almashtirish formulalari orqali bog'langan, ya'ni

$$\left. \begin{aligned} S(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt, \\ s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t} d\omega, \end{aligned} \right\} \quad (10.26)$$

bunda, $S(j\omega) = S(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ bo'lib, $S(\omega)$ – signalning amplituda-chastota va $\varphi(\omega)$ – faza-chastota xarakteristikasi. Yuqoridagiga mos ravishda $K(\omega)$ – filtrning amplituda-chastota va $\Psi(\omega)$ – faza-chastota xarakteristikasi.

Signal va xalaqit yig'indisi $x(t) = s(t) + w(t)$ ni optimal filtrlash uchun shunday $K(j\omega)$ ga ega bo'lgan filtni tanlash kerakki, u kirishidagi signal-xalaqit nisbatining eng katta qiymatga ega bo'lishini ta'minlasin. Ushbu masala quyidagi ketma-ketlikda yechiladi. Filtr chiqishidagi signal ham ikki tashkil etuvchidan: foydali signal $y_c(t)$ va xalaqit $y_x(t)$ dan tashkil topgan bo'ladi, ya'ni

$$y(t) = y_c(t) + y_x(t). \quad (10.27)$$

$$x(t) = s(t) + w(t) \longrightarrow \boxed{K(j\omega)} \longrightarrow y(t) = y_c(t) + y_x(t)$$

$$x(t) = s(t) + w(t) \longrightarrow \boxed{g(t)} \longrightarrow y(t) = y_c(t) + y_x(t)$$

10.10-rasm. Chiziqli filtrning $K(j\omega)$ va $g(t)$ orqali tasvirlanishi

Filtr chiqishidagi foydali signal quyidagicha aniqlanadi:

$$y_c(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(\omega)e^{j[\varphi(\omega)+\Psi(\omega)+\omega t]} d\omega. \quad (10.28)$$

(10.28) ifodadan ko'rinadiki, signal $s(t)$ ning amplituda-chastota spektri $S(\omega)$ ning tashkil etuvchilari filtr orqali o'tish natijasida o'z chastotalariga mos ravishda $K(\omega)$ ga kattalashadi (agar $K(\omega) > 1$ bo'lsa) yoki kichiklashadi (agar $K(\omega) < 1$ bo'lsa), shu bilan birga $s(t)$ ning spektri tashkil etuvchilari filtr orqali o'tish natijasida $\varphi(\omega)$ chastotalariga mos ravishda qo'shimcha $\Psi(\omega) + \omega t$ surilish oladi va yakuniy fazasining oniy qiymati $\theta(t) = \varphi(\omega) + \Psi(\omega) + \omega t$ ga teng bo'ladi.

Signal $s(t)$ qandaydir t_0 vaqtda o'zining eng katta quvvatiga ega bo'ladi, ya'ni

$$P_{c \max} = |y_c(t_0)|^2 = \frac{1}{4\pi^2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2 \quad (10.29)$$

va xalaqitning quvvati quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_x = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega. \quad (10.30)$$

U holda qandaydir t_0 vaqtda chiqish signali $y_c(t)$ ning chiqish xalaqiti $y_x(t)$ ga nisbati quyidagicha aniqlanadi:

$$q_{ch} = \frac{P_{c \max}}{P_x} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (10.31)$$

Endi o'z chiqishida signal-xalaqit nisbatining eng katta (maksimal) bo'lishini ta'minlovchi filtning kompleks uzatish koeffitsienti $K(j\omega)$ ni aniqlash kerak. Buning uchun (10.31) ifodaning suratiga nisbatan Bunyakovskiy-Shvars tengsizligi ifodasini qo'llaymiz. Ushbu tengsizlik quyidagi ko'rinishga ega:

$$\left| \int f_1(x)f_2(x) dx \right|^2 \leq \int |f_1(x)|^2 dx \int |f_2(x)|^2 dx. \quad (10.32)$$

(10.32) tengsizlikka asosan filtning har qanday xarakteristikasi $K(j\omega)$ da uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbati quyidagi qiymatidan katta bo'la olmaydi, ya'ni

$$q_{ch} \leq q_{ch \max} = \frac{1}{\pi N_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) d\omega \right|^2 = \frac{2E_c}{N_0}, \quad (10.33)$$

bunda, E_c – signal $s(t)$ ning energiyasi.

(10.33) ifoda orqali aniqlanadigan $q_{ch \max}$ kattaligi $K(j\omega)$ qiymati faqat quyidagi ifoda orqali aniqlanadigan qiymatga teng bo'lganda ta'minlanadi:

$$K(j\omega) = CS^*(j\omega)e^{j\omega t_0} = CS(\omega)e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}, \quad (10.34)$$

bunda, $S^*(j\omega) = S(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$ – signal spektri $S(j\omega)$ bilan kompleks moslashgan funksiya; C – ixtiyoriy o'zgarmas kattalik.

Filtr kompleks uzatish koeffisienti $K(j\omega)$ ni $s(t)$ signal spektri orqali quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\left. \begin{aligned} K(\omega) &= CS(\omega) \\ \Psi(\omega) &= -[\varphi(\omega) + \omega t_0] \end{aligned} \right\} \quad (10.35)$$

(10.35) ifodadan ko'rinadiki moslashgan filtrning amplituda-chastota xarakteristikasi $K(\omega)$ o'zgarmas kattalik orqali signalning amplituda spektri $S(\omega)$ ga mos keladi, moslashgan filtrning faza-chastota xarakteristikasi $\Psi(\omega)$ signal $s(t)$ ning faza spektri $\varphi(\omega)$ va uning spektri tashkil etuvchilarining chiziqli funksiyasi bo'lgan ωt_0 yig'indisi orqali aniqlanadi. Moslashgan filtrning kompleks amplituda-chastota xarakteristikasi $K(j\omega)$ signalning kompleks amplituda-chastotasi $S(j\omega)$ orqali aniqlanadi.

(10.35) shart bajarilganda filtrning chiqishidagi signal-xalaqit o'zining eng katta qiymati $q_{ch\ max} = \frac{2E\epsilon}{N_0}$ ga erishgani uchun bunday filtr moslashgan optimal filtr (MOF) deb ataladi.

MOF chiqishida signal fazasining to'liq qiymati quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

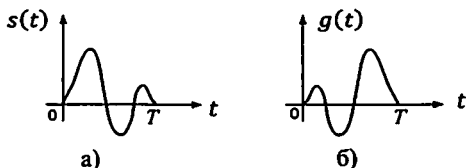
$$\theta(t) = \omega t + \varphi(\omega) + \Psi(\omega) = \omega t + \varphi(\omega) - \varphi(\omega) - \omega t_0 = \omega(t - t_0). \quad (10.36)$$

$t = t_0$ vaqtda signalning to'liq fazasi $\theta(t) = 0$ bo'ladi, signalning hamma spektr tashkil etuvchilarining boshlang'ich fazalari bir xil bo'ladi va signalning spektri tashkil etuvchilari arifmetik shaklda qo'shiladi, natijada $t = t_0$ vaqtda o'zining eng katta oniy qiymatiga erishadi. Xalaqitning spektri tashkil etuvchilari tasodifiy ravishda bir tekis taqsimlangani uchun ularning qiymati qo'shilish natijasida o'rtalashadi va xalaqitning quvvati uning dispersiyasiga teng bo'ladi, natijada MOF chiqishida signal-xalaqit nisbati o'zining eng katta – maksimal qiymatiga erishadi.

(10.25) ifoda asosida MOFning impuls reaksiyasi (aks ta'siri) $g(t)$ ni Fure almashtirishini qo'llab aniqlash mumkin, ya'ni

$$\begin{aligned} g(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(-j\omega) e^{-j\omega(t_0-t)} d\omega = \\ &= \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t_0-t)} d\omega = Cs(t_0 - t). \end{aligned} \quad (10.37)$$

(10.37) ifodadan ko'rinadiki, MOFning impuls reaksiyasi $g(t)$ signal $s(t)$ ning t_0 vaqtga nisbatan C masshtabda bo'lgan aks ko'rinishida bo'ladi (10.11-rasm).



10.11-rasm. $s(t)$ signal (a) va unga MOFning $g(t)$ impuls reaksiyasi (b)

10.11-rasmdan ko'rinadiki, MOF chiqish signalining maksimal qiymatga erishish vaqti t_0 signal $s(t)$ davomiyligi T dan katta bo'lishi kerak, ammo signalga ishlov berish davrini qisqartirish uchun $t_0 = T$ qilib tanlanadi.

Qandaydir t vaqtda MOF chiqishidagi kuchlanish Dyumel integrali asosida quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau)g(\tau)d\tau = C \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau)s(t_0 - \tau)d\tau = CB_{xs}(t), \quad (10.38)$$

bunda, $\tau = t - t_0$.

(10.38) ifodadan ko'rinadiki, MOFning chiqishidagi kuchlanish qabul qilinayotgan signal $x(t) = s(t) + w(t)$ ning uzatilayotgan foydali signal $s(t)$ bilan o'zaro korrelyatsiyasiga to'g'ri proporsional. Bunda MOFning impuls reaksiyasi $g(t)$ u bilan moslashgan signal $s(t)$ ning t_0 vaqtga nisbatan aksi bo'lgani uchun $x(t)$ da xalaqit $w(t)$ ning qismi qancha kichik bo'lsa $B_{xs}(t)$ shuncha katta bo'ladi.

Agar MOFga faqat signal $s(t)$ ta'sir etsa, ya'ni xalaqit nolga teng bo'lsa, u holda uning chiqishidagi signal quyidagicha aniqlanadi:

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau)g(\tau)d\tau = C \int_{-\infty}^{\infty} \overline{s(t - \tau)s(t_0 - \tau)}d\tau = CB_{ss}(t). \quad (10.39)$$

Bu holda (10.39) ifodadan ko'rinadiki, MOF chiqishidagi signal o'zgarimas kattalik C gacha aniqlik bilan kirish signali avtokorrelyatsiya funksiyasiga mos keladi, ya'ni signal $s(t)$ va u bilan MOF impuls reaksiyasi $g(t) = Cs(t_0 - t)$ orasidagi korrelyatsiya funksiyasi hisoblanadi. Bunda $\tau = t_0 - t = 0$ bo'lsa, ya'ni $B_{ss}(0)$ signal $s(t)$ energiyasiga teng bo'ladi. Natijada chiqish signalining t_0 vaqtdagi maksimal qiymati $s_{ch}(t) = CB_{ss}(0) = CE_s$ bo'ladi. MOF chiqishidagi signal davomiyligi ular orasidagi korrelyatsiya intervali $\Delta\tau$ orqali aniqlanadi. Signal turiga qarab $\Delta\tau \leq T$ bo'lishi mumkin (bunda T - signal $s(t)$ ning davomiyligi) va $\Delta\tau < T$ qilib tanlab signalni siqish mumkin. Misol uchun, shovqinsimon signallar uchun korrelyatsiya oralg'i $\Delta\tau = \frac{1}{2\Delta F}$ ga teng (ΔF - shovqinsimon signal spektri yoki radiokanal polosasi kengligi). Bunday signaldan foydalanilganda signalni siqish koeffitsienti $\gamma = \frac{T}{\Delta\tau} = 2T\Delta F$ ga teng bo'ladi.

10.5.1. Yakka videoimpulsni optimal filtrlash

To'rtburchak shaklidagi videoimpuls vaqt funksiyasi sifatida quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s(t) &= A, & 0 \leq t \leq T, \\ s(t) &= 0, & t < 0 \text{ va } t > T. \end{aligned} \quad (10.40)$$

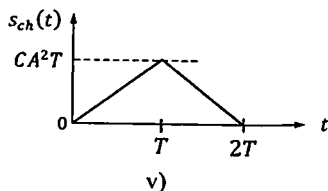
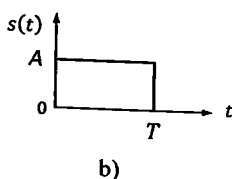
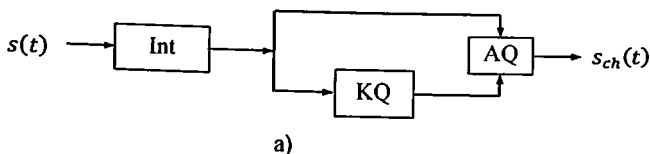
Ushbu to'rtburchak shaklidagi videoimpuls spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$S(j\omega) = \frac{A}{j\omega} (1 - e^{j\omega T}). \quad (10.41)$$

(10.38) ifodaga asosan ushbu videoimpuls bilan MOF uzatish koeffisienti

$$K(j\omega) = \frac{CA}{-j\omega} (1 - e^{j\omega T}) = \frac{CA}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T}). \quad (10.42)$$

(10.42) ifoda (algoritm) asosida videoimpulsni optimal filtrlash qurilmasining strukturaviy sxemasini aniqlaymiz. Ma'lumki biron bir kattalikni chastota bo'yicha $\frac{1}{j\omega}$ ga ko'paytirish uni vaqt bo'yicha $-\infty$ dan t gacha integrallashga va uni $e^{-j\omega T}$ ga ko'paytirish signalni T vaqtga kechiktirish amalini bajarishga mos keladi. Shunday qilib, (10.42) formula bilan ifodalanuvchi MOF uzatish koeffisienti $\frac{1}{j\omega}$ ga teng bo'lgan integrator (Int), T vaqtga kechiktirish qurilmasi (KQ) va ayirish qurilmasi (AQ) dan iborat bo'ladi (10.12-rasm).



10.12-rasm. To'rtburchak shaklidagi videoimpuls bilan MOFning strukturaviy sxemasi (a), uning kirish signali (b) va chiqish signali (v) vaqt diagrammalari

MOF chiqishidagi signal $s_{ch}(t)$ yon tomonlari bir-biriga teng va asosi uzunligi $2T$ ga teng bo'lgan, $t = T$ vaqtda balandligi (energiyasi) CA^2T ga teng bo'lgan uchburchak shaklida bo'ladi.

10.5.2. Radioimpulsni optimal filtrlash

O'rovchisi to'rtburchak shaklida bo'lgan radioimpuls vaqt funksiyasi sifatida quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s(t) &= A \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq T, \\ s(t) &= 0, & t < 0 \text{ va } t > T. \end{aligned} \quad (10.43)$$

Radioimpulsga MOF strukturaviy sxemasining ko'rinishi radioimpuls davomiyligi T ga chastotasi ω_0 bo'lgan ushbu signalning toq yoki juft yarim davriga joylashishiga bog'liq. Radioimpuls davomiyligi T ga toq sonli ω_0 chastotali signal $s(t)$ yarim davrlari joylashgan $\omega T = (2n + 1)\pi$ holatni ko'rib chiqamiz. U holda bu signal bilan MOF impuls reaksiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$g(t) = CA \sin \omega_0(T - t) = CA \sin[(2n + 1)\pi - \omega_0 t] = CA \sin \omega_0 t. \quad (10.44)$$

Bunday impuls reaksiyani rezonans chastotasi ω_0 bo'lgan LC kontur C o'zgarmas kattalikka teng aniqlik bilan ta'minlaydi. Radioimpuls va MOF impuls reaksiyasi $g(t)$ ikkita bir-biriga nisbatan T ga siljilgan ikki sinusoida ayirmasi ko'rinishida ifodalanishi mumkin. Shuning uchun o'rovchisi to'rtburchak shaklida bo'lgan radioimpuls strukturaviy sxemasida videoimpuls bilan MOF strukturaviy sxemasidan farqli ravishda integrator (Int) sifatida rezonans chastotasi ω_0 va aslligi Q yuqori bo'lgan tebranish konturidan foydalaniladi (10.13-rasm). Tabiiyki ushbu LC konturning vaqt doimiyligi radioimpuls davomiyligi T dan katta bo'lishi talab etiladi. Agar radioimpuls davomiyligi T oralig'iga $2n\pi$ ta (juft) yarim davr joylashsa, u holda to'rtburchak shaklidagi o'rovchili radioimpuls bilan MOF strukturaviy sxemasi (10.13a-rasm)da ayiruvchi qurilma o'rniga qo'shuvchi qurilmadan foydalaniladi.

10.13b va 10.13v-rasmlarda MOF kirishi va chiqishidagi signallarning vaqt diagrammalari keltirilgan. MOF chiqishidagi signal $s_{ch}(t)$ shakli kirish signali $s(t)$ ni avtokorrelyatsion funksiyasi shaklida bo'ladi. MOF chiqishidagi signalning eng katta qiymati $t = T$ ga to'g'ri keladi, ya'ni

$$s_{ch}(t) = CB_{ss}(0) = CE_c = \frac{CA^2T}{2}. \quad (10.45)$$

Agar radioimpuls davomiyligi T ga chastotasi ω_0 bo'lgan signalning toq yoki juft yarim davrlari to'liq joylashmasa, u holda signal $s(t)$ ni MOF kirishiga bemasdan avval uning fazasini surib tuzatish kiritish kerak.

Video va radioimpulslar ketma-ketligi uchun MOFlarni sintez qilish natijasi shuni ko'rsatadiki, uni ketma-ket ulangan yakka video yoki radioimpuls bilan MOF1 va uzatish koeffitsienti $K_2(j\omega)$ bo'lgan taroqsimon MOF2 dan tashkil topgan bo'ladi, ya'ni

$$K_{MOF}(j\omega) = K_{MOF1}(j\omega) \cdot K_{MOF2}(j\omega). \quad (10.46)$$

10.5.1. Yakka videoimpulsni optimal filtrlash

To'rtburchak shaklidagi videoimpuls vaqt funksiyasi sifatida quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s(t) &= A, & 0 \leq t \leq T, \\ s(t) &= 0, & t < 0 \text{ va } t > T. \end{aligned} \quad (10.40)$$

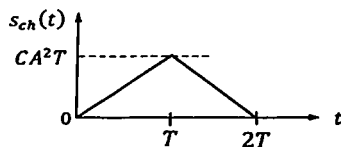
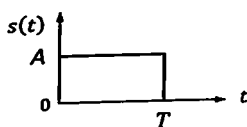
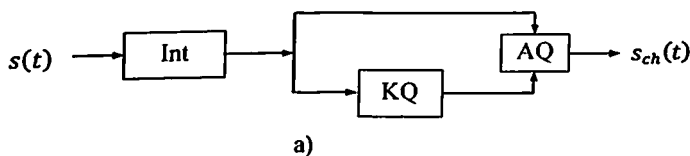
Ushbu to'rtburchak shaklidagi videoimpuls spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$S(j\omega) = \frac{A}{j\omega} (1 - e^{j\omega T}). \quad (10.41)$$

(10.38) ifodaga asosan ushbu videoimpuls bilan MOF uzatish koeffitsienti

$$K(j\omega) = \frac{CA}{-j\omega} (1 - e^{j\omega T}) = \frac{CA}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T}). \quad (10.42)$$

(10.42) ifoda (algorithm) asosida videoimpulsni optimal filtrlash qurilmasining strukturaviy sxemasini aniqlaymiz. Ma'lumki biron bir kattalikni chastota bo'yicha $\frac{1}{j\omega}$ ga ko'paytirish uni vaqt bo'yicha $-\infty$ dan t gacha integrallashga va uni $e^{-j\omega T}$ ga ko'paytirish signalni T vaqtga kechiktirish amalini bajarishga mos keladi. Shunday qilib, (10.42) formula bilan ifodalanuvchi MOF uzatish koeffitsienti $\frac{1}{j\omega}$ ga teng bo'lgan integrator (Int), T vaqtga kechiktirish qurilmasi (KQ) va ayirish qurilmasi (AQ) dan iborat bo'ladi (10.12-rasm).



10.12-rasm. To'rtburchak shaklidagi videoimpuls bilan MOFning strukturaviy sxemasi (a), uning kirish signali (b) va chiqish signali (v) vaqt diagrammalari

MOF chiqishidagi signal $s_{ch}(t)$ yon tomonlari bir-biriga teng va asosi uzunligi $2T$ ga teng bo'lgan, $t = T$ vaqtda balandligi (energiyasi) CA^2T ga teng bo'lgan uchburchak shaklida bo'ladi.

10.5.2. Radioimpulsi optimal filtrlash

O'rovchisi to'rtburchak shaklida bo'lgan radioimpuls vaqt funksiyasi sifatida quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s(t) &= A \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq T, \\ s(t) &= 0, & t < 0 \text{ va } t > T. \end{aligned} \quad (10.43)$$

Radioimpulsga MOF strukturaviy sxemasining ko'rinishi radioimpuls davomiyligi T ga chastotasi ω_0 bo'lgan ushbu signalning toq yoki juft yarim davriga joylashishiga bog'liq. Radioimpuls davomiyligi T ga toq sonli ω_0 chastotali signal $s(t)$ yarim davrlari joylashgan $\omega T = (2n + 1)\pi$ holatni ko'rib chiqamiz. U holda bu signal bilan MOF impuls reaksiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$g(t) = CA \sin \omega_0(T - t) = CA \sin[(2n + 1)\pi - \omega_0 t] = CA \sin \omega_0 t. \quad (10.44)$$

Bunday impuls reaksiyani rezonans chastotasi ω_0 bo'lgan LC kontur C o'zgaras kattalikka teng aniqlik bilan ta'minlaydi. Radioimpuls va MOF impuls reaksiyasi $g(t)$ ikkita bir-biriga nisbatan T ga siljirilgan ikki sinusoida ayirmasi ko'rinishida ifodalanishi mumkin. Shuning uchun o'rovchisi to'rtburchak shaklida bo'lgan radioimpuls strukturaviy sxemasida videoimpuls bilan MOF strukturaviy sxemasidan farqli ravishda integrator (Int) sifatida rezonans chastotasi ω_0 va aslligi Q yuqori bo'lgan tebranish konturidan foydalaniladi (10.13-rasm). Tabiiyki ushbu LC konturning vaqt doimiyliги radioimpuls davomiyligi T dan katta bo'lishi talab etiladi. Agar radioimpuls davomiyligi T oralig'iga $2n\pi$ ta (juft) yarim davr joylashsa, u holda to'rtburchak shaklidagi o'rovchili radioimpuls bilan MOF strukturaviy sxemasi (10.13a-rasm)da ayiruvchi qurilma o'rmiga qo'shuvchi qurilmadan foydalaniladi.

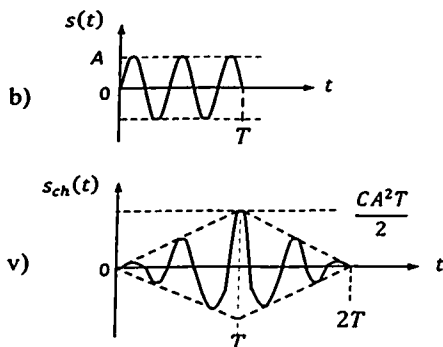
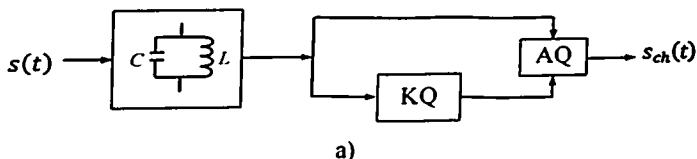
10.13b va 10.13v-rasmlarda MOF kirishi va chiqishidagi signallarning vaqt diagrammalari keltirilgan. MOF chiqishidagi signal $s_{ch}(t)$ shakli kirish signali $s(t)$ ni avtokorrelatsion funksiyasi shaklida bo'ladi. MOF chiqishidagi signalning eng katta qiymati $t = T$ ga to'g'ri keladi, ya'ni

$$s_{ch}(t) = CB_{ss}(0) = CE_c = \frac{CA^2T}{2}. \quad (10.45)$$

Agar radioimpuls davomiyligi T ga chastotasi ω_0 bo'lgan signalning toq yoki juft yarim davrlari to'liq joylashmasa, u holda signal $s(t)$ ni MOF kirishiga bemasdan avval uning fazasini surib tuzatish kiritish kerak.

Video va radioimpulslar ketma-ketligi uchun MOFlarni sintez qilish natijasi shuni ko'rsatadiki, uni ketma-ket ulangan yakka video yoki radioimpuls bilan MOF1 va uzatish koeffitsienti $K_2(j\omega)$ bo'lgan taroqsimon MOF2 dan tashkil topgan bo'ladi, ya'ni

$$K_{MOF}(j\omega) = K_{MOF1}(j\omega) \cdot K_{MOF2}(j\omega). \quad (10.46)$$



10.13-rasm. Radioimpuls uchun MOF strukturaviy sxemasi (a), uning kirish signali (b) va chiqish signali (v) vaqt diagrammalari

Ko'p hollarda turli shakldagi signallar uchun MOFlarni amalda yaratish ancha murakkab hisoblanadi. Shuning uchun MOFlar xarakteristikalarining optimaldan farqlanishi va u moslashgan signal shaklining o'zgarishi uning samaradorligiga, uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbatiga qanday ta'sir etishini o'rganish amaliyotda katta qiziqishga ega.

Tahlillar shuni ko'rsatadiki, agar signalning shakli to'rtburchaksimondan uchburchaksimonga o'zgartirilib, uning umumiy sathining yarmiga teng sathga mos keluvchi energiyasi va davomiyligi saqlanib qolinsa, MOF chiqishida signal-xalaqit nisbati 18,5% ga pasayar ekan. Ushbu hodisa – videoimpuls va radioimpuls ketma-ketligining o'rovchilari shaklining o'zgarishi MOF chiqishidagi signal-xalaqit nisbatiga kam ta'sir etishini tasdiqlashi mumkin.

MOF chiqishidagi signal-xalaqit nisbati uni kirishidagi signal shakli o'zgarishining kam ta'sir etishi, bu SXNning eng katta qiymati maksimal bo'lishi mezonni integral mezon hisoblanadi. Haqiqatda ham MOF chiqishidagi signal uning kirishidagi signaldan τ vaqt davomida integral olish asosida shakllanadi, bu esa uning yarim sathiga teng bo'lgan davomiyligiga mos keladi. Integralning qiymati signal shakliga kam bog'liq bo'lib, energiyasining miqdori o'zgarmas saqlanib qolishiga bog'liq. 10.13-rasmda to'rtburchak va uchburchak shaklidagi energiyasi bir xil bo'lgan videoimpuls chizilgan va uchburchakning MOF chiqishida

SXNning maksimal bo'lishini ta'minlovchi qismi shtrixlab ajratib ko'rsatilgan. 10.13-rasmdan ko'rinadiki, to'rtburchak impuls yuzasi shtrixlangan yuzadan kam farqlanadi.

Ko'p hollarda amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikasi signalning amplituda-chastota va faza-chastota spektrlariga mos tanlangan MOFlar o'miga faqat amplituda-chastota xarakteristikasi mos tanlangan kvazioptimal filtrlardan foydalaniladi. Bunda filtr xarakteristikasi to'rtburchak shaklida tanlanganda, davomiyligi τ_0 bo'lgan video va radioimpuls shaklidagi impulslar ketma-ketligiga kvazioptimal ishlov berish uchun uning chastota o'tkazish polosasi quyidagi taxminiy ifoda asosida hisoblanadi:

$$\Delta f_f = \frac{1,2 \dots 1,5}{\tau_0}. \quad (10.47)$$

Kvazioptimal filtr o'z chiqishida MOFga qaraganda 18,5% ga kam bo'lgan SXNni ta'minlaydi, ammo uni amalga oshirish nisbatan oson bo'ladi.

10.5.3. Uzlaksiz signallarni optimal filtrlash

Uzlaksiz signallarni optimal filtrlash natijasida uning kirishidagi $x(t) = s(t) + w(t)$ ga shunday ishlov berish kerakki, uning chiqishidagi signal $v(t)$ uzatilgan foydali signaldan eng kam (minimal) farqlanishi, ya'ni $\overline{\varepsilon_{min}(t)^2} = \int_0^T [v(t) - s(t)]^2 dt$ ta'minlansin. Bunda filtrlash jarayoni chiziqli filtr yordamida amalga oshiriladi va $\varepsilon(t)$ uzatiladigan signal $s(t)$ shakliga bog'liq emas, ya'ni $\int_0^T \varepsilon(t)s(t)dt = 0$ deb hisoblaymiz. Chiziqli filtr kirishiga quvvati spektri zichligi $G_s(\omega)$ bo'lgan va spektri zichligi $G_w(\omega) = \frac{N_0}{2}$ bo'lgan xalaqit ta'sir qilganda $\varepsilon_{min}(t)$ ni ta'minlovchi filtr optimal filtr deb ataladi. Farqlanish $\varepsilon(t)$ umuman olganda tasodifiy jarayon bo'lib, uni farqlanish signali deb tasavvur etish mumkin. U holda kirishiga $x(t) = s(t) + w(t)$ signal berilganda uning chiqishidagi farqlanish $\varepsilon(t) = v(t) - s(t)$ ning minimal bo'lishini ta'minlovchi filtrning kompleks uzatish koeffitsientini aniqlash kerak bo'ladi. $\overline{\varepsilon(t)^2}$ farqlanishning o'rtacha kvadratik qiymatini uning energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ orqali quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\overline{\varepsilon(t)^2} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty G_\varepsilon(\omega) d\omega. \quad (10.48)$$

Agar signal $s(t)$ ni filtr orqali uzatishda kechikishi t_0 ni e'tiborga olsak, u holda $\varepsilon(t) = v(t) - s(t - t_0)$ bo'ladi. Dastlab farqlanish funksiyasi (signali) $\varepsilon(t)$ ning korrelyatsiya funksiyasini quyidagicha aniqlaymiz.

$$\begin{aligned} B_\varepsilon(\tau) &= \overline{[v(t) - s(t - t_0)][v(t + \tau) - s(t - t_0 + \tau)]} = \overline{v(t) \cdot v(t + \tau) -} \\ &= \overline{-s(t - t_0) \cdot v(t + \tau) - v(t) \cdot s(t - t_0 + \tau) + s(t - t_0) \cdot s(t - t_0 + \tau)} = \\ &= B_v(\tau) - B_{sv}(\tau + t_0) - B_{vs}(\tau - t_0) + B_s(\tau). \end{aligned} \quad (10.49)$$

$B(\tau)$ va $G(\omega)$ ni bir-biri bilan bog'lovchi Viner-Xinchin formulasi yordamida farqlanish signali $\varepsilon(t)$ ning energetik spektrini aniqlaymiz:

$$G_{\varepsilon}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{\varepsilon}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = G_v(\omega) + G_s(\omega) - G_{vs}(\omega) - G_{sv}(\omega). \quad (10.50)$$

Chiqish signali $v(t)$ ning energetik spektri $G_v(\omega)$ ni kirish signali $x(t)$ ning energetik spektri $G_x(\omega)$ orqali aniqlaymiz. $s(t)$ va $w(t)$ bir-biriga bog'liq bo'lmagan fizik jarayonlar bo'lganliklari uchun $G_x(\omega) = G_s(\omega) + G_w(\omega)$ bo'ladi va

$$G_v(\omega) = K^2(\omega)G_x(\omega). \quad (10.51)$$

Endi $G_{vs}(\omega)$ va $G_{sv}(\omega)$ o'zaro spektrlarni aniqlaymiz:

$$G_{sv}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{sv}(\tau + t_0) e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - t_0) \cdot v(t + \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (10.52)$$

(10.52) ifodadagi chiqish signali $v(t + \tau)$ ni Dyumel integrali orqali aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} v(t + \tau) &= \int_0^{\infty} g(\tau_1) \cdot x(t + \tau - \tau_1) d\tau_1 = \\ &= \int_0^{\infty} g(\tau_1) \cdot [s(t + \tau - \tau_1) + w(t + \tau - \tau_1)] d\tau_1. \end{aligned} \quad (10.53)$$

(10.53) ifodani (10.52) ga kiritib, $\overline{s(t - t_0) \cdot w(t + \tau - \tau_1)} = 0$ ekanligini e'tiborga olib, filtrning impuls reaksiyasi $g(\tau)$ uning kompleks uzatish koeffitsienti $K(j\omega)$ bilan Fure almashtirishi orqali bog'liqligini e'tiborga olib farqlanish signali $\varepsilon(t)$ ning o'zaro energetik spektri $G_{sv}(\omega)$ ni quyidagicha aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} G_{sv}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1) \cdot \overline{s(t - t_0) s(t + \tau - \tau_1)} + \\ &\quad + \overline{s(t - t_0) w(t + \tau - \tau_1)} e^{-j\omega\tau} d\tau_1 d\tau = \\ &= \int_0^{\infty} g(\tau_1) \int_{-\infty}^{\infty} B_s(t + t_0 - \tau_1) e^{-j\omega(t+t_0-\tau_1)} d\tau e^{-j\omega(\tau_1-t_0)} d\tau_1 = \\ &= G_s(\omega) \int_0^{\infty} g(\tau_1) e^{-j\omega\tau_1} e^{j\omega t_0} d\tau_1 = G_s(\omega) K(j\omega) e^{j\omega t_0}. \end{aligned} \quad (10.54)$$

$K(j\omega) = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$ ni e'tiborga olib (10.54) ifodani quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$G_{sv}(\omega) = G_s(\omega) K(\omega) e^{j(\omega t_0 + \varphi(\omega))}. \quad (10.55)$$

Energetik spektr $G_{sv}(\omega)$ haqiqiy kattalik bo'lgani uchun (10.55) ifodadagi eksponentaning darajasi nolga teng bo'lishi, ya'ni $e^{j(\omega t_0 + \varphi(\omega))} = 1$ bo'lishi kerak. Buning uchun

$$\varphi(\omega) = \omega t_0 \quad (10.56)$$

sharti bajarilishi kerak.

(10.56) optimal chiziqli filtrning fazaviy xarakteristikasiga bo'ladigan talabni ko'rsatadi. Shunday qilib, $G_{sv}(\omega) = K(\omega)G_s(\omega)$ bo'ladi. Yuqoridagiga o'xshash usulda $G_{vs}(\omega) = K(\omega)G_s(\omega) = G_{sv}(\omega)$ ni olamiz.

Yuqorida aniqlangan $G_{sv}(\omega)$ va $G_{vs}(\omega)$ kattaliklarni (10.50) ifodaga kiritib, farqlanish signali $\varepsilon(t)$ ning energetik spektri uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$G_\varepsilon(\omega) = [G_s(\omega) + G_w(\omega)]K^2(\omega) + G_s(\omega) - 2K(\omega)G_s(\omega). \quad (10.57)$$

Endi, (10.57) ifodadagi $K(\omega)$ ning qanday qiymatida $G_\varepsilon(\omega)$ o'zining eng kichik qiymatiga ega bo'lishi va natijada $\bar{\varepsilon}(t)^2$ o'zining minimal qiymatiga ega bo'lishini aniqlaymiz. Buning uchun farqlanish signali $\varepsilon(t)$ o'zining eng kichik qiymatiga erishishi uchun $G_\varepsilon(\omega)$ ni eng kichik qiymatini ta'minlaydigan filtr uzatish koeffisienti $K(\omega)$ ni aniqlaymiz. Buning uchun (10.57) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$G_\varepsilon(\omega) = \left[K(\omega)\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)} - \frac{G_s(\omega)}{\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)}} \right]^2 + \frac{G_s(\omega) \cdot G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}. \quad (10.58)$$

(10.58) ifodaning birinchi qismi $K(\omega)$ ga bog'liq, ikkinchi qismi esa avvaldan ma'lum kattaliklar. Ushbu (10.58) ifodadan ko'rinadiki $G_\varepsilon(\omega)$ o'zining eng kichik qiymatiga ega bo'lishi uchun uning birinchi qismi nolga teng bo'lishi kerak. Buning uchun (10.58) ifodada

$$K_{opt}(\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (10.59)$$

bo'lishi kerak, yoki (10.56) ni e'tiborga olsak.

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (10.60)$$

bo'lishi kerak. (10.59) ifoda berilgan $G_s(\omega)$ va $G_w(\omega)$ lar uchun optimal filtrning kompleks amplituda-chastotasini anglatadi.

Optimal filtrning amplituda-chastota xarakteristikasi (10.59) ifoda orqali aniqlangan talabga javob bersa, u holda farqlanish signali energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$G_{\varepsilon \min}(\omega) = \frac{G_s(\omega) \cdot G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (10.61)$$

va qabul qilingan uzluksiz signal $v(t)$ ning uzatilgan signal $s(t)$ dan o'rtacha kvadratik farqlanishi quyidagiga teng bo'ladi:

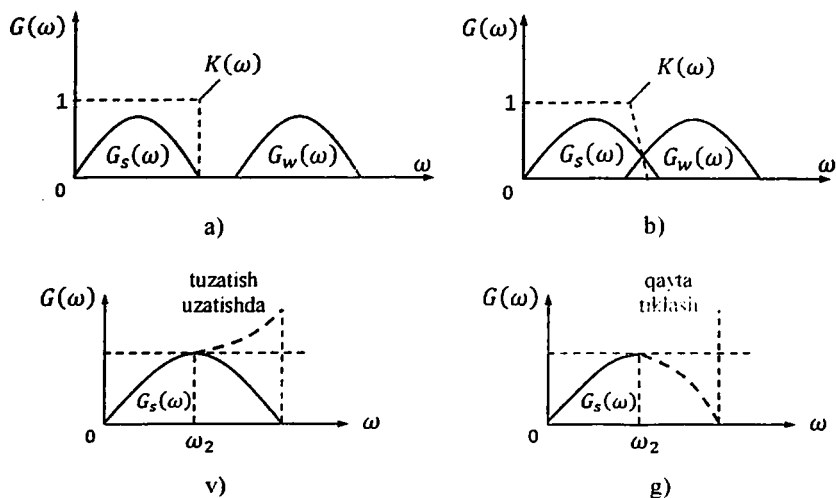
$$\bar{\varepsilon}^2_{\min}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega) \cdot G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega. \quad (10.62)$$

Xalaqit signali $w(t)$ spektri $G_w(\omega)$ foydali uzluksiz signal $s(t)$ spektri $G_s(\omega)$ bilan umumiy qismga ega bo'lmasa, ya'ni $G_s(\omega) \cdot G_w(\omega) = 0$ bo'lsa

$\bar{\varepsilon}^2(t) = 0$ bo'ladi. Agar xalaqit $w(t)$ yo'q bo'lsa, u holda foydali signal spektri $G_s(\omega)$ mavjud chastotalar polosasida $K(\omega) = 1$ bo'lishi kerak, tabiiyki bu holda $\bar{\varepsilon}^2(t) = 0$.

Agar signal spektri $G_s(\omega)$ va xalaqit spektri $G_w(\omega)$ umumiy chastotalar polosasiga ega bo'lsa, u holda filtning uzatish koeffitsienti $K(j\omega)$ signal-xalaqit energetik spektri $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ qancha kichik bo'lsa, shuncha katta qiyalik bilan nolga intilishi kerak.

Uzluksiz signallar radiokanallar (shu jumladan sun'iy yo'ldosh) orqali uzatilganda ularning spektral tashkil etuvchilari quvvatlari ma'lum bir ω_{ch} chegaraviy chastotadan boshlab asta-sekin kichiklashib boradi. Buning natijasida ω_{ch} chastotadan boshlab signal-xalaqit nisbati kichiklashadi. Signal-xalaqit nisbatini ω_{ch} chastotadan boshlab yomonlashmasligini ta'minlash uchun uzatilayotgan signalga ω_{ch} chastotadan boshlab uning eng yuqori chastotasi ω_{yu} gacha bo'lgan spektr tashkil etuvchilari uchun radiokanal amplituda-chastotasi $K(\omega)$ ga tuzatish (korreksiya) kiritib, uni ω_2 chastotadagi uzatish koeffitsienti $K_1(\omega)$ ga tenglashtiriladi va radiokanal orqali uzatiladi (10.14v-rasm).



10.14-rasm. a) signal va xalaqit spektri umumiy polosaga ega emas; b) signal va xalaqit spektri umumiy polosaga ega; v) signal spektriga uzatish tomonida tuzatish (korreksiya) kiritish; g) signal spektriga qabullash tomonida tuzatish kiritish

Qabullash qurilmasida qabullangan $G_s(\omega)$ signalga teskari tuzatish $K_2(\omega)$ kiritiladi (10.14g-rasm). Bunday usuldan foydalanishning samaradorligi $G_s(\omega)$ va $G_w(\omega)$ spektrlarning umumiy qismi qancha kichik bo'lsa, shuncha katta bo'ladi.

Nazorat savollari

1. Signallarga ishlov berishning qanday usullarini bilasiz?
2. Signallarga ishlov berishdan asosiy maqsad nima?
3. Sinxron to'plash usuli haqida tushuncha bering.
4. Stroblash usuli haqida tushuncha bering.
5. Signallarga integrallash usulidan foydalanib ishlov berish natijasida qanday natijalarga erishiladi?
6. Kogerent ishlov berish usuli haqida tushuncha bering.
7. Nokogerent ishlov berish usuli haqida tushuncha bering.
8. Signallarga korrelyatsiya usulidan foydalanib qabullashda qanday natijaga erishiladi?
9. Signallarni avtokorrelyatsiya usulidan foydalanib qabullashda qanday natijaga erishish mumkin?
10. Qaysi tur signallarni qabullashda optimal moslashgan filtrlardan foydalanish mumkin?
11. Moslashgan filtrning kompleks uzatish koeffitsienti signalning kompleks spektri bilan qanday bog'liqlikka ega?
12. Signal vafluktuation xalaqit yig'indisidan tashkil topgan signalga optial filtrdan foydalanib signal-xalaqit nisbatining qanday qiymatiga erishish mumkin?
13. Yakka videoimpul uchun optimal filtr strukturaviy sxemasini chizing va unda bajariladigan amallar haqida tushuntirish bering.
14. Radioimpulsni optimal filtrlash strukturaviy sxemasini chizing va uni ishlash prinsipini tushuntirib bering.
15. Uzlaksiz signallarni optimal filtrlash qanday amalga oshiriladi? optimal filtr uzatish koeffitsienti signal energetik spektri va xalaqit spektri bilan qanday bog'liqlikka ega?
16. Diskret signal uchun kvazioptimal filtrdan foydalanish qanday natija beradi?

11. RADIOTEKNIK TIZIMLARNI XALAQITLARDAN HIMOYALASH

11.1. Radioqabullash qurilmalariga ta'sir etuvchi xalaqitlar va ulardan himoyalash usullari

Zamonaviy radiotexnika RTTlardan ularga turli xalaqitlar ta'sir etayotgan sharoitlarda texnik foydalanish bo'yicha katta tajriba to'plagan. Xalaqitlarni kelib chiqish sabablari va manbalari, RTTlarga xalaqitlar ta'sirini tahlil qilish modellari va ularni loyihalash usullari yaratilgan. Xalaqitlarning RTTlarga salbiy ta'sirlarini o'rganish – ularning xalaqitbardoshliklari, turli xalaqitlar ta'sirida bo'lgan signallarni optimal qabullash usullari haqida mukammal asarlar yaratilgan. Shunga qaramasdan RTTlarning xalaqitbardoshligi va xalaqitlardan himoyalashga bag'ishlangan ilmiy izlanishlar davom etmoqda.

Xalaqitlar an'anaviy ravishda ikki turga: tabiiy sabablarga ko'ra shakllanuvchi va sun'iy inson faoliyati natijasida shakllanuvchi xalaqitlarga ajratish qabul qilingan. Xalaqitlarni yana quyidagi ikki turga: maxsus shakllantirilgan va maxsus shakllantirilmagan xalaqitlarga bo'lish mumkin. Maxsus shakllantirilmagan xalaqitlarning shakllanishiga sabablar juda ko'p. Maxsus shakllantirilmagan xalaqitlarga quyidagilar: atmosfera, kosmos, ichki shovqinlar, EMM talablarining bajarilmasligi natijasida shakllanadigan xalaqitlar, shu bilan birga asosiy ish faoliyati elektromagnit to'lqinlarni nurlatish bilan bog'liq bo'lmagan sanoat, ilmiy-tekshirish, medicina qurilmalari, elektr transportlar ish faoliyati natijasida nurlatiladigan yuqori chastotali elektromagnit maydonlar kiradi. Faol maxsus shakllantirilgan xalaqitlarga: REK vositalari tomonidan shakllantiriladigan shovqin va nurlatishi mumkin bo'lgan signalga o'xshash (immitatsiya) xalaqitlar kiradi.

RTTlarga turli xalaqitlar ta'sir etayotgan sharoitda ulardan himoyalash – radioelektron himoyalash (REH) chora-tadbirlarini ko'rish kerak bo'ladi. REH turli: radioelektron vositalar va usullarni, shu jumladan RTTlarning yashirin ishlashini ta'minlashga yo'naltirilgan tadbirlar va vositalarni, yagona signalni bir necha RQQlar orqali qabullash, signallarning xalaqitbardoshligini ta'minlovchi maxsus usullardan foydalaniladi. REH vositalarining sifat ko'rsatkichi uning xalaqitbardoshligi hisoblanadi.

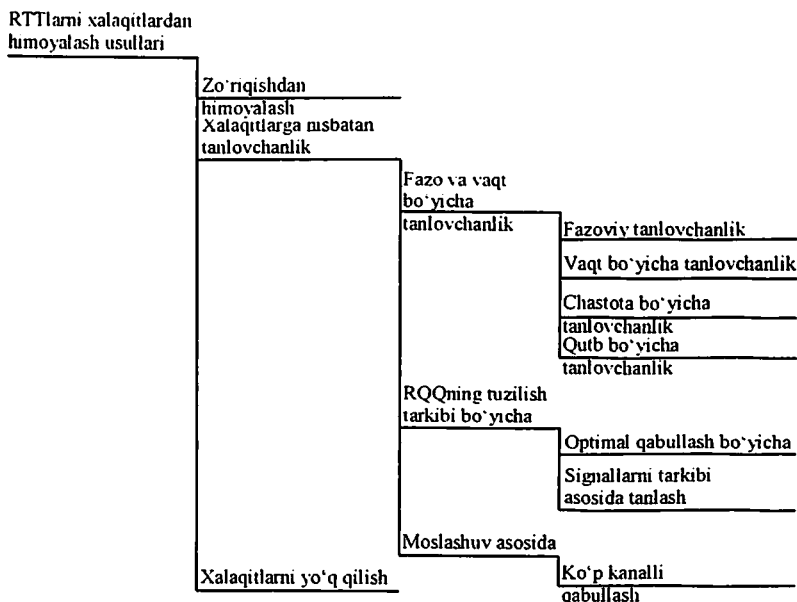
RTTlarning xalaqitlardan himoyalanganligi u tomonidan qabul qilingan axborot signalining asliga moslik darajasini va tizimning axborot o'tkazish qobiliyati (tezligi)ni baholaydi (xarakterlaydi). Umuman olganda, RTTning xalaqitlardan himoyalanganligi uning xalaqitbardoshligi va uning yashirin ishlashini ta'minlash orqali amalga oshiriladi. RTTning yashirin ishlashi dushman (raqib) tomonidan RTTning ishlayotganligini aniqlash va u tomonidan nurlatilayotgan signal texnik ko'rsatkichlarini aniqlashni va unga qarshi samarali maxsus xalaqitlarni shakllantirishlarni qiyinlashtiradi. Xalaqitbardoshlik RTTga turli maxsus shakllantirilgan (tashkil etilgan) va shakllantirilmagan xalaqitlar ta'sir etgan sharoitda uni o'z vazifasini talab darajasida bajarishni ta'minlaydi.

Xalaqitlardan himoyalash usullari quyidagi uch guruhga ajratish mumkin (11.1-rasm). Bular: RQQni zo'riqishlar (nochiziqli ish holatiga o'tishdan) saqlash, xalaqitlarga nisbatan tanlovchanlik va xalaqitlarni yo'q qilish imkoniyatlari.

Birinchi RQQlarni kuchli signal ta'sirida zo'riqishdan, nochiziqli ish holatiga o'tishi natijasida uning ikkilamchi kanallar orqali chastota tanlovchanligi yomonlashmasligini ta'minlash uchun uning keng polosali yuqori chastota traktini chiziqli bo'lishi ta'minlanadi.

Ikkinchidan RQQ tanlovchanligi axborot signali va xalaqitning xususiyatlari va ko'rsatkichlari farqidan foydalanish asosida axborot signali chastotasi o'zgartiriladi. Bu tadbir RQQning ikkilamchi qabullash kanallari orqali ta'sirlanuvchanligini keskin kichiklashishiga olib keladi. RQQning tanlovchanligi o'z navbatida uch turli bo'ladi: fazo-vaqt tanlovchanligi (FVT). RQQning tuzilish tarkibi (TT) va moslashish (M) asosida.

Uchinchidan xalaqitlarni yo'q qilish (kompensatsiya qilish) asosida.



11.1-rasm. Xalaqitdan himoyalash usullari

Fazo-vaqt bo'yicha tanlovchanlik fazo bo'yicha va vaqt bo'yicha tanlovchanlikka bo'linadi. Fazoviy tanlovchanlik qabullash antenasi yo'naltirilganlik diagrammasini shakllantirish orqali amalga oshiriladi. Bunda AYD foydali axborot signali eng katta (maksimal) qiymatga va xalaqit manbai

tomonga AYD minimumi (eng kichik) ni yo'naltirish orqali erishiladi. RQQning vaqt bo'yicha tanlovchanligi qabul qilinayotgan axborot signali mavjud vaqt oraliqlarida uni qabullaydi va boshqa vaqtlarda uning qaror qabul qilish qurilmasi yopiq ish holatida bo'ladi. bu signalni sinxron qabullash asosida amalga oshiriladi. Ba'zan axborot signalini amplituda bo'yicha tanlash (tarqlash) usulidan ham foydalaniladi.

Vaqt va chastota bo'yicha tanlovchanlik axborot signallari va xalaqitlarning spektri va vaqt xossalariidan foydalanishga asoslangan. Chastota bo'yicha tanlovchanlik signal va xalaqitlarning spektrlari farqidan foydalanishga asoslangan. Signallar spektri, tashuvchisi chastotasi va spektri egallagan chastotalar polosasi bilan farqlanishi mumkin. Signal va xalaqitlar spektri farqlariga asoslanib, keng polosali signallarni qabullash qurilmalarida tor polosali xalaqitlarni "kesib olish tashlash" (rejeksiya qilish) va tor polosali signallarni keng polosali xalaqitlardan filtrlash asosida ajratib olish mumkin. Chastota bo'yicha tanlovchanlik maxsus shakllantirilgan faol (aktiv) va passiv xalaqitlardan himoyalashda muhim vosita hisoblanadi. Chastota tanlovchanlikdan foydalanish samarasini oshirish uchun zondlovchi (nazorat) signallar chastotaviy xususiyatlarini boshqarish usuli qo'llaniladi. Bunday boshqarish axborot signali spektriga o'xshash bo'lgan maxsus shakllantirilgan xalaqit spektrini shakllantirishni qiyinlashtiradi. Ko'p hollarda axborot signali xususiyatlarini o'zgartirish uchun uning tashuvchisi chastotasini tasodifiysimon o'zgartirishdan, misol uchun tashuvchi chastotasini impulsdan impulsga o'tishiga qarab o'zgartirish; impulslar takrorlanish chastotasini o'zgartirish va ko'p chastotali nurlatish usulidan foydalaniladi.

Qutblanganlik bo'yicha tanlovchanlik qabul qilinayotgan axborot signali va xalaqitlarning turlicha qutblanganligidan, qabullash antenasi tarkibiga kiruvchi maxsus qutblangan filtrlardan foydalanishga asoslanadi.

Funksional (turli kanallar) tanlovchanligidan foydalanilganda axborot signali bir necha bir-biriga bog'liq bo'lmagan radiokanallar orqali qabullab, ularga birgalikda ishlov berish natijasida axborot signalini ajratib olish amalga oshiriladi. Funksional tanlovchanlikdan foydalanilganda signal qabullash va ishlov berish radiotraktini qurishga qaratilgan maxsus usullardan foydalanishga yo'naltirilgan tadbirlar amalga oshirilishi kerak bo'ladi. Misol uchun ma'lum bir signal va xalaqit uchun eng yaxshi optimal qabullashni amalga oshirish sxemasi axborot signalini xalaqitdan farqlanishi asosida tanlab olish — ajratishning funksional sxemasini amalga oshirish hisoblanadi.

Tarkibiy tanlovchanlikdan foydalanish signal+xalaqit yig'indisidan uzatish tomonda faqat qabullash qurilmasiga ma'lum bo'lgan shakli (tarkibi) asosida ajratib olishga asoslangan. Tarkibiy tanlovchanlikni amalga oshirish uchun axborot signali kodlanadi, kodlashda har qanday xalaqitlardan maksimal farqlanuvchi kodlardan foydalaniladi. Bunday kodlardan foydalanish, signal bazasining kengayishiga, kattalashishiga olib keladi.

Ko'p kanalli qabullashda RQQ kirishiga turli yo'llar orqali bir-biridan farqlanuvchi vaqt oraliqlarida kuzatiladigan signallarning fazo va vaqt bo'yicha o'zaro kogerentligidan foydalaniladi. Bu usuldan foydalanish axborot signaliga ta'sir etayotgan xalaqitlar ta'sirini ba'zi radionurlar orqali qabullash natijasida RQQsining xalaqitbardoshligini sezilarli darajada yaxshilash imkoniyatini beradi.

Adaptatsiya (tashqi xalaqitlarga moslashish)da himoyalangan RTTlar tarkibiy tuzilishi va texnik ko'rsatkichlarini xalaqit ta'sir etayotgan muhitga nisbatan o'zgarishi nazarda tutiladi. Moslashuvdan maqsad oldindan noma'lum bo'lgan xalaqitli muhitda RTTning xalaqitbardoshlik ko'rsatkichlarini optimallashtirish (mutanosiblash)dan iborat.

Xalaqitlarni kompensatsiyalash (yo'q qilish) usulidan odatda oraliq chastota kuchaytirgichi (OChK) chiqishida qolgan usullardan foydalanib RQQ OChK (signalni qabullash va unga ishlov berish qismi) chiqishida xalaqitning paydo bo'lmasligini ta'minlab bo'lmaydigan holatlarda foydalaniladi. xalaqitlarni yo'q qilishda qabullash AYD yon yaproqchalari orqali qabul qilingan signallardan foydalanish sxemalari tomonidan amalga oshiriladi.

Xalaqitlar va signallarning chastota, vaqt va korrelyatsiya bo'yicha farqlariga asoslanib xalaqitlarni kompensatsiya qilishning juda ko'p usullari mavjud.

Yuqorida keltirilgan usullardan xalaqitlarni kompensatsiya qilish vositalari va algoritmlari juda ko'p va turlicha. Foydali axborot signali va qabullash qurilmasi xususiy shovqinlari spektri tashkil etuvchilarining o'zaro ta'siri natijasida RQQlarda hosil bo'ladigan kombinatsiya xalaqitlari sathini kamaytirish yoki umuman yo'q qilish uchun RQQ yuqori chastotalar trakti iloji boricha chiziqli amplituda xarakteristikasiga ega bo'lishi kerak. Bunda birinchi navbatda RQQning barcha yuqori chastotalar trakti: kirish yuqori chastotali kuchaytirgichi (YuChK), chastota almashirgichi (ChA) va oraliq chastota kuchaytirgichi (OChK) amplituda xarakteristikalari chiziqli bo'lishi kerak.

OChKlarida ham xalaqitlarni kompensatsiya qilish va xalaqitlar ta'sirida bo'lgan axborot signalini tanlab (ajratib) olish mumkin. Buning uchun kuchaytirishni avtomatik boshqarish (KAB) ning turli sxemalaridan foydalaniladi. OChKlarida xalaqitlarni kompensatsiya qilish uchun qo'shimcha kogerent kanallari davri oralagan impuls kompensatorlari va boshqa sxemalardan foydalaniladi. OChKlarida xalaqitlardan himoyalalanish sxemalarida signal bilan moslashgan filtrlardan va signallarga maxsus nochiziqli ishlov berish usullaridan: logarifmik amplituda xarakteristikali OChK; amplituda cheklagich va filtrlardan (filtr-cheklagich-filtr) foydalanish mumkin. RQQ geterodini chastotasini avtomatik sozlash (ChAS)ning turli sxemalari yordamida ham xalaqitlardan himoyalalanish mumkin.

Xalaqitlar ta'siridagi axborot signallarini demodulyatsiyalashda modulyatsiyalangan signaldan uning modulyatsiyalangan ko'rsatkichi o'zgarishini birlamchi modulyatsiyalangan axborot signaliga eng yuqori ko'rsatkich bilan mos

bo'lishini ta'minlash usullaridan. shu bilan birga turli ma'lum bo'lgan xalaqitlar ta'sirini demodulyatsiyalashning ma'lum usullaridan ham foydalaniladi.

11.2. Radioqabullash qurilmalarini xalaqitlar ta'siridan himoyalash

RTTning RQQsiga kata sathli (intensiv) xalaqitlar ta'sir etsa zo'riqish hodisasi yuz beradi, buning natijasida uning kirish signalining o'zgarishidan ta'sirlanuvchanligi kamayadi. Bunday ish rejimida RQQ axborot signalini aks ettirish qobiliyati yomonlashadi. Zo'riqish hodisasi RQQning har qanday qismida: kirish va chiqish signali kuchaytirgichlarida, OChKda va demodulyatorida yuz berishi mumkin.

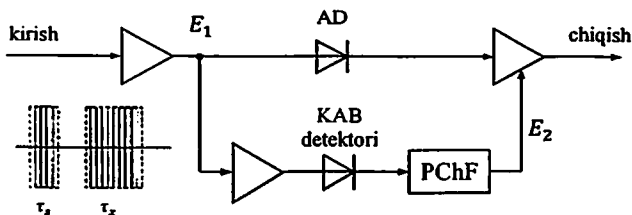
Zo'riqish hodisasi bilan kurashishning eng samarali usuli RQQlarida kuchaytirishni avtomatik boshqarish (KAB)dan foydalanish hisoblanadi.

KAB tizimi mavjud RQQlarda OChK chiqishidagi kuchlanish amplitudasi KAB detektor chiqishidagi kuchlanish amplitudasi orqali belgilanadi. KAB tizimiga kirish signalidan tashqari bo'sag'a kuchlanishi U_b ham beriladi. KAB tizimi chiqishidagi kuchlanish $U_{KAB} > U_z$ bo'lgan holatlardagina KAB tizimi OChKga ta'sir qiladi. KAB tizimi detektor chiqishidagi kuchlanish kuchaytiriladi va past chastotalar filtri yordamida o'rtalashtiriladi (tekislanadi – keskin o'zgarishlar bartaraf etiladi).

KAB chiqishidagi boshqaruv kuchlanishi U_{KAB} oraliq chastota kuchaytirgichi kuchaytirish koeffitsienti $K_{OChK} = K(U_{KAB})$ ni boshqaradi va demodulyator chiqishidagi kuchlanish sathini $u_{chiq} > U_b$ hollarda talab darajasida $u_{chiq} = K(U_{KAB})u_{kir}$ bo'lishini ta'minlaydi. Shunday qilib, KAB tizimi chiqishidagi kuchlanish $u_{chiq} > U_b$ bo'lgan hollardagina u RQQning OChK kuchaytirish koeffitsientini kichiklashtiradi.

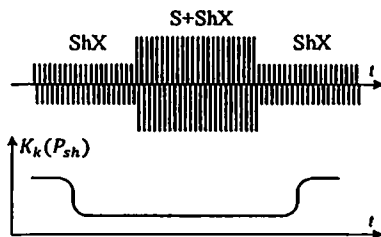
RQQlarni xalaqitlardan himoyalashda KABning turli usullaridan foydalaniladi.

“Old tomonga” KAB usuli. Bu usuldan xalaqitlar davomiyligi τ_x axborot signali davomiyligi τ_s dan katta bo'lganda katta samara beradi, bunda KAB vaqt davomiyligi $\tau_{KAB} = \frac{1}{\Delta F_f} > \tau_s$ bo'lib, videoimpulslarni kuchaytirish koeffitsienti $K(E_2)$ unga davomiyligi τ_s bo'lgan signal ta'sir etganda o'zining eng katta qiymatiga $K(E_2) = K_{max}$ ga erishadi. KAB tizimiga davomiyligi $\tau_x > \tau_s$ bo'lgan xalaqit impulsi ta'sir etganda kuchaytirish qurilmasining kuchaytirish koeffitsienti keskin kichiklashadi, natijada chiqishdagi xalaqit sathi kichiklashadi. “Old tomon”ga KAB tizimining tuzilish sxemasi 11.2-rasmda keltirilgan.



11.2-rasm. "Old tomonga" KAB

Shovqin asosida KAB usuli. Bu usuldan foydali axborot signalidan oldin RQQ kirishiga shovqinsimon xalaqit ta'sir etganda RQQsining kuchaytirishini tezkor (zudlik bilan) avtomatik boshqarishga asoslangan bo'lib, uning ishlash asosi 11.3-rasmda tasvirlangan.

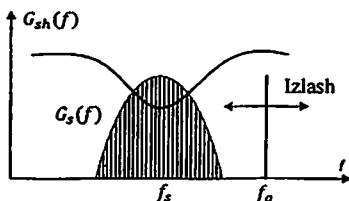


11.3-rasm. Axborot signaliga yaqin shovqinni tezkor bartaraf etish

Bunda RQQ yuqori chastota kuchaytirgichi kuchaytirish koeffitsienti $K_k(P_{sh})$ ning nisbatan kichik sathiga mos tanlangan bo'lsa, $q = \frac{P_s}{P_x} > 1$ bo'lganda kirish impuls signali RQQning chiqishida shakllanadi. Agar kuchsiz axborot signali RQQ kirishiga ta'sir etsa, ya'ni $q = \frac{P_s}{P_x} < 1$ bo'lsa, u holda tezkor KAB ishi natijasida impuls signali oldi va orqa qismiga mos keluvchi shovqin ta'siri keskin kamaytiriladi, natijada $q > 1$ bo'lishi ta'minlanadi.

Xalaqit spektri quvvati kichik qiymatini qidirishga asoslanib KAB usuli. Agar RQQ kirishiga 11.4-rasmda ko'rsatilgandek, xalaqitning quvvat zichligi chastota polosasida bir xil taqsimlanmagan bo'lsa, xalaqit spektrida quvvati kichik qism mavjud bo'lsa va axborot signali spektri xalaqit spektrining sha qismiga yaqin joylashgan bo'lsa, u holda RQQ geterodini chastotasini o'zgartirish orqali (RQQ chastota o'tkazish polosasi Δf o'zgarimas saqlanib qolgan holatda) signal-xalaqit nisbatining eng katta qiymatiga erishish mumkin. KABning bu usuli o'zida KAB oddiy usuli va chastotani avtomatik sozlashni qamrab oladi. Bunda RQQning sozlanish chastotasi xalaqit signali spektri quvvati eng kichik spektriga mos

chastotaga teng qilib tanlanadi. RQQni xalaqit quvvati eng kichik qiymatiga sozlash uni xalaqitli muhitga moslashuvini ta'minlaydi.



11.4-rasm. Xalaqit spektri quvvati eng kichik qismini aniqlash asosida KAB

KAB "oniy" usulida KAB vaqt davomiyligi $\tau_{KAB} = \tau_s$ bo'ladi. Bu holatda davomiyligi τ_s bo'lgan, amplitudasi vaqt bo'yicha o'zgarib turuvchi $u_s(t_s), t \in [0, \tau_s]$ axborot signali sathi RQQ chiqishida o'zgarmas bo'ladi. Bu RQQni kuchli impuls xalaqitlar ta'siridan saqlab qoladi. Bu usuldan $t_x > \tau_s$ bo'lganda ham foydalanish mumkin.

Ko'p marotaba stroblash (oniy qiymatlarni aniqlash) ga asoslangan KAB usulidan foydalanish kirish signali $U_{s\ min}$ dan $U_{s\ max}$ gacha o'zgarganda RQQsi chiqishida $U_{ch} = const$ bo'lishini ta'minlaydi. Buning uchun boshqaruvchi signal diskret-zinasimon qilib tanlanadi, ya'ni $U_{KAB} = k\Delta U_{KAB}$ ($k = 1, 2, \dots, n$) va kuchaytirishni boshqarish axborot signali impulsi RQQga ta'sir etgunigacha yoki impuls RQQga ta'sir etayotgan vaqt oralig'ida, shu bilan birga RLSdan eng uzoq masofadagi ob'ekt (maqsad) ko'rsatkichlarini aniqlash jarayonida foydalanish mumkin.

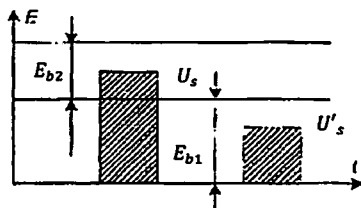
Teskari siljishli detektor bu KABning shunday turiki, bunda RQQning kirishiga ta'sir etayotgan amplitudasi modulyatsiyalangan signal sathi har qanday bo'lgan holatda ham RQQ chiqish kuchlanishi amplitudasini o'zgarmas bo'lishini ta'minlaydi. Bu usuldan foydalanib davomiyligi axborot signali davomiyligidan katta $\tau_x \gg \tau_s$ bo'lgan impuls xalaqitlari bilan bir qatorda uzluksiz shovqinsimon xalaqitlar ta'sirini ham kichiklashtiradi.

RQQlarni zo'riqishlardan saqlashning yana biri bu cheklagichlardan foydalanishdir.

Signallarni cheklagichlar o'ziga xos xususiyatga ega bo'lib, ular foydali axborot signalini shovqinlar ta'sirida kichiklashishiga sabab bo'lmaydi, shu bilan birga impulssimon xalaqitlar ta'sirini keskin kamaytirishi mumkin. Quyida signallarni cheklash asosida RQQning xalaqitbardoshligini oshirish usullaridan ba'zilarini qisqacha ko'rib chiqamiz.

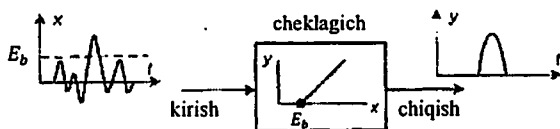
Yuqoridan cheklash usuli. Impulssimon xalaqitlar amplitudasi U_l foydali axborot signali amplitudasi U_s dan juda katta bo'lgan holatlarda yuqoridan E_b sathdan boshlab kirish signali amplitudasini cheklovchi qurilmalardan foydalaniladi. Bunday cheklashlar natijasida katta quvvatli impulssimon xalaqitlar amplituda cheklagich (ACh) chiqishida hosil bo'lmaydi.

Ikki sath bo'yicha cheklash usulidan axborot signalini topishning xalaqitdan himoyalanganligini oshirishda foydalaniladi (11.5-rasm). Bunda dastlab qabul qilinayotgan signal pastki sath E_{b1} dan boshlab cheklanadi, ya'ni $U_s < E_{b1}$ bo'lgan impulslar cheklagich chiqishida paydo bo'lmaydi. Birinchi cheklagich chiqishida T vaqt orasida bo'sag'aviy kuchlanish E_{b1} dan katta impulslar sonini hisoblash mumkin. Ikkinchi cheklagich birinchi cheklagichdan o'tgan m ta impulsdan amplitudasi E_{b1} dan katta bo'lgan n tasini o'tkazadi. Natijada T vaqt orasida m ta impulsdan n tasi E_{b1} dan katta va E_{b2} dan kichik bo'lsa maqsad topilgan deb hisoblanadi.



11.5-rasm. *Ikki sathli cheklagich*

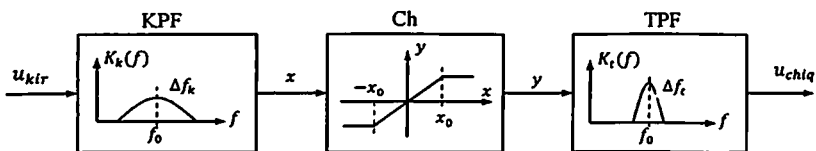
Pastdan cheklashdan kuchsiz xalaqitlarni bartaraf etishda foydalanish mumkin (11.6-rasm). Pastdan cheklagich chiqishida sathi E_b dan katta signallar bo'ladi, kuchsiz sathi E_b dan kichik xalaqitlar bartaraf qilinadi.



11.6-rasm. *Pastdan cheklagich*

Keng polosali filtrlash – cheklash – tor polosali filtrlash usulidan foydalanib signal-xalaqit nisbatini yaxshilash (KPF-Ch-TPF) usuli yoki KChT usuli. Ba'zan bu usulni filtrlash – cheklash – filtrlash (FChF) usuli deb ham ataladi. KChT usuli asosan RQQlarni qisqa davomiyli impuls xalaqitlardan himoyalashga mo'ljallangan (11.7-rasm) bo'lib, yuqori chastota kuchaytirgichlarning polosalari kengligi quyidagicha qilib tanlanadi, ya'ni $\Delta f_t = \Delta f_s$ – tor polosali yuqori chastota filtri chastotalar o'tkazish polosasi axborot signali spektriga mos qilib tanlanadi. Keng polosali yuqori chastotali filtr polosasi axborot signali spektridan juda katta qilib, ya'ni $\Delta f_k = k \Delta f_s$ ($k \gg 1$) qilib tanlanadi. Agar KChT sxemasi kirishiga impuls shaklidagi davomiyli τ_x ga teng bo'lgan axborot signali va davomiyli $\tau_x \ll \tau_s$ bo'lgan xalaqit impulsi ta'sir qilsa va ularning sathlari $U_x \gg U_s$ bo'lsa, u holda keng polosali kirish kuchaytirgichidan

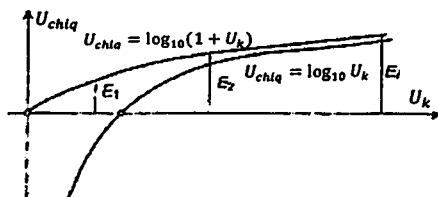
axborot signali impulsi va xalaqit impulsi buzilishlarsiz o'tadi. Cheklagichdan o'tgandan so'ng impuls xalaqiti sathi cheklagichning cheklash sathigacha kichiklashadi, ya'ni $U_x = U_b$ bo'ladi. Tor polosali filtr polosasi kengligi axborot signali spektriga mos qilib tanlanganligi uchun axborot signali impulslari shaklini buzmaydi, xalaqit impulslarini kengaytiradi va sathini k marta kichiklashtiradi. Shunday qilib KChT usulidan foydalanib uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbatini $q_{chliq} = (k)^{-2} = (\Delta f_t / \Delta f_k)^2 \gg q_{ktr}$ ligi ta'kidlanadi.



11.7-rasm. KChT sxemasidan foydalanib amplituda-chastota tanlovchanligini amalga oshirish

KChT sxemasidan foydalanib burchak modulyatsiyasi (ChM va FM) li signallarni qabullash qurilmalarini shovqin va boshqa keng polosali xalaqitlardan himoyalashni ta'minlash mumkin. Bundan tashqari KChT sxemasidan foydalanib RLS signallariga ishlov berish natijasida bu tizimda uchraydigan yolg'on bezovta qilish (xatoligi) ehtimoligini barqarorlashtirish mumkin.

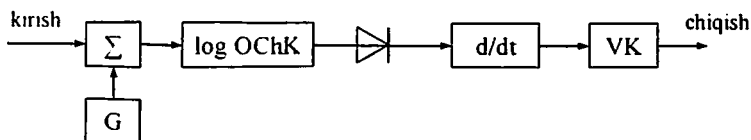
Signal sathini cheklash RQQsini zo'riqishdan saqlaydigan yagona nochiqliq ishlov berish emas. Kirish signaliga nochiqliq ishlov berish natijasida radioxalaqitlarning ta'sirini yo'qotish (yoki kamaytirish) maqsadida OChKlari logarifmik amplituda xarakteristikasiga ega bo'lgan RQQlaridan ham foydalaniladi (11.8-rasm). Kirish signali amplitudasi $U_k < 1$ va amplituda xarakteristikasi $U_{chliq} = \log_a U_k$ ni $a > 1$ qiymatlarida amalga oshirib bo'lmazligi uchun ($U_k \rightarrow 0$, $U_{chliq} \rightarrow -\infty$ bo'ladi) logarifmik amplituda xarakteristika uchun $\log_{10}(1 + U_k)$ bilan approksimatsiyalanadigan bog'lanish tanlanadi. Bunday approksimatsiyalashda $U_k = 0$ uchun $U_{chliq} = 0$ bo'ladi.



11.8-rasm. RQQning logarifmik xarakteristikasi

Kichik vaqt doimiyligiga ega bo'lgan logarifmik RQQsi yolg'on bezovta qilish ehtimoligini mo'tadillashtiradi va katta davomiylikka ($\tau_x \gg \tau_s$) ega bo'lgan

xalaqitlar amplitudasini cheklaydi. Yuqoridagi usulni amalga oshiruvchi RQQ strukturaviy sxemasi 11.9-rasmda keltirilgan. Bu qurilmaning o'ziga xos ko'rsatkichlaridan biri uning logarifmlovchi kuchaytirish qurilmasi chiqishida axborot signali impulsining va $\tau_x \gg \tau_s$ bo'lgan xalaqitlar davomiyligini qisqartirish uchun differensiallovchi zanjirdan foydalaniladi.



11.9-rasm. Kichik vaqt doimiyligili logarifmik RQQ

Amalda davomiyligi o'zgarmas saqlab qolingan axborot signali impulslari va davomiyligi sezilarli darajada qisqartirilgan xalaqit impulslari chiqish videokuchaytirgichi (VK)da kuchaytiriladi.

Logarifmik kuchaytirgichlarning yana bir turi bu chiziqli logarifmik kuchaytirgich hisoblanadi. Bunday RQQsi kuchsiz signallar uchun chiziqli $U_{chiq} = k U_k$ va kuchli signallar uchun logarifmik $U_{chiq} = \log_{10} U_k$ amplituda xarakteristikasiga ega bo'ladi. Amplituda xarakteristikasining chiziqli qismida signal-xalaqit nisbati o'zgarmaydi, ya'ni $q_{chiq} = q_k$, logarifmik qismida esa $q_{chiq} > q_k$ bo'ladi (kuchli axborot signali xalaqit quvvatini kamaytiradi).

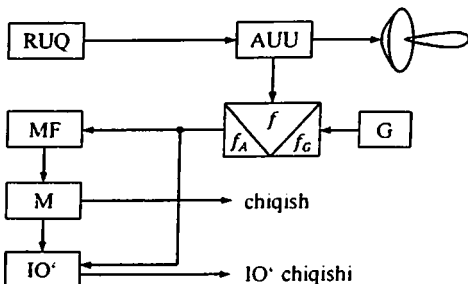
11.3. Maxsus shakllantirilgan turli xalaqitlarni bartaraf qilish usullari

Maxsus tashkil etilgan, shakllantirilgan xalaqitlar bilan kurashishning bir qator usullari mavjud. Shu bilan birga ma'lum shakldagi xalaqitlardan RQQlarni himoyalash uchun mo'ljallangan RQQ strukturalari mavjud. Quyida eng ko'p tarqalgan maxsus shakllantirilgan xalaqitlardan himoyalaniшни ta'minlovchi RQQlarining strukturaviy sxemalarini ko'rib chiqamiz.

Signalni siqishdan foydalanishga asoslangan RLStarda xalaqitlardan himoyalaniish uchun "impulslarni egallash" usulidan foydalaniladi. Bu usulda ishlaydigan RQQning strukturaviy sxemasi 11.10-rasmda tasvirlangan.

RLSning asosiy chiqishidagi signal moslashgan filtr (MF)dan foydalanib qabul qilingan chiziqli ChM (ChChM) yoki fazasi kvadratik modulyatsiyalangan (FKM) signalni siqish natijasida olinadi. Axborot signali bilan birga shovqinsimon impuls xalaqiti qabullash qurilmasiga ta'sir qilsa, siqilmagan ChChM signalning sathi kamayishi (signal-xalaqit nisbati kichiklashishi) hodisasi ro'y beradi va ko'p hollarda signal-xalaqit nisbati $\bar{q} = \frac{P_s}{P_x} > 15$ dB bo'ladi. Bu holda mantiq (M) sxemasi xalaqit paydo bo'lganini aniqlaydi va "egallagan impuls"ni shakllantiradigan qurilmani ulaydi. Natijada qabullash qurilmasi xalaqit impulsi o'rovchisini kuzatish ish holatiga o'tadi. Agar xalaqit impulsi o'rovchisi (IO')

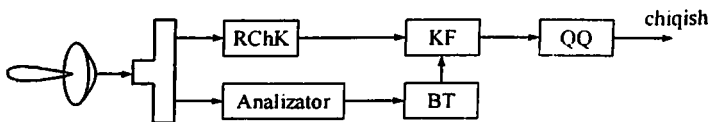
kuchli (katta qiymatga ega) bo'lsa. RLS ushbu impuls o'rovchisi asosida masofani aniqlash, pelenglash sifati moslashgan filtr tomonidan siqilgan signal impuls orqali aniqlanganidan yomon bo'lmaydi.



11.10-rasm. RLSni xalaqitdan himoyalashning "impulsni egallash" usulidan foydalanishga tegishi

(AUU – antenna uzib-ulagichi, M – mantiq sxemasi, IO' – impuls o'rovchisi, G – generator)

Yo'naltirilgan shovqinsimon xalaqitlarni yo'qotish uchun qabullash qurilmalarida xalaqit chastotasini bir zumda – tezkor aniq o'lchash va o'lchashlar natijasi asosida xalaqit chastotasi kesib tashlanadi. Ushbu vazifani bajaruvchi qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi 11.11-rasmda keltirilgan.



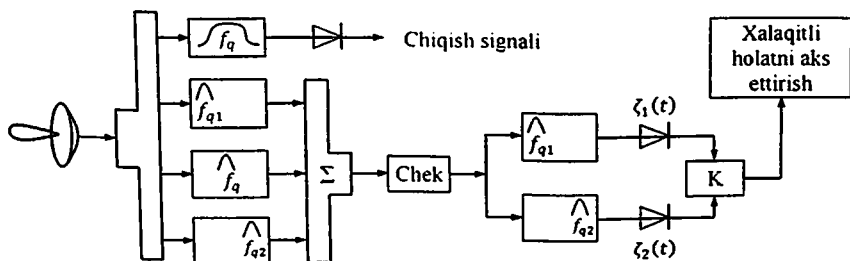
11.11-rasm. Xalaqitni chastota bo'yicha kesib tashlashga asoslangan RQQ strukturaviy sxemasi

(RChK – radiochastota kuchaytirgichi, KF – kesish filtri, QQ – qabul qilgich, BT – oshqarish tizimi, Analizator – tahlil qilgich)

Agar RQQ kirishidagi yuqori chastotali signallar kuchaytirgichi (RChK) kirishiga spektri kengligi $\Delta f_x \ll \Delta f_s$ xalaqit va axborot signali ta'sir etsa, xalaqit muhitini tahlil etish qismi xalaqit signali tashuvchisini aniqlaydi va boshqaruv sxemasi orqali chastotalar spektrini kesuvchi (rejektor) filtrlari xalaqit chastotasiga sozlaydi. Bunday tadbir asosida RQQsi signal+xalaqit sharoitiga bir onda moslashadi va maqsadli shakllantirilgan shovqinsimon xalaqitni uning chiqishida bo'lmasligini ta'minlaydi.

Impulsi signallar RQQsi shovqinsimon xalaqit impulslarini topish va bu impulslarni yo'q qilish uchunqo'riqlovchi impulslardan foydalaniladi. Bunday

qurilmaning ikki qo'riqlovchi impulsli (strob)si strukturaviy sxemasi 11.12-rasmda keltirilgan.

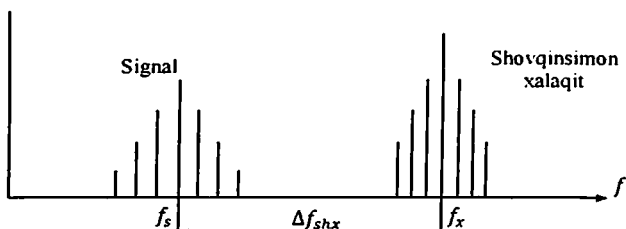


11.12-rasm. Qo'riqlovchi strob impulslardan foydalanish

Qurilmada ikkita qabullash kanali bo'lib, birinchisi f_q – qabullash chastotasiga sozlangan, signal chastotalarini o'tkazish polosasi kengligi Δf ga teng; ikkinchisi xalaqitdan himoyalash kanallari bo'lib, u uchta kanallarga bo'lingan. Ulardan biri f_q chastotaga sozlangan, qolgan ikkita qo'richlovchi chastota $f_{q1} < f_q$ va $f_{q2} > f_q$ chastotalarga sozlangan va bir xil Δf chastota o'tkazish polosasiga ega. Xalaqitlardan saqlanish kanali KChT usuliga asoslangan va chiqishida ikkita tor polosali filtr (TPF) ulangan. TPFlar chiqishidagi signallar kvadratik detektorlashdan so'ng komparator K da detektorlar chiqishidagi shovqin signallari doimiy tashkil etuvchilari taqqoslanadi va ularning farqi $\Delta = (\zeta_1(t)) - (\zeta_2(t))$ aniqlanadi. Bu farqlanish signali qiymati $\Delta f_{q1}, f_{q2}$ chastotalarga sozlangan va bir xil chastotalar o'tkazish polosalari Δf ga egaliklari uchun kvadratik amplituda detektorlari chiqishlaridagi signallar quvvatlariga proporsional bo'ladi. Komparator K chiqishidagi farqlinsh signali Δ qiymatiga asoslanib shovqinsimon xalaqitning axborot signali tashuvchisiga nisbatan yuqorida (agar $\Delta < 0$ bo'lsa) yoki axborot signali tashuvchisiga nisbatan pastda (agar $\Delta > 0$ bo'lsa) ekanligini aniqlash mumkin.

Axborot signali bilan bir xil qutblangan katta quvvatli shovqinsimon xalaqit impulslaridan himoyalash uchun ularning bir-biriga ta'siri tahliliga asoslangan usuldan foydalanish mumkin. Masalan, signal-xalaqit nisbati $q = \frac{P_x}{P_s} \gg 1$ bo'lsa, u holda xalaqit impulsini uning qanday masofadan nurlantirilayotganini uning oldi frontini o'lchash asosida, uzatish tezligini xalaqit signalining o'rtacha chastotasini yoki tashuvchisi chastotasini o'lchash asosida kuzatib borish mumkin.

Kuchli shovqinsimon xalaqit spektri axborot signali spektri bilan bir-birini qoplamasa, u holda RQQ geterodinini o'chirib qo'yib, geterodin signali sifatida kuchli shovqinsimon xalaqitdan foydalanib RQqni bunday xalaqitlardan himoyalash mumkin. Bunda RQQ chastota almashtirgichi (ChA) ga tashuvchisi chastotasi f_s bo'lgan axborot signali va spektri f_x chastota atrofida joylashgan xalaqit signali ta'sir qiladi (11.13-rasm).



11.13-rasm. RQQ geterodini uzib qo'yib xalaqitlardan himoyalani shga oid chizma

Axborot signali tashuvchisi chastotasi f_s va xalaqit signali o'rtacha chastotasi f_x orasidagi farq Δf_{shx} ga teng bo'ladi. Signal+xalaqitni oddiy usulda supergeterodin strukturasi tuzilgan RQQ oraliq chastota kuchaytirgichi (OChK) kirishiga geterodin signalining axborot signali bilan kuchsiz bienie (tepki)si va geterodin signalining shovqinsimon xalaqit signali bilan kuchli bienie (tepki)si ta'sir qiladi. Natijada kuchli shovqinsimon xalaqit signali OChKdan keyingi demodulyatorning nohiziqli ish holatida ishlashi natijasida kuchsiz signalni kuchli signal ta'sirida sathi yanada kichiklashadi. Bu holat ro'y bermasligi uchur RQQning geterodini signali f_g uning ChAga berilmaydi (maxsus tumbler yordamida uzib qo'yiladi). Bu holatda RQQning geterodini signali vazifasini shovqinsimon xalaqit bajaradi. Natijada OChK kirishiga axborot signali chastotasi f_s bilan undan f_{och} ga farq qiluvchi shovqinsimon xalaqit spektridagi f_x chastotali tashkil etuvchisi orasidagi bieniesi natijasida shakllangan $f_{och} = f_x - f_s$ li signal ta'sir qiladi. Bu $f_{och} = f_x - f_s$ oraliq chastotali axborot signalining sathi shovqinsimon xalaqitning f_x chastotali tashkil etuvchisi amplitudasiga bog'liq bo'ladi va u qancha katta bo'lsa f_{och} signali amplitudasi ham shuncha katta bo'ladi. Shovqinsimon xalaqitning RQQga salbiy ta'siri sezilarli darajada kamayadi. Bu usuldan faqat maxsus shakllantirilgan shovqinsimon xalaqit bilan RQQga salbiy ta'sir ko'rsatilayotganligini aniqlangan holatda va axborot signali chastotasi f_s uchun $f_s = f_{och} \pm f_{shx}$ sharti bajariladigan sharoitda amalga oshirish mumkin.

11.4. Radiolokatsiya stansiyalarini xalaqitlardan himoyalash

Radiolokatsiya stansiya (RLS)larini himoyalash juda murakkab muammo hisoblanadi. RLSlarnig maxsus shakllantirilgan xalaqitlar sharoitida barqaror, ishonchli ishlashini ta'minlash har qanday sharoitlarda, shu jumladan avvaldan noma'lum bo'lgan, kutilmagan shakldagi radioxalaqitlar ta'sir etgan sharoitlarda ham RLS oldiga qo'yilgan vazifani ta'minlashni tashkil qilish kerak. Shuning uchun RLSni xalaqitlardan himoyalash nafaqat bir qator texnik tadbirlarni, shu bilan birga tashkiliy qoralarni amalga oshirishni talab qiladi. Bunda, birinchi

navbatda tegishli qurilmalar yaratilishi va ularda xalaqitlardan himoyalash algoritmlarini qo'llash kerak.

RLSlarni xalaqitlardan himoyalash uchun signallarni xalaqitlardan: ularning chastotalari spektri; mavjudlik vaqti va davomiyligi; fazaviy, tarkibiy va qutblanganlik ko'rsatkichlaridan foydalanib ularni bir-biridan ajratish (seleksiya qilish) da 11.2-qismda ko'rsatilgan usullardan foydalanish kerak bo'ladi.

Xalaqitlardan himoyalashning eng samarali usullari: xalaqitlar bilan antenna tizimida, RQQsining kirish qismida, OChKi chastotalar o'tkazish polosasida yoki RLS signallariga ikkilamchi ishlov berish tizimlarida amalga oshirish hisoblanadi.

RLSni xalaqitlardan himoyalashning tashkiliy usuli radiolokatsiya kuzatuvlarini boshqarishni turli usullarini o'z ichiga oladi. Buning uchun turli (ba'zan bir xil) bir-biridan ma'lum uzoqlikda o'rnatilgan yagona RLSlar tizimidan ham foydalaniladi.

Yuqoridagilardan tashqari RLSlarni loyihalash va ishlab chiqarishda, ularni xalaqitlardan himoyalashning tajribada va amalda o'zining samaradorligini ko'rsatgan usullaridan ham foydalaniladi. Bu usullar RLSga xalaqitlar ta'sirini yo'qqa chiqarish yoki ularning salbiy ta'sirini kamaytirishga yo'naltirilgan. Ba'zi xalaqitli muhitlarda RLSning xalaqitlardan himoyalanganligini ta'minlash uchun ularning tarkibiy tuzilishini adaptiv (xalaqitlarga mos) ravishda o'zgartirish usullaridan ham foydalaniladi.

RLSni xalaqitlardan himoyalash bir vaqtda bir necha usullaridan va tashkiliy vositalaridan foydalanishni taqazo etadi. So'rov radiolokatsiya signalining nurlatish quvvatini nazorat qilish radiokanal mavjud bo'lsa, uning quvvatini mavjud xalaqitlar muhitiga qarab o'zgartirish usulidan ham foydalanish mumkin.

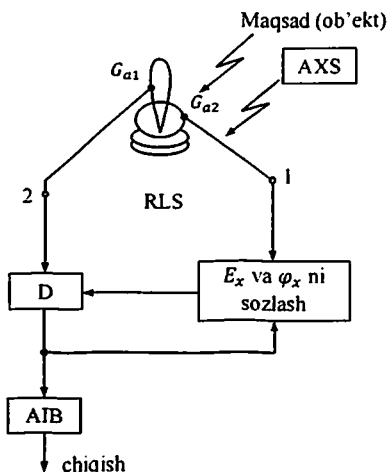
Ba'zan RLSlarni xalaqitlardan himoyalash uchun maqsad (ob'ekt)ni nurlatilayotgan impulslar old va orqa frontini kuzatish usulidan ham foydalaniladi. Bunday ish holati RLSni unga uzoq masofadan ta'sir qilayotgan xalaqitlardan himoyalash imkoniyatini yaratadi. Bunday xalaqitlar dipolli aks ettirgichlardan qaytish, turli retranslyatorlar va boshqa radioelektron xalaqit vositalari tomonidan nurlantiriladi. Misol uchun, agar impuls signal shakli xalaqit ta'sirida buzilgan, ammo uning old fronti buzilmasdan qolgan bo'lsa, u holda bu impuls signalining old frontini differensiallash asosida, u kelgan vaqtga mos keluvchi qisqa impuls asosida birlamchi nurlatilgan davomiyligi τ_s ga teng bo'lgan signal impulsini qayta tiklash mumkin.

RLSlarni xalaqitlardan himoyalashda quyidagi bir qator usullar va tashkiliy tadbirlardan foydalanish mumkin. RLS antennasi turi va uning yo'naltirilganlik diagrammasini tanlash asosida stansiyaga ta'sir etayotgan xalaqit ta'sirini kamaytirish mumkin.

RLSning unga maxsus shakllantirilgan xalaqitlardan himoyalashning eng yaxshi optimal usulini tanlash uchun ta'sir qilayotgan xalaqitli muhit haqida ma'lumotlarga ega bo'lish kerak. Xalaqit muhiti haqidagi tezkor ma'lumotlar RLS ish holatini ushbu muhitda ishlash jarayonini avtomatik ravishda boshqarib yoki

stansiya operator tomonidan boshqarilayotgan bo'lsa uni adaptiv ish holatini ta'minlash mumkin.

RLSlarning qutblangan xalaqitlardan himoyalanganlik ko'rsatkichini yaxshilash uchun asosiy signal qabul qilinayotganga ortogonal bo'lgan qutblanishli ikkinchi – qo'shimcha antennalardan foydalanish kerak bo'ladi. Misol uchun, RLS vertikal qutblangan nazorat signali S_1 ni nurlatayotgan bo'lsin, ikkinchi antenna tomonidan qabul qilingan aks etgan signal 11.14-rasmda ko'rsatilgan 2-nuqtaga keladi.



11.14-rasm. *Ortogonal qutblangan xalaqitni kompensatsiyalash*

Aktiv xalaqitlar stansiyasi (AXS) tomonidan shaklantirilayotgan maqsad (ob'ekt)ga yo'naltirilgan signal asosiy signalga ortogonal qutblangan bo'lsa, u asosiy antenna A_1 tomonidan G_{a1} kuchaytirish koeffisienti bilan qabul qilinadi va yordamchi antenna orqali G_{a2} kuchaytirish koeffisienti bilan qabul qilinadi va 11.14-rasmdagi 1 va 2 nuqtalarda xalaqit signali hosil bo'ladi. Xalaqit amplitudasi E_x va xalaqit fazasi φ_x ni diskriminator D li avtomatik sozlash zanjiridan foydalanib sezilarli darajada kompensatsiyalash natijasida axborotga ishlov berish (AIB) qismi chiqishida faqat foydali signal S_1 bo'lishini ta'minlash mumkin.

11.5. Axborot uzatish tizimlarining xalaqitbardoshligi va xalaqitlardan himoyalanganligi

Xalaqitlardan himoyalanih o'z ichiga ikki tadbirni: axborot signalini yashirin uzatish va axborot signalini unga turli xalaqitlar ta'sir etganda xalaqitbardoshlik bilan qabul qilishni qamrab oladi. Bu hamma REVLar uchun

taalluqli bo'lgan talablar har bir tahlil qilinayotgan RTT uchun ham o'rinni hisoblanadi. Axborotni yashirin uzatish uchun bir qator tashkiliy va texnik talablarni bajarish talab qilinadi. RTTlarning xalaqitbardoshligi ularning xalaqitlarning salbiy ta'siriga qarshilik ko'rsatish qobiliyatini baholaydi va bir qator o'ziga xos sabablarga bog'liq. Ko'p hollarda RTTlarning xalaqitbardoshligini aniqlashda ularning kirishida xalaqitlarning paydo bo'lish sabablari e'tiborga olinmaydi. Bunda xalaqitbardoshlik turli tasodifiy sabablarga bog'liq deb hisoblanadi va RTTning o'z vazifasini bajara olmasligi ehtimolligi bilan baholanadi. Bu ehtimollik hamma vaqt RQQ kirishidagi signal-xalaqit nisbatiga bog'liq ravishda uzluksiz o'zgaruvchi funksiya bo'ladi. Shuning uchun RTTning xalaqitbardoshligini baholashda uning RQQ kirishidagi signal-xalaqit nisbatining qandaydir chegaraviy qiymatini baholash yetarli hisoblanadi. Bunda, agar SXN chegaraviy qiymatdan kichik bo'lsa, RTTning ish holati xalaqit ta'sirida buzilgan hisoblanadi.

RTTning xalaqitbardoshligi va uning natijasida xalaqitlardan himoyalanganligi bir qator ko'rsatkichlarga bog'liq. bular: xalaqit va axborot signali turiga, xalaqitlarning faolligiga, RQQsining tuzilishi tarkibiga va unda signallarga ishlov berish usuliga, antenaning yo'naltirilganlik diagrammasi shakliga, RQQda xalaqitlar bilan kurashish usuliga va h.k.larga bog'liq. Yuqorida keltirilgan texnik ko'rsatkichlarning hammasi va alohida har birining xalaqitbardoshlikka ta'sirini tahlil qilish va e'tiborga olish kerak.

Axborot signali va xalaqitlarning energetik ko'rsatkichlarining xalaqitbardoshlikka ta'sirini ko'rib chiqamiz. Axborot signali va xalaqitning bu ko'rsatkichlari ular bir-biridan shakli bo'yicha farqlanadigan bo'lsa va RQQning tuzilish tarkibi axborot signalini unga fluktuasion xalaqit ta'sir etgan holati uchun yetarli va to'liq hisoblanadi. Bunday moslashish real sharoitlarda hamma vaqt bajarilishi mumkin. RTTlarning energetik xarakteristikalari va xalaqitbardoshlik ko'rsatkichlarini tahlil qilish bir qator foydali qonuniyatlarni aniqlash va RTTda foydalaniladigan axborot signallariga talablarni shakllantirish imkoniyatini yaratadi. bu talablarni bajarish o'z navbatida RTTning xalaqitbardoshligini oshiradi.

Ma'lumki, optimal qabullash qurilmasi chiqishidagi signal-shovqin maksimal qiymati axborot signalining shakliga bog'liq bo'lmay, quyidagicha aniqlanadi:

$$q = \frac{Q}{N_{sh}}, \quad (11.1)$$

bunda, $Q = P_s T_s$ – signal energiyasi, P_s – signalning T_s vaqt davomidagi o'rtacha quvvati.

Axborot signali faqat qabullash qurilmasining ichki shovqini va tashqi fluktuasion xalaqitlari ta'sirida bo'lib, turli shakldagi axborot signallari bilan moslashgan RQQsining xalaqitbardoshligi bir xil bo'ladi. Agar xalaqit tashqi manba tomonidan maxsus shakllantirilsa va u o'z tarkibi bilan normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi fluktuasion xalaqitdan farq qilsa, u holda Q ni signal va

xalaqitlar quvvati nisati ko'rinishida ifodalash qulay hisoblanadi. Agar qabullash qurilmasi polosasi Δf da xalaqit spektri quvvat zichligi bir xil N_x ga teng bo'lsa, u holda

$$q = \frac{Q}{N_x} = \frac{P_s T_s \Delta f}{N_x \Delta f} = \frac{P_s}{P_x} \Delta f T_s, \quad (11.2)$$

bunda, $P_x = N_x \Delta f$ – axborot signali spektriga mos keladigan xalaqit quvvati.

(11.2) ifoda RQQga axborot signali bilan birga quvvati P_x ga teng tor polosali xalaqit ta'sir qilganda ham o'rinni bo'ladi. Agar optimal QQsini korrelyator tarkibida tuzilgan deb hisoblasak, tor polosali xalaqitning spektri QQ signal chastotalarini o'tkazish polosasi Δf gacha kengayadi. Agar RQQsi kirishiga tor va keng polosali xalaqitlar birgalikda ta'sir qilsa, u holda

$$q = \frac{P_c}{P_{kx} + P_{tx}} \Delta f T_s, \quad (11.3)$$

bunda, P_{kx} va P_{tx} – mos ravishda keng polosali va tor polosali xalaqitlar quvvati.

Imitatsiya xalaqiti axborot shakliga o'xshash bo'lgan maxsus shakllantirilgan xalaqit bo'lib, axborot signalini qabullashga moslashtirilgan QQ chiqishida katta quvvatli signal hosil qiladi. RQQning imitatsiya xalaqiti ta'sir etgan ish holatidagi chiqish signali quvvati axborot signali va imitatsiya xalaqiti orasidagi o'zaro korrelyatsiya koeffitsientiga proporsional bo'ladi.

Axborot uzatish RTTini energetik bosishi (podavlenie) signal-xalaqit chegaraviy qiymati va RTTning axborot signalini talab daajasidagi xalaqitbardoshlik bilan ishlashi ehtimolligi chegaraviy qiymatini quyidagi tengsizlik orqali aniqlash mumkin:

$$q \leq q_{cheg} = \alpha \left(\frac{Q}{N_x} \right)_{min}, \quad (11.4)$$

bunda, $\alpha \left(\frac{Q}{N_x} \right)_{min}$ – signal-xalaqit nisbatining chegaraviy qiymati bo'lib, ushbu shart bajarilganda RTT talab darajasidagi sifat bilan ishlaydi; $\alpha \geq 1$ – qabul qilingan signalga real radiolinyada ishlov berishdagi yo'qotishlarning ideal sharoitga unga ishlov berishdagiga nisbatini ko'rsatuvchi koeffitsient.

Axborot uzatish RTTni RQQsi kirishiga katta quvvatli maxsus shakllantirilgan xalaqitlar ta'sir etganda uning ichki fluksuasion xalaqitlarini deyarli e'tiborga olmaslik mumkin va RQQning chiqishidagi xalaqit spektrini quyidagi ifoda orqali aniqlash mumkin:

$$N_x = \frac{P_{ux} \cdot G_{ux} \cdot G_{qx}}{4\pi R^2 \Delta f L_x}, \quad (11.5)$$

bunda, P_{ux} – xalaqit manbai radiouzatgichi chiqish quvvati; G_{ux} va G_{qx} – xalaqit radiouzatgichi uzatish antenasi va RTT qballash qurilmasi antennalarining bir-biriga yo'naltirilgan holatlaridagi kuchaytirish koeffitsientlari; L_x – xalaqit quvvatining uzatish antenasidan qabullash antenasigacha bo'lgan masofani o'tishi natijasida so'nishi koeffitsienti.

RTTning qabullash qurilmasi chiqishidagi foydali axborot signali quvvati quyidagicha aniqlanadi:

$$P_s = \frac{P_{us} \cdot G_{us} \cdot G_q}{4\pi R^2 L_s} \quad (11.6)$$

(11.3) va (11.6) ifodalarni e'tibor olib (11.2) xalaqitbardoshlikni ta'minlashni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\frac{(P_{us} \cdot G_{us}) \left(\frac{G_{qs}}{G_{qx}}\right) \left(\frac{L_x}{L_s}\right)}{\alpha \left(\frac{Q}{N_x}\right)_{min}} \Delta f T_s \geq (P_{ux} \cdot G_{ux}), \quad (11.7)$$

bu ifodada, P_{us}, G_{us} – axborot signali radiouzatkichisi chiqish quvvati va uzatish antenasi kuchaytirish koeffisienti; G_{qs} va G_{qx} – qabullash antenasining axborot signali va xalaqitlarni qabullash tomonlarga mos keluvchi kuchaytirish koeffisientlari; P_{ux}, G_{ux} – xalaqit signali radiouzatkichisi chiqish quvvati va uzatish antenasi kuchaytirish koeffisienti; L_x/L_s – radiotrassada xalaqit quvvatining nisbiy yo'qotilishi; $\alpha \left(\frac{Q}{N_x}\right)_{min}$ – signal-xalaqit nisbatining kritik (chegaraviy) nisbati; $\Delta f T_s = B_s$ – axborot signali bazasi.

(11.7) ifodadagi $\Delta f T_s = B_s$ – axborot signali bazasi signalning tarkibiga va modulyatsiya turiga bog'liq bo'lib, RTTning axborot signalini uzatish xalaqitbardoshligini oshirish uchun bazasi katta signallardan foydalanish kerak bo'lib, ularni maxsus xususiyatlar bilan ta'minlash natijasida qarshi tomon bunday signalni imitatsiya qilishini qiyinlashtirish kerak. Bu ikki talablarni amalga oshirish uchun RTTlarda kodlangan signallardan foydalanish kerak.

Nazorat savollari

1. Radioqabullash qurilmalariga ta'sir qiluvchi xalaqitlarning turlarini aytib bering.
2. Ichki va tashqi xalaqitlar deganda qanday xalaqitlarni tushunasiz?
3. Additiv xalaqit deb qanday xalaqitlarga aytiladi va radioqabullash qurilmasini ulardan qanday usullardan foydalanib himoyalash mumkin?
4. Multiplikativ xalaqit deb qanday xalaqitlarga aytiladi va ular qanday sabablarga asosan kelib chiqadi?
5. Radioqabullash qurilmalarini multiplikativ xalaqitlardan qanday himoyalash mumkin?
6. Maxsus shakllantirilmagan xalaqitlar deb qanday axalaqitlarga aytiladi? Ushbu xalaqitlar turkumiga qaysi tur xalaqitlar kiradi?
7. Maxsus shakllantirilgan xalaqitlar deb qanday xalaqitlarga aytiladi va ulardan qanday maqsadlarda foydalaniladi?
8. Radioqabullash qurilmasining xalaqitbardoshligiga turli xalaqitlar qanday salbiy ta'sir ko'rsatadilar?

9. Maxsus shakllantirilgan radioxalaqitlardan qanday maqsadlarda foydalaniladi?

10. Xalaqitbardoshlik deganda radioqabullash qurilmasining qanday texnik imkoniyatiga baho beriladi?

11. Xalaqitga chidamlilik deganda radioqabullash qurilmasining qanday texnik imkoniyatiga baho beriladi?

12. Tor va keng polosali radioxalaqitlardan qanday usullardan foydalanib radioqabullash qurilmasini himoyalash mumkin?

13. Turli radioxalaqitlarning radioqabullash qurilmasi xalaqitbardoshligiga ta'sirini qanday usullardan foydalanib yaxshilash mumkin?

12. RADIOALOQA TIZIMLARIDA KENG POLOSALI SIGNALLAR

12.1. Tor polosali modulyatsiya turlarining kamchiliklari va bu kamchiliklarni bartaraf etish usullari

Hozirgi vaqtda to'rt qiymatli kvadraturali faza manipulyatsiya (KFM, QPSK) signallari, boshlang'ich fazasi avvaldan $\pi/4$ ga siljirilgan differensial kvadraturali faza manipulyatsiya (DKFM, $\pi/4$ -DQPSK) signallari va fazasi uzluksiz o'zgaruvchi ikkilik chastota modulyatsiyalangan (FUO'ICHM, GMSK) signallaridan yer usti mobil aloqa tizimlarida keng foydalaniladi. Bu an'anaviy tor polosali modulyatsiya usullari signallarni iloji boricha tor polosada va katta tezlik bilan uzatishga, ya'ni chastotalar spektridan samarali foydalanishga yo'naltirilgan. Hozirda katta ko'rsatkichlar bilan radiokanallardan foydalanuvchilar sonining oshib borishi bilan birga radiokanallar sonini ham ko'paytirish talab etiladi. Bir tomondan chastotalar spektri chegaralangan bo'lsa, ikkinchi tomondan axborot tashuvchi signal chastotalar spektrini cheksiz toraytirish ham mumkin emas. Shuning uchun aloqa tarmog'idagi kanallar sonini oshirishga chastotalar spektridan foydalanish va modulyatsiyalashning tubdan yangi usullarini yaratish orqali erishish mumkin.

Mobil aloqa tizimlaridan shahar sharoitida foydalanishning yana bir muammosi, bu radioto'lqinlarning ko'p nurli tarqalishi natijasida radiokanallarda yuz beradigan turli so'nishlar hisoblanadi.

Mobil (harakatdagi) aloqa tizimlari abonentlarining turli to'siqli hududlar (harakatdagi ob'ektlar, tunnellar va h.k.) da harakati natijasida qabullash qurilmalari (bazaviy stansiya va abonent terminalari) kirishlaridagi signallar sathi tasodifiy shaklda o'zgaradi, bu signal sathi o'zgarishlarini hamma vaqt ham nurlantirilayotgan signal quvvatini oshirish yoki qabullash qurilmasining sezgirlikini oshirish hisobiga bartaraf etish imkoniyati bo'lmaydi. Radiouzatkich shakllantirgan ideal signalning shakli uning murakkab ko'rsatkichlari vaqt bo'yicha tasodifiy o'zgaruvchi muhitda tarqalishi natijasida yuzaga keladigan signal sathining keskin kamayib ketishi (feding) radioaloqa tizimining sifati va aloqa o'rnatish masofasini kamaytiradi.

Yuqorida keltirilgan va yana bir qator muammolar tor polosali modulyatsiyadan tubdan farq qiluvchi modulyatsiya turlarini yaratishni taqazo etdi. Ushbu usullardan biri bu cheklangan chastotalar spektridan foydalanib abonentlar sonini keskin oshirish, radioto'lqinlarning ko'p nurli tarqalishi sharoitida signal qabullash sifatini oshirish imkoniyatini yaratuvchi usul – spektri kengaytirilgan modulyatsiyalangan signallardan, ya'ni shovqinsimon signal (ShSS) deb ataluvchi signallardan foydalanish usuli hisoblanadi. Bu usuldan foydalanishning nazariy asosi har bir abonentga ajratilgan chastotalar spektrida tor polosali modulyatsiya o'rniga radioaloqa tizimi uchun ajratilgan barcha chastota spektrini qamrab oluvchi spektri kengaytirilgan modulyatsiya turidan foydalanish hisoblanadi. Bu usuldan

foydalanilganda bir vaqtning o'zida ko'p sonli abonentlar radioaloqa uchun ajratilgan chastotalar spektridan bir vaqtda foydalanishlari mumkin.

Aloqa tizimiga birlashtirilgan chastotalar spektridan umumiy ravishda foydalanilayotgan abonentlar signallarini bir-biridan ajratish modulyatsiyalovchi signal spektrini dastlab maxsus shakllantirilgan kod simvollarini ketma-ketligi yordamida kengaytirish asosida asosiy yuqori chastotali tashuvchini modulyatsiyalashga asoslangan. Bunda har bir abonentga axborot signali spektrini kengaytirish uchun xususiy kod ketma-ketligi birlashtiriladi. Ushbu kod abonentlarga e'firdan unga yuborilgan signalni ajratib olish ikoniyatini beradi. Kod kombinatsiyalari soni juda katta bo'lishi mumkinligi sababli aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar spektridan bir vaqtda foydalanuvchilar soni, ushbu chastotalar spektrini abonentlar soniga bo'lish va birlashtirish usulidagiga (tor polosali modulyatsiyadan foydalanish) qaraganda sezilarli darajada ko'p bo'ladi.

Spektri kengaytirilgan signal (SKS) lar tor polosali signallarga qaraganda signal sathining tasodifiy so'nishi (feding) va tor polosali xalaqitlarga nisbatan yuqori xalaqitbardoshlikka ega. SKSning yuqori xalaqitbardoshligi u qabul qiladigan modulyatsiyalangan signalning radioto'lqinlar tarqalish muhitining tasodifiy o'zgarishi, davriy paydo bo'ladigan xalaqitlar va signal nusxalarining bir-biriga ta'siri natijasida odatda kichik qismigina buzilishi bilan asoslanadi. Natijada SKS spektrining ko'p qismi buzilmasdan saqlanib qoladi va axborotni yuqori darajada asliga moslik bilan tiklash imkoniyatini beradi.

SKSlarning tor polosali modulyatsiyalangan signallardan ta'rifini yana bir marta ta'kidlaymiz:

– SKSlarni shakllantiruvchi raqamli modulyatsiyalovchi signalning spektri birlashtirilgan axborot signali spektridan bir necha o'n yuz marta keng;

– SKS chastotalar polosasini kengaytirish uzatilayotgan axborot signaliga bog'liq emas. SKSning spektri kengaytiruvchi kod kombinatsiyasi simvollarini ketma-ketligiga bog'liq.

Bu kod kombinatsiyalari ketma-ketligi har bir abonentga xususiy shaklda birlashtiriladi va bu kod kombinatsiyasi signal uzatish tomoni (BS) ga hamda qabullash tomoni (AT) ga avvaldan ma'lum.

Signal spektrini kengaytirishning turli usullari mavjud bo'lib, ulardan eng ko'p foydalaniladigani:

– modulyatsiyalovchi axborot signali spektrini to'g'ridan-to'g'ri kod kombinatsiyalari – impulslar ketma-ketligi yordamida kengaytirish (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum);

– signal spektrini tashuvchi chastotasini tasodifiysimon sakratib almashirish yordamida kengaytirish (FHSS – Frequency Hopping Spread Spectrum).

12.2. Axborotlarni keng polosali signallardan foydalanib uzatish usullari

Axborot signalini uning dastlabki spektriga qaraganda bir necha marta keng spektrga ega bo'lgan signal orqali uzatishga asoslangan aloqa tizimi keng polosali aloqa tizimi deb ataladi. Keng polosali signallardan foydalanisha asoslangan "RAKE" aloqa tizimi o'tgan asrning elliginchi yillari ohirlarida yaratilgan. Bu aloqa tizimida keng polosali signal (KPS) lardan foydalanish asosida radioto'lqinlar ko'p nurlar orqali tarqalgan holda ham axborot signalini ishonchli qabullashni amalga oshirishni ta'minladi. KPSlardan foydalanib axborot uzatilganda qabullash qurilmasi kirishiga ta'sir etayotgan ko'p nurli tarqalgan radioto'lqinlarni alohida-alohida qabullash va ularni bir-biriga bir xil faza bilan qo'shish asosida bunday radiokanallardagi so'nish (feding) hodisasini yengish imkoniyati paydo bo'ldi. Ba'zi maxsus aloqa kanallarida atayin shakllantirilgan, qabullash qurilmasi kirishidagi sathi foydali signal sathidan yuz, ming marta katta bo'lgan xalaqitlar mavjud bo'lgan holda ham axborot signalini ishonchli yetkazib berishni tashkil etish mumkin. Bunday KPSlardan foydalanib aloqa tizimi orqali axborotni ma'lum darajada yashirin uzatishni ham ta'minlash mumkin. Sotali va Yer sun'iy yo'ldoshi orqali aloqa tizimlarida SKSlardan foydalanish tizim uchun ajratilgan umumiy chastotalar polosasidan bir vaqtda ko'p sonli abonentlar foydalanishi, ya'ni har bir abonentga mo'ljallangan signolini uning shakli bo'yicha bir-biridan ajratishga asoslangan ko'p kanalli aloqa tizimini tashkil etish mumkin (masalan CDMA sotali aloqa tizimi).

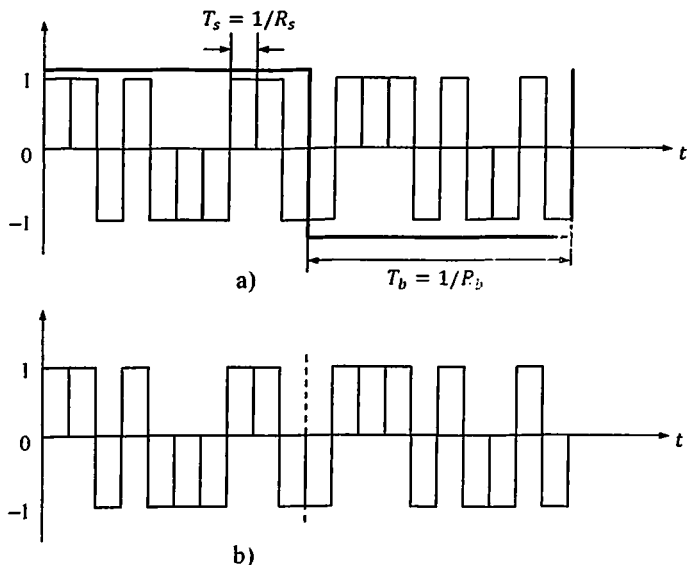
Radiolokatsiya tizimlarida SKSlardan foydalanish bir xil sharoitda tor polosali signallardan foydalanilganga qaraganda maqsadgacha bo'lgan masofani o'lchash aniqligini oshiradi, shu bilan birga radiolokatsiyalash masofasini kattalashtirish va maqsadni aniq ajratish kabi qarama-qarshi talabni yechishga imkoniyat berdi.

Keng polosali signallardan foydalanib axborot signalini raqamli uzatish aloqa tizimida ikki usuldan foydalaniladi. birinchi usul, bu tasodifiysimon impulslar ketma-ketligidan foydalanib axborot signali spektrini to'g'ridan-to'g'ri kengaytirish usuli hisoblanadi. Bunday usulda shakllangan signallarni keng polosali yoki shovqinsimon signal deb ataladi. Axborot signalini SKSdan foydalanishga asoslanib uzatishning ikkinchi usuli, bu radiouzatkich tashuvchi chastotasi qiymatini vaqt bo'yicha tasodifiysimon sakratib o'zgartirishga asoslangan. SKSlardan foydalanib axborot uzatuvchi har ikki usulidan foydalanilganda ham axborot uzatish va uni qabullash tomonida bir-biri bilan sinxron ravishda ishlaydigan ikkilik tasodifiy impulslar ketma-ketligi generatoridan yoki tashuvchi chastota qiymatini tasodifiysimon sakratib almashtiruvchi generatordan foydalaniladi.

12.3. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan (DSSS) signallar

12.3.1. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan (DSSS) signallarni shakllantirish

Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan signal (STKS) axborot signali $u(t)$ ni kengaytiruvchi raqamli signallar ketma-ketligi bilan modulyatsiya qilish yo'li bilan olinadi. Bunda axborot signali $u(t)$ ning spektrini kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligi T_k ning davomiyligi axborot signali elementar simvolining davomiyligi T_s dan ancha kichik. Asosiy tashuvchi f_t ni modulyatsiyalovchi STKSni shakllantirish 12.1a-rasmda aks ettirilgan. 12.1a-rasmda axborot signalining ikki elementar simvoli +1 va -1 qalin chiziqlar bilan ajratib aks ettirilgan. Bunda ikkilik axborot signalining davomiyligi T_b bo'lib, signal uzatish tezligi $R_b = 1/T_b$ bit/sek. Axborot signali elementar simvollarini ikkilik spektrini kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligi bilan to'ldirilgan bo'lib, u impulslar ketma-ketligining uzatish tezligi $R_s = 1/T_s$ axborot signalining bitlar bilan baholanadigan tezligi R_b dan 10 marta katta. Spektri kengaytirilgan raqamli modulyatsiyalovchi signalning vaqt diagrammasi 12.1b-rasmda keltirilgan.



12.1-rasm. STKSni shakllantirishga oid rasm, a) axborot signali va spektrni kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligi, b) spektri kengaytirilgan modulyatsiyalovchi signal

Axborot signalining spektrini kengaytirish koeffisienti ba'zan tizimning kuchaytirish koeffisienti deb ataluvchi kattalik aloqa tizimining muhim xarakteristikalaridan biri bo'lib, u spektrni kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligi simvolini uzatish tezligi R_s ni axborot signali elementar simvollarini uzatish tezligi R_b ga nisbati (yoki nisbatlari logarifmi) orqali baholanadi, ya'ni

$$L = R_s/R_b \quad \text{yoki} \quad L = 20 \log L. \quad (12.1)$$

Spektrni kengaytirish koeffisienti L qancha katta bo'lsa, shuncha ko'p darajada SKSning afzalligi namoyon bo'ladi.

12.3.2. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan signalning asosiy xossalari

Spektri kengaytirilgan modulyatsiyalangan signallar ham xuddi tor polosali modulyatsiyalangan signallar kabi vaqt funksiyasi sifatida modulyatsiyalangan signalning kompleks o'rovchisi $g(t)$ orqali ifodalanishi mumkin:

$$s(t) = \text{Re}[g(t)e^{j\omega_s t}], \quad (12.2)$$

bunda, $g(t) = g_m(t)g_s(t)$ – modulyatsiyalangan signalning to'liq kompleks o'rovchisi; $g_m(t)$ – axborot signaliga bog'liq bo'lgan kompleks o'rovchi; $g_s(t)$ – signal spektrini kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligiga bog'liq bo'lgan kompleks o'rovchi.

STKSlarni shakllantirishda spektrni kengaytiruvchi raqamli elementar signallar ketma-ketligi sifatida suruvchi registr va teskari bog'lanish zanjirida ikkilik modul bilan qo'shishni amalga oshiruvchi bloki bo'lgan generator dan olinadigan tasodifiysimon ikkilik signallar ketma-ketligidan foydalaniladi. Ushbu algoritim asosida shakllantirilgan impulslar ketma-ketligi maksimal davomiylikdagi impulslar ketma-ketligi yoki M ketma-ketliklar deb ataladi. M ketma-ketliklarni generatsiyalash va ularning xossalari maxsus adabiyotlarda keltirilgan. M ketma-ketlikning modulyatsiyalangan signalni tahlil etishga tegishli xarakteristikalarini qisqacha ko'rib chiqamiz:

– M ketma-ketlikdagi nollar va birlarning soni bir-biridan faqat bittaga farq qiladi. Bu M ketma-ketlik bosiqqligini va axborot signallarini ikki qutbli impulslar bilan kodlash natijasida signalning doimiy tashkil etuvchisi hosil bo'lmashligini bildiradi;

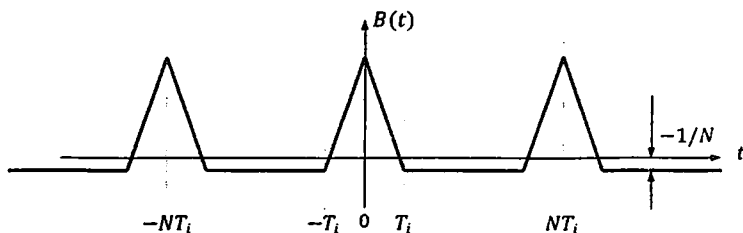
– davriy M ketma-ketlikning avtokorrelatsiya funksiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$\left. \begin{aligned} B_s(k) &= 1, \text{ agar } k = lN \text{ bo'lsa,} \\ B_s(k) &= -1N, \text{ agar } k \neq lN \text{ bo'lsa,} \end{aligned} \right\} \quad (12.3)$$

bunda, l – butun son; N – ketma-ketlikdagi elementar simvollar soni, ketma-ketlik davomiyligi.

Impulslar davomiyligi T_i bo'lgan M ketma-ketlikning avtokorrelatsiya funksiyasi 12.2-rasmda keltirilgan. M ketma-ketlik avtokorrelatsiya funksiyasi impulslar ketma-ketligi takrorlanish davriga teng bo'lgan davrlarda takrorlanadi va $1/NT_i$ ga teng oraliqlarda tashkil etuvchilari mavjud bo'lgan diskret chastotalar

spektriga ega. Yuqoridagidan shunday xulosa chiqarish mumkin. Agar M ketma-ketlikdagi impulslar soni N cheksizlikka intilsa uning avtokorrelyatsiya funksiyasi davriy takrorlanishi ahamiyatga ega bo'lmaydi, spektri uzluksiz bo'ladi va faqat $t = 0$ dagi avtokorrelyatsiya funksiyasi cho'qqisi signalni ajratishda muhim ahamiyatga ega bo'ladi.



12.2-rasm. M ketma-ketlik avtokorrelyatsiya funksiyasi

Yuqorida keltirilgan fikrlar amalda foydalaniladigan aloqa tizimlari uchun o'rinni, chunki amaldagi aloqa tizimlarida spektrni kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligining bir davridagi elementar simvollar soni $N = 2^{32}$ gacha bo'lishi mumkin.

M ketma-ketlik avtokorrelyatsiya funksiyasining yuqorida keltirilgan xossalari birlamchi raqamli tor polosali modulyatsiyalovchi signalni shovqinsimon keng spektrli signalga samarali ravishda o'zgartirish mumkinligini tasdiqlaydi. Ammo M ketma-ketlik avtokorrelyatsiyasining xossalari signallarni bir-biridan ajratish uchun boshqa spektrni kengaytiruvchi funksiyalarga qaraganda eng yaxshisi emas. Shuning uchun abonentlarni kod bo'yicha ajratishga asoslangan aloqa tizimlarida qo'shimcha ortogonal raqamli impulslar ketma-ketligidan foydalaniladi, misol uchun Uolsh ketma-ketligidan. Ortogonal raqamli impulslar ketma-ketligi xuddi M ketma-ketligidek raqamli axborot signalini modulyatsiyalaydi. Ammo Uolsh ortogonal impulslar ketma-ketligidagi elementar impulslarning davomiyligi M ketma-ketlik impulslari davomiyligiga qaraganda ancha katta, shuning uchun bunda axborot signali spektrining natijaviy kengayishi juda ham kichik.

Spektri kengaygan raqamli modulyatsiyalovchi signal quvvatining spektri zichligi

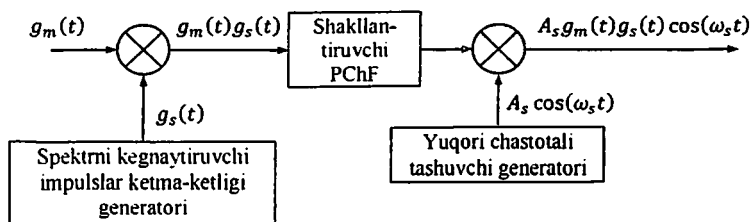
$$G(f) = A^2 T_s \frac{\sin^2(\pi T_s f)}{(\pi T_s f)}, \quad (12.4)$$

bunda, T_s – spektrni kengaytiruvchi impulslar davomiyligi.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, spektrni kengaytiruvchi impulslar davomiyligi T_c ning kichiklashishi signal spektri quvvati nolga teng bo'ladigan chastotalar oralig'ini va signal spektri quvvati cho'qqi (eng katta) qiymatlari signal spektrini kengaytirish koeffitsienti $L = T_s/T_i$ ga to'g'ri proporsional ravishda kichiklashadi.

Signal spektrini kengaytirish natijasida katta amplitudali spektri tor chastotalar polosasida joylashgan, davomiyligi T_s bo'lgan axborot signali nisbatan keng polosaga yoyiladi va bu signal spektri tashkil etuvchilari ampelitudasi kichiklashadi va shovqinsimon xarakterga ega bo'ladi. (12.4) formula ifodalangan modulyatsiyalovchi signalini yuqori chastota diapazoniga ko'chirish uchun ko'p hollarda binar faza manipulyatsiyasi (BFM, BPSK) yoki kvadraturali faza manipulyatsiyasi (KFM, QPSK) dan foydalaniladi. faza modulyatsiyasi chiziqli jarayon bo'lganligi uchun yuqori chastotali modulyatsiyalangan signal spektri modulyatsiyalovchi spektri kengaytirilgan axborot signali spektrini $G(f)$ ning tashuvchi chastotalar diapazoni f_c ga surilgan ko'rinishda bo'ladi.

SKSni shakllantirish qurilmasining blok-sxemasi 12.3-rasmda keltirilgan. Birinchi ko'paytirish qurilmasiga axborot signali va spektrni kengaytiruvchi impulslar ketma-ketligi beraladi (12.1a-rasm). Ko'paytirish qurilmasi chiqishida spektri kengaytirilgan modulyatsiyalovchi signal (12.1b-rasm) shakllanadi. Bu signalning kompleks o'rovchisi spektri zichligi (12.4) orqali aniqlanadi. Ko'paytirish qurilmasi chiqishidagi modulyatsiyalovchi signal spektrini aloqa tizimi talabi chegarasidan chiqmasligini ta'minlash uchun bu signal shakllantiruvchi PChFdan o'tkaziladi. Ikkinchi ko'paytirish qurilmasi yuqori chastotali modulyator vazifasini bajaradi. modulyatsiyalovchi signal spektrini yuqori chastotali tashuvchi f_c chastotalar diapazoniga ko'chiradi.



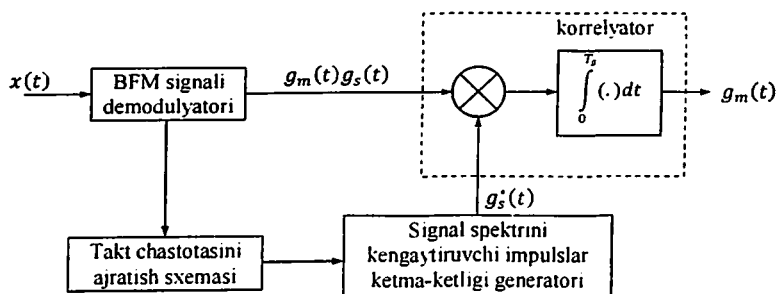
12.3-rasm. STKSni shakllantiruvchining soddalashtirilgan funksional sxemasi

Spektri kengaytirilgan ikkilik fazaviy manipulyatsiyalangan signalni qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi 12.4-rasmda keltirilgan.

Tashuvchisi chastotasi f_c oraliq chastota f_{och} gacha kichiklashtirilgan spektri kengaytirilgan modulyatsiyalangan signal demodulyator kirishiga berilgan BFM signal $s(t)$ quyidagicha ifodalanadi:

$$s(t) = A_s g_m(t) \cos(\omega_s t) + w(t), \quad (12.5)$$

bunda, $w(t)$ – radiokanalda gi fluktuasion shovqin (xalaqit)lar.



12.4-rasm. STKSlarni qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi

BFM signal demodulyator korrelyator asosida yoki differensial farqlagich asosida yaratilgan bo'lishi mumkin. Demodulyatsiyalangan signal korrelyator va takt chastotasini ajratish sxemasi kirishiga beriladi. Qabullash qurilmasida takt chastotasini ajratib olish, qabullash qurilmasi tarkibidagi kod kombinatsiyalaridagi impulslar ketma-ketligini sinxronizatsiyalash uchun kerak. Axborot signalini qabullash tomonida qayta tiklash qabul qilingan signalga qabullash qurilmasida generatsiya qilinayotgan sinxronlashgan kod kombinatsiyasi impulsleri ketma-ketligi asosida korrelyatsion ishlov berish natijasida amalga oshiriladi, ya'ni

$$\int_0^{T_s} [g_m(t)g_s(t) + w(t)]g_s^*(t)dt = g_m(t) + \int_0^{T_s} w(t)g_s^*(t)dt = g_m(t) + w^*(t), \quad (12.6)$$

bunda $w(t)$ – qabullash qurilmasi kirishidagi fluktuasion shovqin; $w^*(t)$ – korrelyator chiqishidagi fluktuasion xalaqit; $g_s^*(t)$ – qabullash qurilmasida shakllantirilgan uzatilgan kod kombinatsiyasi ketma-ketligi bilan kompleks moslashgan signal; $g_s(t)g_s^*(t) = 1$ – qabullash qurilmasi kirishidagi axborot signali va u bilan kompleks moslashgan signal ko'paytmasi.

Qabul qilingan signal tarkibidagi kod kombinatsiyasidagi elementar signallar ketma-ketligi $g_s(t)$ va qabullash qurilmasida shakllantirilgan $g_s(t)$ bilan kompleks moslashgan kod kombinatsiyasi elementlari ketma-ketligi $g_s^*(t)$ bir-biriga mos bo'lsa, u holda korrelyator chiqishida kompleks o'rovchisi $g_m(t)$ bo'lgan axborot signali $u(t)$ ga bog'liq bo'lgan signal shakllanadi. Bundan boshqa korrelyator chiqishida qabullash qurilmasining xususiy issiqlik shovqini va qabullagichda shakllantirilgan $g_s^*(t)$ signalni boshqa kod kombinatsiyalari impulsleri ketma-ketligi bilan korrelyatsiyasini aniqlash natijasida hosil bo'ladigan qoldiq shovqin ham mavjud bo'ladi.

12.3.3. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi

STKSlardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi quyidagi algoritim asosida amalga oshiriladi:

- Raqamli ikkilik axborot signali $u(t)$ tasodifiysimon kod ketma-ketligi bilan modulyatsiya qilinadi, kod kombinatsiyasi elementar simvollarini uzatish tezligi R_i axborot raqamli signali elementar simvollarini uzatish tezligi R_s dan ko'p marotaba katta.

- Shakllantirilgan spektri kengaytirilgan signal chastotalari polosasi birlamchi axborot signali spektriga niasbatan ancha yuqori chastotalar diapazonida bo'ladi.

- Har bir abonent (aloqa tizimidan foydalanuvchi)ga bir-biridan keskin farq qiladigan, yaxshi avtokorrelyatsiya xarakteristikasiga ega bo'lgan shaxsiy kod kombinatsiyasi biriktiriladi.

- STKS ma'lum bir chiziqli modulyatsiya usuli asosida asosiy yuqori chastotali tashuvchi signali f_c ni modulyatsiyalaydi. Bunda, odatda BFM yoki KFM modulyatsiya turlaridan foydalaniladi.

- Yuqori chastotali, shovqinsimon kengaytirilgan spektrli modulyatsiyalangan signal efirga radioto'lqin sifatida tarqatiladi va hamma abonent (aloqa tizimidan foydalanuvchi)lar ajratilgan chastotalar polosasida o'z radioto'lqinlarini tarqatadi.

- Qabullash qurilmasida tashuvchisi chastotasi f_c bo'lgan STKS spektri chastota o'zgartirgich yordamida oraliq chastotasi f_{och} bo'lgan diapazonga o'tkaziladi, so'ngra demodulyatsiyalanadi va uzatish tomonida abonent axborot signali spektrini kengaytirishda foydalanilgan shaxsiy kod kombinatsiyasi bilan mos keluvchi kod kombinatsiyasi yordamida dekodlanadi, natijada birlamchi tor polosali axborot signali olinadi.

STKSDan foydalanishga asoslangan aloqa tizimining xossasini belgilovchi asosiy ko'rsatkich bu tizimning spektrni kengaytirish koeffitsienti L hisoblanadi. STKSDan foydalanishga asoslangan aloqa tizimining spektrni kengaytirish koeffitsienti (SKK) qabullash qurilmasi kirishidagi signal-xalaqit nisbati bilan 1 bit axborotni uzatishda sarflanadigan energiyani shovqin bilan o'zaro bog'liqligini belgilaydi:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{IN} = \frac{E_b R_c}{N_0 B} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{L}, \quad (12.7)$$

bunda, E_b – bir bit axborotni tashish uchun talab etiladigan energiya; R_c – axborot uzatish tezligi; N_0 – shovqin spektri energiyasi zichligi; B – qabullash qurilmasining chastotalarni o'tkazish polosasi.

Raqamli axborot signalini talab etiladigan asliga moslik bilan qabullash uchun foydalaniladigan detektor turiga bog'liq bo'lib, fazasi modulyatsiyalangan signal optimal detektor kirishida ta'minlanishi kerak bo'ladigan $\frac{E_b}{N_0}$ nisbati 6-8 dB

dan kam bo'lmashligi kerak. Qabullash qurilmasi kirishidagi shovqin. qabul qilish qurilmasining xususiy (issiqlik) va boshqa bir vaqtda (parallel) ishlayotgan abonent kanallari ishlashi natijasida hosil bo'ladigan shovqinlardan iborat bo'ladi. Bir vaqtda (parallel) ishlayotgan abonentlar soni kam bo'lsa. u holda asosiy shovqin qabullash qurilmasining issiqlik shovqini N_0 hisoblanadi. U holda (12.7) formuladan ko'rinadiki, aloqa tizimi SKK L ning kattalashgani sari I bit axborotni talab darajasidagi asliga moslik bilan qabullash uchun qabullash qurilmasi kirishida shuncha kichik foydali signal amplitudasi bo'lishini ta'minlash kerak bo'ladi. Qabullanayotgan signal amplitudasining kichiklashishi natijasida erishiladigan yutuq SKK yoki boshqacha qilib aytganda qabul qilinayotgan signalga korrelyatsion ishlov berish vaqti orqali aniqlanadi.

(12.7) formula STKSidan foydalanishga asoslangan aloqa tizimidan bir vaqtda foydalanishi mumkin bo'lgan abonentlar maksimal soni K ni aniqlash imkoniyatini beradi. Agar aloqa tizimidan bir vaqtda parallel foydalanayotgan abonentlar soni yetarli darajada ko'p bo'lsa. u holda asosiy shovqinni ushbu parallel foydalanayotgan abonentlar kanallari keltirib chiqaradi, bu holda qabullash qurilmasining xususiy issiqlik shovqinlarini e'tiborga olmasa ham bo'ladi.

Agar hamma abonent radiokanallarida signal sathi bir-biriga teng bo'lsa. u holda qabullash qurilmasining kirishidagi shovqin qiymati N abonentlar soni K ni signal qiymati S ga ko'paytmasiga teng, ya'ni $N = KS$. $N = KS$ ni (12.7) ifodaga kiritib, quyidagi formulani olamiz:

$$K = \frac{L}{E_b/N_0}. \quad (12.8)$$

Detektorning normal ish holatini ta'minlovchi E_b/N_0 ning minimal qiymatida tizimda foydalanishi mumkin bo'lgan abonentlarning maksimal soni tizimning signal spektrini kengaytirish koeffitsienti L ga proporsional. Bu kutilgan natija, chunki abonent axborot signali spektri kengayishi natijasida alohida abonentlar signallari sathi kichiklashadi, bu shovqin sathi kamayishini bildiradi.

Qabullash qurilmasi kirishidagi shovqin sathining bir vaqtda parallel foydalanayotgan abonent radiokanallari soniga bog'liqligi shovqinsimon signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimini tashkil etishda albatta e'tiborga olinishi kerak bo'lgan muammo hisoblanadi. Nisbatan uzoq masofada joylashgan abonent terminalining uzatkichi nurlatayotgan kuchsiz signal qabullash qurilmasiga yaqin joylashgan abonent terminali uzatkichining nurlatayotgan kuchli signali ta'sirida bosilishi (blokirovkalanishi) mumkin. Bu muammo abonent terminallari qabullash qurilmasiga nisbatan qanday masofada joylashgan bo'lishidan qat'iy nazar qabullash qurilmasi kirishida ulardan kelayotgan signallar sathlari deyarli bir xil bo'lishini ta'minlash orqali bartaraf etiladi. Bazaviy stansiya qabullash qurilmasi har bir abonent terminallaridan kelayotgan signal sathini uzluksiz tahlil etish asosida tizimni boshqarish kanali orqali abonent terminali uzatkichi nurlatayotgan signalning kerakli sathini o'rnatadi. Shunday qilib. STKS (DSSS) dan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi quyidagi asosiy xarakteristikalariga ega bo'ladi:

• Aloqa tizmidan bir vaqtda parallel foydalanadigan abonentlar soni uncha katta bo'lmasa tizimning talab dajasida ishlashi uchun uning detektor kirishidagi E_b/N_0 ning eng kichik qiymati tizim SKKni kattalashishiga teskari proporsional ravishda kichiklashadi.

• STKSdan foydalaniga asoslangan aloqa tizimidan bir vaqtda foydalanuvchi abonentlar soni SKKga proporsional bo'lib, asta-sekin (yumshoq) cheklanuvchi bo'ladi. Asta-sekin (yumshoq) cheklanish deganda aloqa sifati parallel – bir vaqtda ishlayotgan abonentlar soni oshishi bilan yomonlashishi tushunilmaydi, ammo bir vaqtda parallel ishlashi mumkin bo'lgan abonentlar soni ham ma'lum bir qiymati bilan cheklanmagan. STKSlardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimlari abonentlar (foydalanuvchilar)ning tor polosali signallarini chastotasi bo'yicha ajratishga asoslangan, bir vaqtda tizimdan foydalanuvchilar soni tizimga ajratilgan chastotalar polosasi va har bir abonent ishlashi uchun ajratilgan chastotalar polosasi soniga bog'liqligi bilan farqlanadi.

• Keng polosali signallarning radioto'lqinlar ko'p nurli tarqalishiga (fedingga) chiqdamligi tor polosali signallarga nisbatan katta. Keng polosali signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimlarining qabullash qurilmasi kirishiga ko'p nurli signal ta'sir etsa, ular bir-birga nisbatan qandaydir vaqt τ ga kechikkan bo'ladi, bu signallarga korrelyatsiya usulidan foydalanib ishlov berilganda, kirish signalining qabul qilish qurilmasida maxsus kod kombinatsiyalari generatori shakllantirgan impuls ketma-ketligiga mos keluvchi bitta nusxasi korrelyatsiya koeffitsientining eng katta qiymatini ta'minlaydi, qolgan nusxalari begona. xalaqit signali boshqa kod kombinatsiyasi sifatida korrelyatorga ta'sir etadi va korrelyatorning bu signallarga aks ta'siri nolga yaqin bo'ladi, bu kechikkan signallar e'tiborga olinmaydi.

• STKSlardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimlarida korrelyatsiya usulida ko'p sonli asosiy signal xalaqit beruvchi nusxalariga ishlov berish natijasida asosiy signal quvvatini oshirish mumkin. Shu maqsadda RAKE deb ataladigan qabullash qurilmasida asosiy signalning bir-biridan T vaqtga siljirilgan bir necha nusxalari $g_s(t - nT)$ – kod kombinatsiyalari shakllantiriladi. Ko'p nurli tarqalgan signalni bu usulda qabullash natijasida qabul qilingan signal-shovqin nisbatini n marta yaxshilash mumkin (bunda n – bir-biridan T vaqtga siljirilgan kod kombinatsiyalari soni). Agar asosiy signal $g_m(t)g_s(t)$ bilan birga uning t_0 ga kechikkan nusxalari $g_m(t - t_0)g_s(t - t_0)$ ham qabul qilinsa, kechikish vaqti t_0 bo'lgan signal nusxasi qabullash qurilmasida shakllantirilgan kod kombinatsiyalaridan birining kechiktirish vaqti $nT = t_0$ ga mos kelsa, u holda bu ikki signalga korrelyatsion ishlov berish natijasida axborot signalining kechiktirilgan nusxasi $g_m(t - nT)$ olinadi. Asosiy signal $g_m(t)$ ni uning t_0 vaqtga kechikkan nusxasi $g_m(t - nT)$ bilan qo'shishni amalga oshirib, qabul qilingan signal natijaviy quvvatini oshirishga, natijada qabul qilingan axborot signalining asliga mosligi yaxshilanadi. Yuqorida keltirilgan usuldan foydalanib qabullash qurilmasi kirishidagi foydali axborot signalining kechikkan nusxalari bilan qabullash qurilmasi shakllantiriladigan kod kombinatsiyalari bilan moslashtirishni

adaptiv usulda amalga oshirish ancha qiyin masala bo'lib, uni maxsus mikroprotessorlardan foydalanib aalga oshirish mumkin.

- Spektri kengaytirilgan signallardan foydalanib radiosignallar ko'p nurli tarqalishi natijasida yuz beradigan feding hodisasi va tor polosali xalaqitlarga nisbatan aloqa tizimining chidamliligini oshirish mumkin. chunki signal spektri yetarli darajada keng bo'lsa uzatilayotgan axborot signali spektrining faqat bir kichik qismi xalaqitlar ta'sirida bo'ladi, yuqori chastotali keng spektrli signalning buzilmagan qismi raqamli axborot signalini to'g'ri qabul qilishga yetarli bo'ladi.

- Hamma abonentlarning bir vaqtda bitta chastotalar diapazonida ishlashi aloqa tizimi tarmog'ini tashkil etishni soddalashtiradi. chunki tizim uchun chastota-hudud rejasini tuzish talab etilmaydi.

12.4. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi keng polosali signallar

Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signal (TChSO'S)larni radiouzatish qurilmasi yuqori chastotali tashuvchisi chastotasi qiymatini axborot signali kod kombinatsiyasi simvoli o'zgarishiga mos vaqtlarda tasodifiysimon sakrab o'zgartirish yo'li bilan shakllantiriladi. Bunda tashuvchi chastotasini tez va sekin sakrab o'zgarishini amalga oshirish mumkin. Chastotani tez o'zgartirish usulidan foydalanilganda axborot signali kod kombinatsiyasi bitta simvoli uzatish vaqt davomiyligida tashuvchi chastotasi kamida bir marta o'z qiymatini o'zgartiradi. Boshqacha qilib aytganda tashuvchi chastotasini o'zgartirishni kengaytirishni tasodifiysimon impulslar ketma-ketligini uzatish tezligi. axborot signali simvollarini uzatish tezligiga teng yoki katta bo'ladi. Radiokanal orqali uzatiladigan modulyatsiyalangan SKSning spektri yuqori chastotali tashuvchi chastotasini o'zgartiruvchi impuls shakliga bog'liq bo'ladi.

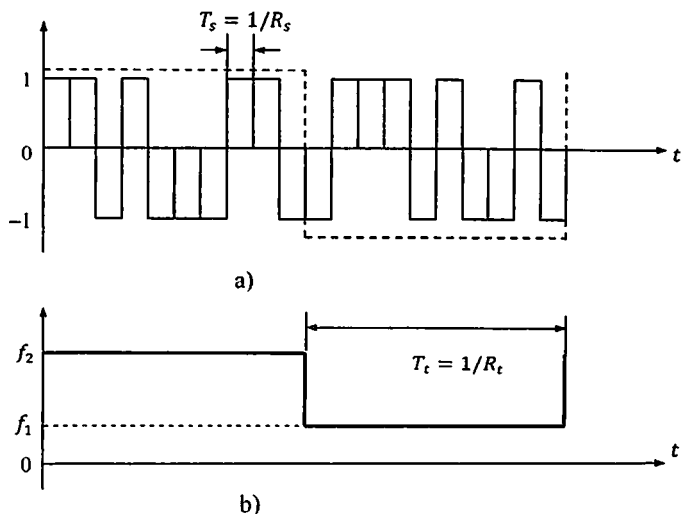
Tashuvchisi chastotasi sekin o'zgaruvchi aloqa tizimlarida axborot signali bitta yoki bir nechatsi davomiyligida tashuvchi chastotasi o'zgarimas saqlanadi. Bunda chastotani o'zgartiruvchi impulslar ketma-ketligi tezligi. axborot signali simvollarini uzatish tezligiga teng yoki undan kichik bo'ladi. Radiosignal tashuvchisi chastotasi sekin o'zgariganda har bir chastotada modulyatsiyalangan signalning spektri modulyatsiyalovchi axborot signali simvoli shakli va modulyatsiya usuli bilan belgilanadi.

Tashuvchisi sekin o'zgaruvchi SKSni shakllantirish usuli 12.5-rasmda keltirilgan, bunda uzatish tezligi R_s bo'lgan raqamli modulyatsiyalovchi axborot signali (12.5a-rasm) va tashuvchi chastota qiymatini R_t tezlilik bilan sekin o'zgartiruvchi signal. Tashuvchi chastotasining ikki ketma-ket sakrab o'zgarish orasidagi vaqt oralig'i – chastotani o'zgarish vaqt oralig'i $T_t = 1/R_t$ deb ataladi.

Ko'p abonentli (kanalli) keng polosali aloqa tizimlarida, misol uchun sun'iy yo'ldosh orqali aloqa yoki sotali aloqa tizimlarida tashuvchi chastotasining o'zgarishi har bir abonent (kanal)ga ajratilgan chastotalar polosasi ichida sinxron ravishda amalga oshiriladi. Bu aloqa tizimlarida ham tashuvchi chastotasi sekin yoki tez o'zgarishini amalga oshirish mumkin.

Tashuvchi chastotasi tez o'zgaruvchi SKSlardan foydalanuvchi aloqa tizimlarida axborot signali yoki kod kombinatsiyasi simvoli davomiyligida tashuvchi chastotasi bir necha marta sakrab o'zgaradi. Ammo radioaloqa tizimlarida tashuvchi chastotasini tez o'zgarishidan keng foydalanilmaydi. SKSni bu usulda shakllantirish yuqorida keltirilgandan kam farq qiladi.

Tashuvchi chastotasini sekin o'zgartirishda tashuvchi chastotasi o'zgarmay turgan vaqt oralig'ida axborot signali yoki kod kombinatsiyasining bir necha simvoli radiokanal orqali uzatiladi.



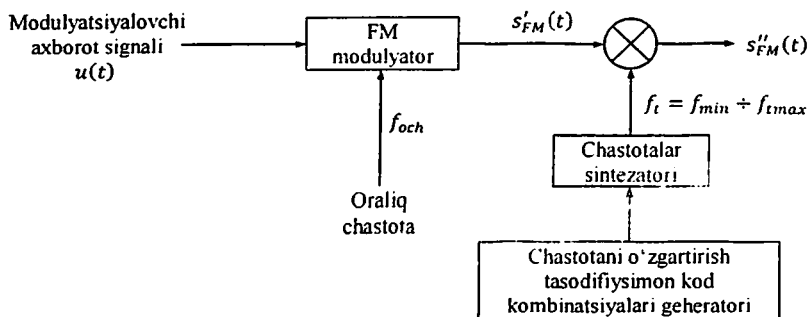
12.5-rasm. Tashuvchisi chastotasi sakrab sekin o'zgaruvchi signalni shakllantirish: a) axborot raqamli signali; b) tashuvchi chastotasini sekin o'zgartiruvchi impulslar ketma-kelligi

Bu usuldan radioto'lqinlar ko'r nurli tarqalishi natijasida yuz beradigan so'nishlar bo'lgan radiokanal orqali axborot signallarini tashuvchi chastotasini o'zgartirish hisobiga ishonchli qabullashda foydalaniladi. Ma'lumki so'nishli radiokanallarda turli chastotalar diapazonida so'nishlar sathi bir xil bo'lmaydi. Bundan tashqari tashuvchi chastotasini sekin o'zgartirish usulidan maxsus shakllantirilgan xalaqitlar tashkil etilgan sharoitlarda ham foydalaniladi. bunga sabab juda keng spektrli signallarni shakllantirish va ularga ishlov berishning nisbatan oson amalga oshirishligi, spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan aloqa tizimiga nisbatan tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimlarida sinxronizatsiyalash muammosi oson hal etiladi. Masalan, tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimlarida sinxronizatsiyalash qismiga bo'lgan talab STKSdan foydalanishga asoslangan aloqa tizimida sinxronizatsiyalash qismiga

bo'lgan talabdan tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signal bazasi marta kichik. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signal spektrining kengayish darajasi (signal bazasi) tashuvchi chastotasining eng kichik va eng katta qiymatlari orasidagi farqning birlamchi axborot signali spektri kengligiga nisbati orqali aniqlanadi.

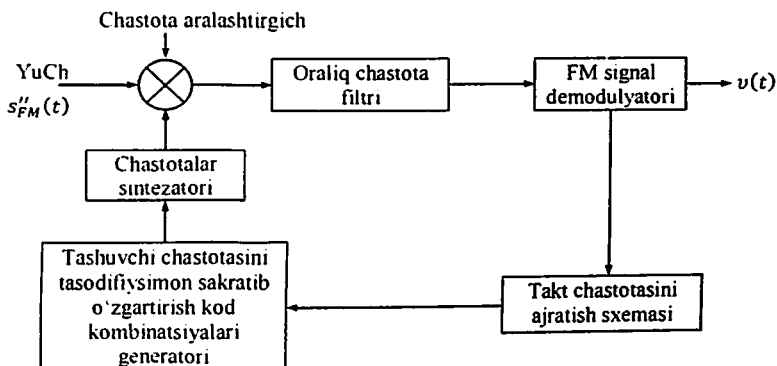
12.5. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimining radiouzatish va radioqabullash qurilmalari strukturaviy sxemalari

Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimining radiouzatish va radioqabullash qurilmalari strukturaviy sxemalari 12.6 va 12.7-rasmlarda keltirilgan. Bu aloqa tizimida tashuvchi chastotasining o'zgarishi oralig'i katta bo'lgani uchun asosiy modulyatsiya oraliq chastota f_{och} da amalga oshiriladi. Agar modulyatsiya asosiy sakrab o'zgaruvchi tashuvchi chastotasida amalga oshirilsa, u holda modulyatsiyalangan signal parametrlarini o'zgarimas saqlab turish muammosi paydo bo'ladi. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi keng polosali signallardan foydalanilganda chastotalar sintezatori (ChS)ga chastotalarni almashtirish (o'zgartirish) tezligiga va tashuvchi chastota o'zgarishi diapazoni ($f_{tmin} \div f_{tmax}$) oralig'ida ChS parametrlarining o'zgarimas saqlanib qolinishiga katta talablar qo'yiladi.



12.6-rasm. TChSO' signal radiouzatikchi strukturaviy sxemasi

Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signallarni qabullashdagi asosiy muammo bu yolg'on kanallar signallari mavjud bo'lgan holda foydali signalni filtrlash hisoblanadi, chunki keng polosadagi signallarni kuzatib borishda yolg'on kanal signallarini parametrlari o'zgarimas bo'lgan tor polosali kirish filtrlaridan foydalanish mumkin emas. Qabullash qurilmasidagi filtrlar sozlanganlik chastotasini ish jarayonida (dinamik) ravishda o'zgartirish qurilmani murakkablashtiradi va hamma vaqt ham talab darajasidagi filtrlash sifatini ta'minlab bo'lmaydi.



12.7-rasm. TChSO' signal radioqabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi

Tashuvchisi sakrab o'zgaruvchi signaldan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi quyidagi algoritm asosida quriladi:

- Spekrtni kengaytiruvchi kod kombinatsiyalari ketma-ketligi radiouzatish qurilmasi tashuvchisi chastotasini tasodifiysimon sakratib o'zgartiradi, yuqori chastotali tashuvchining o'zi esa ma'lum bir tor polosali usulda modulyatsiyalanadi. Ko'pchilik holarda tor polosali binar faza modulyatsiya (BFM - BPSK) yoki kvadraturali faza modulyatsiya (KFM - QPSK) turlaridan foydalaniladi.

- Tashuvchi chastotasining doimiy ravishda sakrab tasodifiysimon o'zgarib turishi bu modulyatsiyalangan signal spektrining kengaytirilishi bilan teng kuchli bo'lib, tashuvchi signal chastotasining tasodifiy ketma-ketlikda o'zgarib turishi ($f_{tmin} \div f_{tmax}$) chastotalar polosasida shovqinsimon keng polosali signalni shakllantiradi va bu signal antenna orqali efirga radioto'lqinlar shaklida tarqaladi.

- Qabul qilish qurilmasining birinchi geterodini (agar bir necha marta o'zgartirish amalga oshirilsa) chastotasi ushbu abonentga (axborot oluvchiga) birlashtirilgan kod ketma-ketligiga mos ravishda sakrab o'zgaradi. Natijada faqat chastotasi qabullash qurilmasi geterodini chastotasiga mos ravishda sakrab o'zgarayotgan kirish signali o'zgaras oraliq chastotaga sozlangan tor polosali asosiy. qo'shni kanallar bo'yicha tanlovchanlikni ta'minlovchi filtr orqali o'tadi. Oniy chastotalari qiymati geterodin chastotasi oniy qiymatiga teng bo'lmagan kirish signali ketma-ketliklari qabul qilish qurilmasi oraliq chastotasiga teng bo'lmaydi va boshqa abonentlarning chastotasi sakrab o'zgaruvchi signallari oraliq chastota filtridan o'tmaydi.

- Tashuvchi chastotalarini sakratib o'zgartiruvchi kod ketma-ketliklari shunday shakllantiriladiki, ular bir-biri bilan ortogonal bo'lishi kerak, ya'ni bir-biri bilan korrelyatsiyasi (o'xshashligi) juda kichik bo'lishi ta'minlanadi. Natijada qabullash qurilmasi ($f_{tmin} \div f_{tmax}$) chastotalar diapazonida bir necha abonentlar (foydalanuvchilar) kod ketma-ketliklari o'zgarayotgani tashuvchi chastotalardan

efirdan faqat uning o'ziga tegishli kod kombinatsiyasi ketma-ketligiga mos keladiganini ajratib oladi.

Tashuvchi chastotasini sakratib o'zgartirish bu aloqa tizimi uchun ajratiladigan chastotalar diapazoni ($f_{tmin} \div f_{max}$) ni alohida radiokanallar polosasiga bo'linganligini anglatadi. Ammo bunda har bir kanalga yagona tashuvchi chastotasi emas. tasodifiysimon sakrab o'zgaruvchi tashuvchi chastota birkirtiladi va u axborot signali bilan modulyatsiyalanadi. Har bir abonentga ajratilgan kanal polosasi kengligi u orqali tor polosali modulyatsiyalangan signal quvvatining asosiy qismini uzatishga yetarli qilib belgilanadi. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi modulyatsiyalangan signal spektrining modulyatsiyalangan tor polosali signal spektriga nisbati aloqa tizimining spektrni kengaytirishi koeffitsienti deb ataladi va quyidagicha aniqlanadi:

$$K_k = \frac{f_{max} - f_{tmin}}{\Delta f_{smod}} = \frac{\Delta f_t}{\Delta f_{smod}}, \quad (12.9)$$

bunda Δf_{smod} – modulyatsiyalangan tor polosali signal spektri.

Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signallardan foydalaniladigan radioaloqa tizimlarida STKSlardan foydalanishga asoslangan radioaloqa tizimlaridagi kabi abonentlar radiokanallari quvvatlarini bir xil bo'lishini ta'minlash muammosi yo'q. Ammo tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimlarida radiouzatish qurilmasi tashuvchisi chastotasini sakrab o'zgarishini ta'minlovchi tasodifiysimon kod kombinatsiyalari ketma-ketligi generatori bilan radioqabullash qurilmasining geterodin chastotasini sakratib o'zgartiruvchi generatorlarni bir-biri bilan sinxron ishlashini ta'minlash muammosi mavjud. Aloqa tizimida radiouzatish va radioqabullash qurilmalarining o'zaro sinxron ishlash holati buzilsa ularni sinxron ishlash holatiga qaytaruvchi maxsus algoritmlar nazarda tutilgan. bunda sinxron ish holatiga qayta o'tish uchun aloqa tizimi ish holati to'xtatilib qaytadan maxsus belgilangan chastotadan foydalanib sinxron ish holati ta'minlanadi. Bundan tashqari tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signaldan foydalanishga asoslangan aloqa tizimida bir vaqtda ishlayotgan radiostansiyalarning o'zaro ta'sirlari natijasida axborot signalini qabullashdagi xatolik sezilarli darajada katta.

Asinxron radioaloqa tizimida bitta chastotada bir vaqtning o'zida kamida ikkita radiouzatkichlarning ishlash ehtimolligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P = 1 - \left(1 - \frac{1}{M} - \frac{1}{ML_x}\right)^{k-1} \approx \frac{k-1}{M} \left(1 + \frac{1}{L_x}\right) \quad (12.10)$$

bunda, $M = (f_{tmin} \div f_{max})$ chastotalar diapazonidagi abonent kanallari soni, L_x – axborot signali davomiyliigi, k – abonentlar soni.

(12.10) ifodadan ko'rinadiki bitta chastotada bir vaqtda ikki abonent signalidan foydalanishga asoslangan radioaloqa tizimlarining taiab darajasida yuqori ishonchlilikini ta'minlash uchun sakrab o'zgaruvchi chastotalar soni abonentlar sonidan ko'p bo'lishi kerak. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi spektri kengaytirilgan signallardan foydalanilganda aloqa tarmog'idagi abonent

kanallari soni ko'paymaydi. Bunday aloqa tizimlaridan axborotni yashirin uzatish maqsadlarida va maxsus radioxalaqitlar shakllantirilgan holatlarda ham axborot uzatishni ta'minlashda foydalaniladi.

Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signallardan foydalanishga asoslangan radioaloqa tizimlari tor chastotalar polosasida joylashgan xalaqitlar va radioto'lqinlar ko'p nurli tarqalishi natijasida yuz beradigan signal sathining qabullash nuqtasida tasodifiy shaklda so'nish holatlarida axborot signalini yuqori ishonchlilik bilan qabullashni ta'minlaydi.

Yuqorida keltirilgan additiv va multiplikativ xalaqitlar ta'sirida tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signalning bir yoki bir necha chastotasining noto'g'ri qabullanishi tashuvchisi chastotasi sekin o'zgarganda bir bit signalning faqat kichik bir qismigina noto'g'ri qabul qilinadi, agar tashuvchi chastotasi sekin o'zgarsa, u holda bir necha bit signal noto'g'ri qabullanadi. Har qanday bu tur noto'g'ri qabullashlar qabul qilinayotgan axborot signalini ishonchli qabullanishiga uncha katta ta'xsir qilmaydi. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signallarning radioto'lqinlar ko'p nurli tarqalishi natijasida yuz beradigan holat ham yuqoridagiga o'xshash natijaga olib keladi. Tashuvchi chastotasi tez sakrab o'zgarsa axborot signalining davomi kelguncha boshqa chastotaga sakrab o'zgaradi. Ma'lumki radioto'lqinlarning ko'p nurli tarqalishi natijasida yuz beradigan so'nishlar sathi bir-biridan ma'lum qiymatga farq qiluvchi chastotalarda turlicha bo'ladi.

Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi signallardan kichik hududda joylashgan kompyuterlar lokal tarmoqlarida keng foydalaniladi. chunki bunday tarmoqlarda abonentlar soni cheklangan va olmashadigan axborot signali real vaqtda uzatilmaydi.

Abonentlar soni ko'p bo'lmagan radiokanallarda bir yoki bir necha abonentlarning chastotalari ma'lum bir vaqt oralig'ida bir-biriga teng bo'lib qolish ehtimolligi kichik bo'ladi. axborot signalini ishonchli uzatish ehtimolligi katta bo'ladi. Agar axborot signali real vaqtda uzatilmayotgan bo'lsa axborot signalining xato qabul qilingan qismini teskari aloqa kanali orqali so'rov natijasida takroran qabul qilish mumkin. Sanoat korxonalari hududida sanoat additiv xalaqitlari va radioto'lqinlarning ko'p nurli tarqalishi natijasida hosil bo'ladigan multiplikativ xalaqitlar mavjud bo'lganda axborot signallarini talab darajasidagi xalaqitbardoshlik bilan ta'minlash muhim hisoblanadi.

12.6. Ko'p o'lchamli signallarning umumiy ko'rsatkichlari (xarakteristikalari)

Bircha tor polosali amplitudasi, chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallarni bir o'lchamli signallar deb hisoblash mumkin. Bunda bir o'lchamli deganda modulyatsiyalangan signal yagona tashuvchisi atrofida axborot signali spektri joylashgan signalni tushunamiz. Bunday signal spektri axborot signali spektri o'tgan filtr (shakllantiruvchi filtr)ning amplituda-chastota xarakteristikasi

shakliga va modulyatsiya turiga bog'liq bo'lib, modulyatsiyalangan signal spektri tarkibida tashuvchi chastotali spektr tashkil etuvchisining bo'lishi yoki bo'lmashligi uni qabullash qurilmasida demodulyatsiyasini belgilaydi.

Shu bilan birga spektri sezilarli darajada kengaytirilgan shovqinsimon ko'rinish (xarakter)ga ega bo'lgan signallar ham mavjud. Bunday signallar tahlil qilinganda odatda, signal tashuvchi chastotasi emas, uning spektridagi markaziy chastota nazarda tutiladi. Umuman olganda yuqori chastotali tashuvchi yuqori tezlikdagi raqamli signal bilan modulyatsiyalanishi natijasida shakllantirilgan signalning asosiy quvvati joylashgan spektri modulyatsiya turiga deyarli bog'liq bo'lmaydi va deyarli bir tekis – shovqinsimon ko'rinishga ega bo'ladi. Modulyatsiyalangan signal spektri quvvatining chastotalar polosasida aniq bir ko'rinishda taqsimlanishi tashuvchi chastotaning signal spektri tarkibida borligi yoki yo'qligi uni qabullashdagi demodulyatsiya turini belgilaydi.

Yuqorida eslatib o'tilgan ikki guruh signallarni tor polosali va spektri kengaytirilgan signallarni ikki chegaraviy ko'rinishdagi signallar deb qarash mumkin:

1. Tor polosali spektri asosan tashuvchi chastota atrofida bo'lgan, quvvat spektri zichligi nisbatan tor polosada joylashganligi bilan xarakterlanadi;

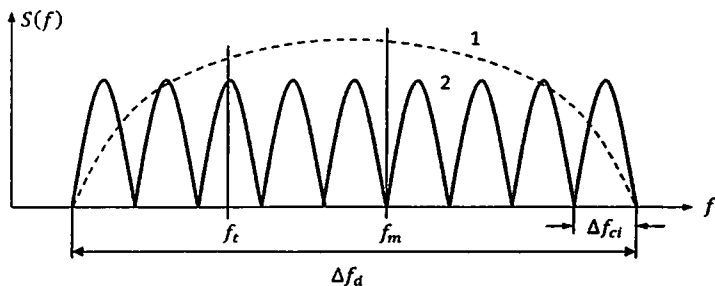
2. Spektri juda keng polosada joylashgan signal, bunday signal xuddi shovqin signalidek quvvat zichligi egallagan chastotalar polosasida deyarli bir sathli taqsimlanganligi bilan xarakterlanadi.

Yuqorida keltirilgan spektri tor polosada joylashgan va spektri juda keng polosada joylashgan signallardan farqliroq, spektri kengligi "o'rtacha" bo'lgan ko'p o'lchamli modulyatsiyalangan signallar ham mavjud. Ko'p o'lchamli signallarni shakllantirishning asosini birlamchi raqamli, simvollarining uzatish tezligi R_s bo'lgan axborot signalini N ta parallel uzatish tezligi R_s/N bo'lgan, ushbu kichik tezlikli raqamli signal bilan N ta bir-biriga yaqin joylashgan tashuvchi chastotalarni modulyatsiyalashni amalga oshirish belgilaydi. Natijada umumiy simvollarini uzatish tezligi R_s ni saqlab qolgan holda ko'p o'lchamli raqamli kichik tezlikli signalning impulslari davomiyligi N marta kattalashadi, bu esa so'nishlar bo'lgan radiokanallar orqali signallarni ishonchli qabullashni amalga oshirishga imkoniyat beradi.

Ko'p o'lchamli signallarning umumiy xarakteristikalarini ko'rib chiqamiz. Birlamchi raqamli axborot signallari davomiyligini T_s , simvollarini uzatish tezligini $R_s = 1/T_s$ va spektri kengligini $\Delta F_s = 2/T_s$ tovush chastotalari diapazonida joylashgan deb qabul qilamiz. U holda bu axborot signalini uzatishda chiziqli tor polosali (amplituda yoki faza) modulyatsiyasidan foydalanilganda modulyatsiyalovchi signal spektri o'zgarishsiz yuqori chastota diapazoniga suriladi. Natijada modulyatsiyalangan bir o'lchamli signalning spektri tashuvchi chastotasiga nisbatan simmetrik ravishda ($f_c \pm \Delta F$) chastotalar polosasida bo'ladi (12.8-rasm, uzlukli chiziq).

Birlamchi raqamli axborot signalini N ta impulslari davomiyligi NT_s , simvollarining uzatish tezligi $R_s = 1/NT_s$ va spektri egallagan chastotalar polosasida

$\Delta F_s = 2/NT_s$ bo'lgan xususiy raqamli axborot signallariga ajratamiz. Hamma kanallar orqali uzatiladigan birlamchi simvollarining natijaviy uzatish tezligi o'zgarmas, ya'ni birlamchi raqamli signal simvollarini uzatish tezligiga teng bo'ladi, chunki $R_s = N \cdot 1/NT_s = 1/T_s$.



12.8-rasm. Modulyatsiyalangan signallarning spektrlari: 1 – bir o'lchamli signal; 2 – ko'p o'lchamli signal

Aloqa tizimi uchun ajratilgan umumiy chastotalar diapazoni Δf_d , chastotalar polosasi kengligi Δf_{si} bir xil bo'lgan N ta bo'laklarga bo'linadi va har bir chastotalar polosasi uchun Δf_{ti} lar xususiy tashuvchilar generatorida shakllantiriladi. Har bir N ta spektri kengligi $\Delta F_s = 2/NT_s$ bo'lgan xususiy raqamli signallar mos ravishda Δf_{ti} xususiy tashuvchilarni ma'lum bir tor polosali modulyatsiya (amplituda yoki chastota)ni amalga oshiradi. Natijada umumiy chastotalar diapazoni N ta bo'laklarida N ta xususiy tashuvchilar atrofida spektri Δf_{si} simmetrik joylashgan signallar shakllanadi. Hamma xususiy spektrlarning to'plami ko'p o'lchamli modulyatsiyalangan spektrini tashkil qiladi (12.8-rasm, uzluksiz chiziq).

Ko'p o'lchamli modulyatsiyalangan signalning spektri kengligi bir o'lchamli – tor polosali modulyatsiyalangan signallar spektri Δf_{si} lar yig'indisiga teng, ya'ni $\Delta f_{ko'} = \sum_{i=1}^N \Delta f_{si}$ bo'ladi (12.8-rasm). Chunki ko'p o'lchamli signalning simvollarini uzatilish tezligi uni tashkil qiluvchi xususiy tor polosali kanallar orqali axborot signali simvollarini uzatish tezligiga teng $R_s = \sum_{i=1}^N R_{si}$.

Shunday qilib, bir o'lchamli – Δf_{si} tor polosali modulyatsiyalangan signallarni ko'p o'lchamli modulyatsiyali signal bilan almashtirish ushbu ajratilgan chastotalar diapazonidan foydalanilganda simvollarini uzatish tezligini va chastotalar diapazonidan foydalanish samaradorligini oshirmaydi.

Faqatgina xususiy kanal raqamli axborot signali simvollarining davomiyligi T_{si} , birlamchi raqamli axborot signali davomiyligidan N marta katta bo'ladi. Ma'lumki qabul qilinayotgan signal simvolining davomiyligining kattalashishi uni ishonchli qabullash ehtimolligini oshiradi. Signal davomiyligining kattalashishi uning energiyasining oshishiga olib keladi, buning natijasida qabullash qurilmasi

kirishida signal-shovqin nisbati kattalashadi. bu esa qabul qilingan axborotning ishonchliligi (aslga mosligi)ni oshiradi.

Axborot signali simvollari davomiyligini kattalashtirishning yana bir afzallik tomoni, bu shahar sharoitida radioto'lqinlar ko'p nurli tarqalishi natijasida hosil bo'ladigan so'nishlarning axborot signali simvollarini to'g'ri qabul qilishga salbiy ta'sirini kamaytiradi.

Axborot signalining shu ondagi impulsni va uning kechikkan nusxasini bir vaqtda qabullash qurilmasiga ta'siri signal simvollari orasidagi bog'liq buzilishlar kattaligi shu onda qabul qilingan signalga uning nusxasi kechikishi vaqtiga bog'liq. Raqamli signal simvolining davomiyligi uning nusxasi kechikish vaqtiga nisbatan qancha katta bo'lsa, ushbu signallar impulslari simvollarini o'zaro qoplash (bir-birini ustiga tushgan qismi) vaqti nisbatan shuncha kichik bo'ladi. signal simvollari bir-birinig ustiga to'liq tushmasligi natijasida buzilishlar, yakuniy impuls old yoki orqa frontining qandaydir τ ga surilish hodisasi yuz beradi.

Ko'p o'lchamli modulyatsiyalangan signallardan foydalanish aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar diapazonidan foydalanish samaradorligini oshiradi. Radioaloqa tizimi uchun amalda ajratiladigan chastotalar polosasi axborot signali simvollarini talab etiladigan tezlik bilan uzatish polosasi va radiokanallarga ajratilgan chastotalar polosasi orasidagi modulyatsiyalangan signal quvvati spektri zichligining qo'shni radiostansiya ishiga ta'sir etmaydigan "himoya" oralig'i uchun ajratiladigan chastotalar polosasi yig'indisiga teng bo'ladi.

Avval keltirganimizdek raqamli axborot signali simvollarini berilgan tezlik bilan uzatish uchun talab qilanadigan minimal chastotalar polosasi tor polosali – bir o'lchamli tor modulyatsiya va polosasi kengligi o'rtaicha bo'lgan – ko'p o'lchamli modulyatsiyalangan signallar uchun bir xil deb ta'kidlangan edi. Ammo tor polosali va ko'p o'lchamli modulyatsiyalangan signallar spektrlarining yon yaproqchalarining so'nish tezligi turlicha. Ko'p o'lchamli signalning N ta xususiy kanalining signal simvollarini uzatish tezligi birlamchi tor polosali signalni uzatish tezligidan N marta kichik. Buning natijasida har bir xususiy tor polosali modulyatsiyalangan kanal spektri yon tomon yaproqchalarining sathi N marta tez kichiklashadi, bu esa xususiy kanallar orasidagi "himoya" chastotasi kengligini kamaytirish va aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar diapazoniga xususiy kanallarni nisbatan zichroq joylashtirish imkoniyatini beradi.

Ko'p o'lchamli modulyatsiyaning eng e'tiborli kamchiligi, bu har bir xususiy radiokanal modulyatsiyalangan signallari spektrini keskin chegaralash kerakligi hisoblanadi. Odatda ko'p o'lchamli signalning spektri zichligi yon tomon yaproqchalari qo'shni xususiy kanallarning asosiy spektr yaproqchalari ustiga tushadi, bu esa axborot signali simvollari orasida o'zaro bog'liqlik – interferensiya hodisasi yuz berishiga sabab bo'ladi. Ko'p o'lchamli signallarni shakllantirishda "taroqsimon" amplituda-chastota xarakteristikali filtrlardan foydalanish radiouzatish qurilmasini murakkablashtiradi va "taroqsimon" filtrning ideal amplituda-chastota xarakteristikasini amalda shakllantirish imkoniyati bo'lmagani uchun modulyatsiyalangan signalning shakli buziladi. Xususiy kanallar tashuvchi

chastotalari oralig'ini kattalashtirish esa yuqoridagi muammoni yechish imkoniyatini bermaydi. chunki bu radioaloqa kanali uchun ajartilgan chastotalar diapazonidan foydalanish samaradorligini kamaytiradi.

Nazorat savollari

- 1. Signalning bazasi deganda nimani tushunasiz?*
- 2. Spektri kengaytirilgan signallar tor spektrli signallarga qaraganda qanday afzalliklarga ega?*
- 3. Spektrni kengaytirish qanday usullar bilan amalga oshiriladi?*
- 4. Spektrni to'g'ridan-to'g'ri kengaytirish qanday amalga oshiriladi?*
- 5. Spektri kengaytirilgan signallar qanday afzalliklarga ega?*
- 6. Spektri kengaytirilgan signallarning asosiy xossalari haqida tushuncha bering.*
- 7. Spektri kengaytirilgan signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi strukturaviy sxemasini chizing va uning qismlari qanday vazifalarni bajarishini tushuntiring.*
- 8. Tashuvchisi tasodifiysimon sakrab o'zgaruvchi keng polosali signallardan qanday maqsadlarda foydalaniladi? uning afzalliklari va kamchiliklari nimalardan iborat?*
- 9. Tashuvchisi chastotasi tasodifiysimon signallardan foydalanishga asoslangan radioaloqa tizimining strukturaviy sxemasini chizing va uning qismlari qanday vazifalarni bajarishi haqida qisqacha tushuncha bering.*
- 10. Keng polosali signallardan qanday radioaloqa tizimlarida foydalaniladi?*

QISQARTMALAR

1. A – antenna
2. ABA – amplituda bo'yicha ajratish
3. ABT – axborotni buzish tizimi
4. ACh – amplituda cheklagich
5. AChOT – axborotni chiqarib olish tizimi
6. AChX – amplituda-chastota xarakteristikasi
7. AD – amplituda detektor
8. AE – aktiv element
9. AFK – amplituda-faza konvensiyasi
10. AG – avtogeneratedor
11. AIM – amplituda impuls modulyatsiyasi
12. AK – aloqa kanali
13. AKF – avtokorrelyatsiya funksiyasi
14. AL – aloqa liniyasi
15. AM – amplituda modulyatsiyasi
16. AMb – axborot manbai
17. AMp – amplituda manipulyatsiyasi
18. AO – axborot oluvchi
19. AOS – apparatura oxirgi stansiyasi
20. ARO' – analog raqam o'zgartirgich
21. AS – analog signal
22. AUT – axborot uzatish tizimi
23. AYD – antenna yo'naltirilganlik diagrammasi
24. BE – boshqaruvchi element
25. BG – boshqaruvchi generator

26. BM – balans modulyator
27. BT – bipolyar tranzistor
28. ChA – chastota almashtirgich
29. ChBA – chastota bo'yicha ajratish
30. ChD – chastota detektor
31. ChE – chiziqli element
32. ChEZ – chiziqli elektr zanjir
33. ChFAS – chastotani fazaviy avtomatik sozlash
34. ChIM – chastota impuls modulyatsiyasi
35. ChK – chastota ko'paytirgich
36. ChM – chastota modulyatsiyasi
37. ChMp – chastota manipulyatsiyasi
38. ChO' – chastota o'zgartirgich
39. ChRE – chiziqli radiotexnik zanjir
40. ChS – chastota sintezatori
41. D – diod
42. D-AMPS – 825-890 MHz chastotalar diapazonidagi mobil aloqa raqamli standarti
43. Det – detektor
44. DK – dekoder
45. Dm – demodulyator
46. DMX – dinamik modulyatsion xarakteristika
47. DS – diskret signal
48. EK – elektron kalit
49. EM – elektr manbai
50. YeSY – Yer sun'iy yo'ldoshi
51. F – filtr

- 52. FChX – faza chastota xarakteristikasi
- 53. FD – faza detektori
- 54. FDA – Fure diskret almashtirishi
- 55. FDKA – Fure diskret kosinus almashtirishi
- 56. FIK – foydali ish koeffisienti
- 57. FIM – faza impuls modulyatsiyasi
- 58. FM – faza modulyatsiyasi
- 59. FMp – faza manipulyatsiyasi
- 60. FTA – Fure to'g'ri almashtirishi
- 61. FTesA – Fure teskari almashtirishi
- 62. FTezA – Fure tezkor almashtirishi
- 63. FX – fluktuasion xalaqit
- 64. G – geterodin. generator
- 65. GSM – Global System for Mobile Communications (Mobil aloqa global tizimi)
- 66. HM – halqasimon modulyator
- 67. IKM – impuls kod modulyatsiyasi
- 68. IM – impuls modulyatsiyasi
- 69. K – koder
- 70. KA – kosmik apparat
- 71. KAB – kuchaytirishni avtomatik boshqarish
- 72. KAM – kvadratura amlituda modulyatsiyasi
- 73. KBA – kod bo'yicha ajratish
- 74. KF – korrelyatsiya funksiyasi
- 75. KIM – kenglik impuls modulyatsiyasi
- 76. KM – ko'chma modulyatsiya
- 77. KPS – keng polosali signali

- 78. KPS – Keng polosali signal
- 79. KPShS – keng polosali shovqinsimon signal
- 80. KQ – kuchaytirish qurilmasi
- 81. KSRAT – ko'chma sotali radioaloqa tizimlari
- 82. KVA – kanallarni vaqt bo'yicha ajratish
- 83. M – modulyator
- 84. MChM – minimal chastota modulyatsiyasi
- 85. MF – moslashgan filtr
- 86. MT – maydon tranzistori
- 87. MTA – musbat teskari aloqa
- 88. NE – nochiziqli element
- 89. NEZ – nochiziqli elektr zanjir
- 90. NFD – nisbiy faza detektori
- 91. NFMp – nisbiy faza manipulyatsiyasi
- 92. NPE – nochiziqli parametrik element
- 93. NPRZ – nochiziqli parametrik radiotexnik zanjir
- 94. NRZ – nochiziqli radiotexnik zanjir
- 95. NTQ – normal taqsimot qonuni
- 96. O'KF – o'zaro korrelyatsiya funksiyasi
- 97. OChF – oraliq chastota filtri
- 98. OChK – oraliq chastota kuchaytirgichi
- 99. OK – operasion kuchaytirgich
- 100. OrS – oraliq stansiya
- 101. OxS – oxirgi stansiya
- 102. PChF – past chastotalar filtri
- 103. PChK – past chastotalar kuchaytirgichi
- 104. PE – parametrik element

- 105. PEZ – parametrik elektr zanjir
- 106. PK – parametrik kuchaytirgich
- 107. PRZ – parametrik radiotexnik zanjir
- 108. PTK – Psevdotasodifiy ketma-ketlik
- 109. QQ – qabullash qurilmasi
- 110. RAK – radioaloqa kanali
- 111. RAO – raqam analog o'zgartirgich
- 112. RBT – radioboshqaruv tizimi
- 113. REH – radioelektron himoya
- 114. REK – radioelektron kurash
- 115. REV – radioelektron vosita
- 116. RF – raqamli filtr
- 117. Rf – radio fider
- 118. RK – radiokanal
- 119. RLS – radiolokasion stansiya
- 120. RLT – radiolokatsiya tizimi
- 121. RNT – radionavigasion tizim
- 122. RQQ – radioqabullash qurilmasi
- 123. RTT – radiotexnik tizim
- 124. RUQ – radiouzatish qurilmasi
- 125. S/X – signal xalaqit nisbati
- 126. SAT – sotali aloqa tizimlari
- 127. SD – sinxron detektor
- 128. ShSS – shovqinsimon signal
- 129. SMX – statik modulyatsion xarakteristika
- 130. SQQ – signal qabullash qurilmasi
- 131. SRIB – signallarga raqamli ishlov berish

- 132. SS – siklik sinxronizatsiya
- 133. SShN – signal shovqin nisbati
- 134. SXN – signal xalaqit nisbati
- 135. SYA – sun'iy yo'ldoshli aloqa
- 136. TG – tayanch generatori
- 137. TK – tebranish konturi
- 138. TS – takt sinxronizatsiyasi
- 139. UDA – Uolsh diskret almashtirishi
- 140. UQ – uzatish qurilmasi
- 141. US – uzluksiz signal
- 142. UVA – uzluksiz veyvlet almashtirishi
- 143. VAX – volt-amper xarakteristikasi
- 144. VBA – vaqt bo'yicha ajratish
- 145. VIM – vaqt impuls modulyatsiyasi
- 146. XM – xabar manbai
- 147. YuChF – yuqori chastotalar filtri
- 148. YuChK – yuqori chastotalar kuchaytirgichi

FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR RO'YXATI

1. **Abduazizov A.A.** Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. – T.: TATU. 2013. 366 b.
2. **Abduazizov A.A., Muxitdinov M.M., Yusupov Ya.T.** Radiotexnik zanjirlar va signallar. Darslik. – T.: “Sams-ASA”. 2013. 480 b.
3. **Abduazizov A.A.** Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. – T.: Fan va texnologiyalar, 2011, 416 b.
4. **Abduazizov A.A., Muxitdinov M.M., Gataulina A.R. va boshq.** Radioelektron vositalar elektromagnit moslashuvi. O'quv qo'llanma. – T.: “FAN”, 2012. 352 b.
5. **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.
6. **Abduazizov A.A., Davronbekov D.A.** Radiouzatish va radioqabul qilish qurilmalari. O'quv qo'llanma. – T.: Fan va texnologiyalar. 2011. 272 b.
7. **Abduazizov A.A.** Radiochastotalar spektrini boshqarish va va elektromagnit moslashuv muammolariga tegishli atamalar. “TATU xabarlari”. №1/2011. – T.: TATU-2011. 49-56 b.
8. **Абдуазизов А.А., Давронбеков Д.А.** Способ повышения энергетической и полосовой эффективности цифровых каналов радиосвязи. “Вестник ТУИТ”, №3/2009. – T.: ТУИТ-2011. 45-48 стр.
9. **Абдуазизов А.А., Назиров Ш.А.** Применение системы Maple в научных исследованиях и в учебном процессе. Узбекский журнал “Проблемы информатики и энергетики”. Ташкент-2002, №5. 10-19 стр.
10. **Абдуазизов А.А.** Переходные процессы в гармоническом частном детекторе. «Радиотехника». Т. 26. Москва-1971. №6. 98-100 стр.
11. **Абдуазизов А.А.** Нелинейные искажения в гармоническом ЧД в динамическом режиме. «Радиотехника». Т. 27. Москва-1972. №1. 75-76 стр.

12. Абдуазизов А.А. Анализ принципа работы гармонического частотного детектора на основе теории корреляции. «Радиотехника», Т. 27. Москва-1972. №4. 95-96 стр.
13. Абдуазизов А.А., Мендельсон М.А. Оптимальное формирование энергетического спектра сигнала в каналах с нелинейной амплитудной характеристикой. Труды учебных институтов связи «Теория передачи информации по каналам связи». Ленинград-1981. 27-31 стр.
14. Абдуазизов А.А., Соатов Х.С. Оценка искажений ОМ сигнала в передатчиках с раздельным усилением составляющих. Электронные устройства систем связи. Сборник научных трудов учебных институтов связи. Ленинград-1988. 64-68 стр.
15. Бадалов А.Л., Михайлов А.С. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС. Справочник – М.: Радио и связь, 1993.
16. Банкет В.М., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 1988.
17. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 2000.
18. Белов Л.А., Богачев В.М. и др. Устройства генерирования и формирования сигналов. Под ред. Г.М. Уткина. – М.: Радио и связь, 2004.
19. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. – М.: Физматлит, 2003.
20. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. В 3-х томах. Пер с англ. Под ред. В.И. Тихонова. – М.: Сов. Радио, 1972.
21. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985.
22. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. – М.: Эко-трендз, 2005.

23. Галкин В.А. Цифровая мобильная связь. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007.
24. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Горячая линия-Телеком, 2002.
25. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1994.
26. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. – М.: Эко-трендз, 2005.
27. Гришкин Ю.П., Ипатов Л.П. и др. Радиотехнические системы. Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990.
28. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005.
29. Душин В.К. Теоретические основы информационных процессов и систем. Учебник. 3-ое изд. – М.: Издательско-торговая корпорация «Дашков и К», 2009.
30. Егоров Е.И., Калашников Н.И., Михайлов А.С. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи. — М.: Радио и связь, 1986.
31. Журавлёв В.И., Трусевич Н.П. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений. – М.: МТУСИ, 2009.
32. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М.: Связь, 1972.
33. Зюко А.Г., Фалько А.И. и др. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. – М.: Радио и связь, 1985.
34. 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.
35. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986.

36. Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н. Теоретические основы радиотехники. Учебное пособие. Под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Высшая школа, 2002.
37. Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов. – М.: Сов. Радио, 1979.
38. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. И.Б. Федорова. – М.: Из-во МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2004.
39. Каганов В.И. «Радиотехника+компьютер+MathCAD». – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
40. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005.
41. Калашников Н.И., Крупицкий Э.И. и др. Системы радиосвязи. Под ред. Н.И. Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988.
42. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчёт помехоустойчивости передачи дискретных сообщений. Справочник. М. Радио и связь, 1981.
43. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М. – Л.Госэнергоиздат, 1956.
44. Котоусов А.С. Теория информации. – М.: Радио и связь, 2003.
45. Котоусов А.С. Теоретические основы радиосистем радиосвязь, радиолокация, радионавигация. – М.: Радио и связь, 2002.
46. Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. Основы теории / А.И. Куприянов, Л.Н. Шустов. – М.: Вузовская книга, 2011.
47. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники в 3-х томах. М.: Сов. Радио, 1974-1976.
48. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. – М.: Высшая школа, 1992.
49. Литвинская О.С. Основы теории передачи информации. – М.: Кнорус, 2010.

50. **Маковеева М.М., Шпинаков Ю.С.** Системы связи с подвижными объектами. – М.: Радио и связь, 2002.
51. **Морелое-Сарабоса. Р.** Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005.
52. **Немировский М.С.** Цифровая передача информации и радиосвязь, – М.: Связь, 1980.
53. **Окунев Ю.Б.** Теория фазоразностной модуляции. – М.: Связь, 1979.
54. **Онищук А.Г., Забеньков Н.Н. и др.** Радиоприемные устройства. – Минск, ООО «Новые знание». 2006.
55. **Побережский Е.С.** Цифровые радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1987.
56. **Пенин П.И., Филлипов Л.И.** Радиотехнические системы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1984.
57. **Першин В.Т.** Основы радиоэлектроники и схематехники. – М.: Ростов на Дону, Феникс, 2006.
58. **Питерсон У., Уелдон Э.** Коды, исправляющие ошибки. Пер с англ. / Под ред. Р.Д. Добрушина и С.И. Самойленко. – М.: Мир, 1976.
59. **Петров А.И.** Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003.
60. **Прокс Дж.** Цифровая связь.– М: Радио и связь. 2000.
61. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. –М: Радио и связь, 2005.
62. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. –М: Радио и связь, 1990.
63. Радиопередающие устройства. Под ред. В.В. Шахгильдяна. 3-ое издание. – М.: Радио и связь, 2003.
64. Радиоприемные устройства / Под ред. проф. Н.Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 2008.

65. Радиопередающие устройства / Под ред. проф. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2006.
66. Радиоприемные устройства. Под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1985.
67. Рихтер С.Г. Цифровое радиовещание. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004.
68. Романюк В.А. Основы радиосвязи. – М.: ЮРАЙТ, 2011.
69. Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дропов А.Е. и др. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. – М.: АСТ, 2006.
70. Сердюков П.Н., Бельчиков А.В. и др. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. – М.: Из-во АСТ, 2005.
71. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002.
72. Системы мобильной связи. Под ред. В.П. Липатова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003.
73. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. – М.: Радио и связь, 1992.
74. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М: Вилямс, 2003.
75. Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. – М.: Сов. Радио, 1973.
76. Талем Ю.А., Садовский В.Б. Спектральные методы оценки качества передачи цифровых сигналов. – М.: Радио и связь, 1994.
77. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE. Технология и архитектура. – М.: Эко-трендз, 2010.
78. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982.
79. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983.
80. Тяжев А.Н. Выходные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов. – С. Самарский университет, 1992.

81. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского. М.: Эко-трендз, 2006.
82. Урядников Ю.Ф., Аджемов С.С. Сверхширокополосная связь. Теория и применения. – М.: Солон-Пресс, 2005.
83. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. –М: Радион связь, 2000.
84. Харкевич А.А. Основы радиотехники. – М.: Физматгиз, 2007.
85. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Наука, 1964.
86. Цифровые радиоприемные системы. Под ред. М.И. Жодзинского. – М.: Радио и связь, 1989.
87. Шахгильдяя В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972.
88. Шахгильдяя В.В., Лохвицкий М.С. Методы адаптивного приема сигналов. – М.: Из-во Связь, 1974.
89. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / Пер. с англ. Под ред. Р.П. Добрушина и О.Б. Лупанова. – М.: ИЛ, 1963.
90. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В. И. Владимиров, А. Л. Докторов, Ф. В. Елизаров и др.; Под ред. Н. М. Царькова. — М: Радио и связь, 1985.
91. Kwang-Cheng Chen, Roberto B.de Marca. Mobil WiMAX. A wiley-IEEE press publication. 2008, 400 p.
92. Vern Fotheringham, Chetan Sharma. Wireless Broadband Technology. Conflict and Convergence. A wiley-IEEE press publication. 2008, 300 p.
93. Gonzalo Camarillo, Minguel-Angel Garcia-Martin. The 3G IP Multimedia Subsystem (IMS). 2008. 512 p.
94. Tzi-Dar Chiueh, Pei-Yun Tsay. OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications. 2008, 352 p.

95. Louis J. Ippolito. Satellite Communications Systems Engineering. Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance. 2008, 440 p.
96. John G. Proakis. Wiley Encyclopedia of Telecommunications. Five-volume set. 2003, 3074 p.
97. Hideaki Takagi, Bernhard H. Walke. Spectrum Requirement Planning in Wireless Communications. Model and Methodology for IMT-Advanced. 2008, 266 p.
98. Gerard Barue. Microwave Engineering. Land&Space Radiocommunications. 2008, 464 p.
99. Sivannarayana Nagireddi. VoIP Voice and Fax Signal Processing. 2008, 548 p.
100. Mohammad S. Obaidat, Hsiao-Hwa Chen. International Journal of Communication Systems. www.interscience.wiley.com/journal/communicationssystemssystems
101. Barry G. Evans. International Journal of Satellite Communications and Networking. www.interscience.wiley.com/journal/satellitetelecommunications
102. Achille Pattavina. European Transactions on Telecommunications. www.interscience.wiley.com/journal/ETT
103. Tapan K. Sarkar, Magdalena Salazar-Pakma, Eris L. Mokole. Physics of Multiantenna Systems and Droadband Processing. 2008, 584 p.
104. Michel Mandjes. Large Deviations for Gaussian Queues. 2007, 336 p.
105. Kai Chang. Encyclopedia of RF and Microwave Engineering . Six-volume set. 2005, 5832 p.
106. D. Sundararajan. A Practical Approach to Signals and Systems. 2008, 400 p.

MUNDARIJA

KIRISH.....	3
1. RADIOTEXNIK TIZIMLAR HAQIDA UMUMIY TUSHUNCHALAR	5
1.1. Radiotexnik tizimlarning hozirgi zamon jamiyatida tutgan o`rni	5
1.2. Radiotexnik tizimlarning turlarga bo`linishi	6
1.2.1. Radiotexnik tizimlarni ularning vazifasiga qarab ajratish	6
1.2.2. Radiotexnik tizimlarni uzatiladigan xabar turiga qarab ajratish	9
1.2.3. Radiotexnik tizimlarni foydalaniladigan chastotalar asosida turlarga ajratish	10
1.2.4. Radiotexnik tizimlarni uni radiosignalining modulyatsiyalanadigan parametriga qarab turlarga ajratish	12
1.3. Radiotexnik tizimlarning taktika-texnik xarakteristikalari	13
1.4. Radiotexnik tizimlarda energetik munosabatlar	16
<i>Nazorat savollari</i>	21
2. RADIOTEXNIK TIZIMLARDA SIGNALLAR VA XALAQITLAR	22
2.1. Axborot, xabar va signallar.....	22
2.2. Davriy signal quvvatining uning spektrida taqsimlanishi.....	25
2.3. Nodavriy signallar	26
2.4. Fure almashtirishning xossalari	30
2.4.1. Signalni vaqt bo`yicha surish.....	30
2.4.2. Vaqt masshtabini o`zgartirish	31
2.4.3. Signal spektrini surish	32
2.4.4. Signallarni differensiallash va integrallash	32
2.4.5. Signallarni qo`shish.....	33
2.4.6. Ikki signalning ko`paytmasi.....	33
2.5. Nodavriy signallarning spektrlari	34
2.5.1. Yakka sakrash ko`rinishidagi signal	34
2.5.2. To`rtburchak shaklidagi impuls	35
2.5.3. Yuzasi birga teng bo`lgan cheksiz qisqa impuls (delta funksiya).....	38
2.5.4. Uchburchak ko`rinishidagi impuls signal.....	39
2.6. Signal va xalaqitlarning matematik modellari.....	41
2.7. Gauss tasodifiy jarayoni	46
2.8. Tasodifiy jarayon quvvati spektri zichligi.....	48

2.9. Tasodifiy jarayon spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasidagi bog'liqlik. Oq shovqin	49
<i>Nazorat savollari</i>	51
3. UZLUKSIZ SIGNALLARNI DISKRETIZATSIYALASH VA KVANTLASH	53
3.1. Asosiy tushunchalar va ta'riflar	53
3.2. Signallarni diskretizatsiyalash usullari.....	55
3.2.1. Oniy qiymatlarning vaqt bo'yicha takrorlanishi.....	55
3.2.2. Diskretizatsiyalash aniqligini baholash mezonlari	56
3.2.3. Bazaviy (asos) funksiyalar.....	57
3.2.4. Diskretizatsiyalangan signal oniy qiymatlarini uzluksiz signal qiymatlariga yaqinlashtirish	58
3.3. Uzluksiz signallarni bir xil oraliqlarda diskretizatsiyalash. Kotelnikov teoremasi.....	59
3.4. Adaptiv diskretizatsiyalash	64
3.5. Kvantlash	66
<i>Nazorat savollari</i>	69
4. RADIOTO'LQINLARNING TARQALISHI	70
4.1. To'lqin uzunligi va chastota	70
4.2. Radiochastotalar spektri	70
4.3. Izotrop nurlatkich	72
4.4. Radioto'lqinlarning shakllanishi	72
4.5. Radioto'lqinlarning tarqalishi va xossalari	76
4.5.1. Fizikaviy xossasi	76
4.5.2. Radioto'lqinlarning tarqalish turlari.....	82
4.5.3. Radioto'lqinlar tarqalishining boshqa turlari.....	87
<i>Nazorat savollari</i>	91
5. ANTENNALARNING TURLARI VA XARAKTERISTIKALARI	92
5.1. Antennalarning xarakteristikalari	92
5.1.1. Antenna ishchi chastotalari polosasi kengligi	92
5.1.2. Antenna yo'naltirilganlik diagrammasi kengligi.....	92
5.1.3. Antennaning asosiy tomonga yo'naltirilganlik va uzatish koeffisienti	93
5.1.4. Antennaning effektiv balandligi (uzunligi)	93

5.1.5. Effektiv (samarali) nurlatilyotgan quvvat.....	93
5.1.6. Nurlatish qarshiligi va samaradorligi	94
5.1.7. To‘g‘ri va teskari yo‘nalishdagi nurlatishlar nisbati.....	94
5.1.8. Antenna impedansi	94
5.1.9. Antenna qutblanishi.....	94
5.1.10. Antennaning yo‘naltirilganlik diagrammasi.....	95
5.1.11. Kuchlanish bo‘yicha turg‘un to‘lqin koeffisienti	95
5.2. Antennalarning turlari	96
5.2.1. Dipol antenna	96
5.2.2. Chorak to‘lqinli vertikal nurlatkich.....	97
5.2.3. Uzun, o‘rta va qisqa to‘lqin antennalari	98
5.2.4. Yo‘naltirilgan panjarasimon antennalar	99
5.3. Juda yuqori chastota va ultra yuqori chastotalar diapazoni antennalari	102
5.3.1. Mobil aloqa tizimlari bazaviy stansiyalari antennalari	102
5.4. Mikroto‘lqin antennalari.....	107
5.4.1. Yon tomonga yo‘naltirilganlik diagrammasi bir xil bo‘lgan vertikal o‘rnatilgan spiralsimon (doirasimon) antenna.....	107
5.4.2. O‘qi bo‘yicha nurlatuchi spiralsimon antenna.....	108
5.4.3. Kichik ramkasimon antennalar	109
5.5. Ramkasimon antennalar	109
5.5.1. Kichik ramkasimon antennalarning tavsiflari.....	109
5.5.2. Kichik ramkalarining geometriyasi.....	110
5.5.3. Kichik ramkasimon antennaning yo‘naltirilganlik diagrammalari.....	111
5.5.4. Ramka tomonidan hosil qilinadigan kuchlanish.....	112
5.5.5. Ramkasimon antennaning samarali balandligi	113
5.5.6. Antenna ramkasi induktivligi.....	113
<i>Nazorat savollari.....</i>	114
6. RADIOTO‘LQINLARNI UZATISH VA QABULLASH LINIYALARI	115
6.1. Umumiy tushunchalar	115
6.2. To‘lqin qarshiliklarini moslashtirish	115
6.3. Radiochastotalar diapazoni to‘lqin uzatish liniyalari.....	116
6.3.1. Radioto‘lqinlarni uzatish liniyalarining xarakteristik qarshiliklari	117
6.3.2. Radiochastota kabellaridagi yo‘qotishlar	118

6.3.3. Kuchlanish bo'yicha turg'un to'liqin koeffisienti	119
6.3.4. Uzatish liniyalari filtrlari. Chorak to'liqinli moslashtiruvchi transformatorlar va moslashtiruvchi elektr zanjirlar	120
6.4. To'liqin uzatkichlar	122
6.5. Radioto'liqlarni uzatish liniyalarining boshqa xossalari	124
6.5.1. Radioto'liqin uzatish liniyalarida shovqinlar	124
6.5.2. Radioto'liqin uzatish liniyasining xususiy shovqini	125
6.5.3. Koaksial kabellarning turlari	125
6.5.4. Koaksial kabellarning sig'implari	127
6.5.5. Koaksial kabelning kritik (eng yuqori foydalanish) chastotasi	127
<i>Nazorat savollari</i>	128
7. AXBOROT NAZARIYASI HAQIDA ASOSIY TUSHUNCHALAR VA TA'RIFLAR	129
7.1. Axborot miqdori o'lchovi	129
7.2. Diskret xabar manbai entropiyasi	132
7.3. Manba xabarlarlari orasidagi ortiqchaliklar (xabar manbai ortiqchaligi)	134
7.4. Xabar manbalarining statistik xossalari	136
7.5. Axborot uzatish tezligi. Xalaqitsiz aloqa kanalining axborot o'tkazish qobiliyati	137
7.6. Xabarlarini statistik optimal kodlash	139
7.7. Xalaqitli diskret aloqa kanallarining axborot uzatish tezligi va axborot o'tkazish imkoniyati	142
7.8. Xalaqitli diskret aloqa kanali uchun Shannon teoremasi	146
7.9. Uzluksiz signallarning entropiyalari	149
7.10. Uzluksiz aloqa kanalining signal uzatish tezligi va signal o'tkazish imkoniyati	151
7.11. Axborot uzatish tizimlarining samaradorligi	155
<i>Nazorat savollari</i>	158
8. RADIOTEXNIK TIZIMLARDA XALAQITBARDOSH KODLASH	159
8.1. Xalaqitbardosh kodlarni klassifikatsiyalash	159
8.2. Xalaqitbardosh kodlash asoslari	163
8.3. Tizimli kodlar	169
8.4. Birlik simvollarini soni juft bo'lgan kod. Invers (teskari) kod	170

8.5. Xemming kodlari.....	172
8.6. Siklik kodlar.....	175
8.7. O'zgarmas vaznli kodlar.....	177
8.8. Uzlüksiz kodlar	178
8.9. Kodlash nazariyasini asosi ikkidan farqlanuvchi kodlarni tahlil etish uchun umumlashtirish.....	179
8.10. Iterativ va kaskadli kodlar	180
8.11. Adaptiv korreksiyalovchi kodlar.....	182
<i>Nazorat savollari</i>	183
9. AXBOROT KANALLARINING MATEMATIK MODELLARI VA ULARDAGI SIGNAL VA XALAQIT SHAKLI BUZILISHLARI	185
9.1. Axborot uzatish kanallari haqida umumiy tushunchalar	185
9.2. Uzlüksiz radiokanallar.....	187
9.3. Diskret kanallarni tahlil qilish.....	192
9.4. Radiokanal orqali signallarning o'tishidagi buzilishlar	199
9.5. Ko'p nurlı signalni radiokanal orqali o'tishida buzilishlar	201
<i>Nazorat savollari</i>	208
10. RADIOTEXNIK TIZIMLAR SIGNALLARINI QABULLASH VA ISHLOV BERISH USULLARI.....	210
10.1. Umumiy tushunchalar	210
10.2. Signallarga ishlov berish usullari.....	214
10.2.1. Sinxron to'plash usuli.....	214
10.2.2. Integrallash usuli	216
10.3. Kogerent va nokogerent qabullash usuli	218
10.4. Signallarni korrelyatsiya va avtokorrelyatsiya usulida qabullash	222
10.5. Signallarni moslashgan filtrlardan foydalanib qabullash.....	223
10.5.1. Yakka videoimpulsni optimal filtrlash	228
10.5.2. Radioimpulsni optimal filtrlash	229
10.5.3. Uzlüksiz signallarni optimal filtrlash	231
<i>Nazorat savollari</i>	235
11. RADIOTEXNIK TIZIMLARNI XALAQITLARDAN HIMOYALASH	236
11.1. Radioqabullash qurilmalariga ta'sir etuvchi xalaqitlar va ulardan himoyalash usullari	236

11.2. Radioqabullash qurilmalarini xalaqitlar ta'siridan himoyalash	240
11.3. Maxsus shakllantirilgan turli xalaqitlarni bartaraf qilish usullari	245
11.4. Radiolokatsiya stansiyalarini xalaqitlardan himoyalash.....	248
11.5. Axborot uzatish tizimlarining xalaqitbardoshligi va xalaqitlardan himoyalanganligi.....	250
<i>Nazorat savollari</i>	253
12. RADIOALOQA TIZIMLARIDA KENG POLOSALI SIGNALLAR	255
12.1. Tor polosali modulyatsiya turlarining kamchiliklari va bu kamchiliklarni bartaraf etish usullari.....	255
12.2. Axborotlarni keng polosali signallardan foydalanib uzatish usullari	257
12.3. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan (DSSS) signallar	258
12.3.1. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan (DSSS) signallarni shakllantirish	258
12.3.2. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan signalning asosiy xossalari	259
12.3.3. Spektri to'g'ridan-to'g'ri kengaytirilgan signallardan foydalanishga asoslangan aloqa tizimi	263
12.4. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi keng polosali signallar	266
12.5. Tashuvchisi chastotasi sakrab o'zgaruvchi aloqa tizimining radiouzatish va radioqabullash qurilmalari strukturaviy sxemalari.....	268
12.6. Ko'p o'lchamli signallarning umumiy ko'rsatkichlari (xarakteristikalari) .	271
<i>Nazorat savollari</i>	275
QISQARTMALAR.....	276
FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR RO'YXATI.....	282

Abduazizov Amandjan Abdumadjidovich
Yusupov Yarashbek Toxirbayevich

RADIOTEKNIK

TIZIMLAR

O'quv qo'llanma

1-QISM

Mas'ul muharrir A.ABDUAZIZOV
Badiiy muharrir O.MUXTOROV
Texnik muharrir S.ABDUVALIEV
Musahhah D.AKRAMOV

Bosishga ruxsat etildi 22.01.2015. Bichimi 60x84 ¹/₁₆
«Times New Roman» garniturasida. Ofset bosma usulda bosildi.
Nashr b. t. 18,5. Nusxasi: 100.

“O'quv-ta'lim metodika” DUK bosmaxonasida chop etildi.
Furqat ko'chasi, 174-uy.
Tel: (+998 71) 245-06-98