

**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

AMANDJAN ABDUAZIZOV

ELEKTR ALOQA NAZARIYASI

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

Toshkent 2013

Ushbu darslikda axborot, xabar va signal; chiziqli, nochiziqli, parametrik va nochiziqli parametrik radiotexnik zanjirlarni tahlil etish usullari va ularga asoslangan elektr aloqa asosiy qurilmalari; modulyatsiya va detektorlash; avtogeneratrlar; signallar va xalaqitlarni elementar tashkil etuvchilarga yoyish va qayta tiklash; signallarga ishlov berish; xalaqitbardoshlik nazariyasi asoslari; raqamli signallar; ko'p kanalli elektr aloqa asoslari; axborotlarni kodlash va uzatish usullari; elektr aloqa tizimlarining samaradorligi va mutanosibligi; axborotlarni kriptohimoyalash asoslari yetarli darajada yoritilgan.

Darslikdan oliy o'quv yurtlarining "Televidenie, radioaloqa va radioeshittirish", "Telekommunikatsiya", "Kasb ta'limi (Telekommunikatsiya)" ta'lim yo'nalishlari talabalari, shuningdek radiotexnika nazariy asoslari, radiotexnik zanjirlar va signallar, radioelektronika asoslari fanlarini o'rganishda ta'lim yo'nalishlari va mutaxassisliklari talabalari ham foydalanishlari mumkin.

Taqrizchilar: **Nazarov A.M.** – Toshkent davlat texnika universiteti,
"EAKTRT" kafedrasini mudiri, dotsent;

Abduqodirov A.X. – "Bitel Servis" MChJ direktori, t.f.n.;

Soatov X.S. – O'zbekiston aloqa va axborotlashtirish agentligi
Hududiy boshqarma boshlig'i, t.f.n., dotsent;

Yunusov J.Yu. – Toshkent axborot texnologiyalari universiteti,
"MUT va T" kafedrasini dotsenti, t.f.n.;

Raximov T.G. – Toshkent axborot texnologiyalari universiteti,
"TV va RE" kafedrasini mudiri, t.f.n., dotsent.

**Otarn Abdumajid Abduaziz o'g'li Samarqandiy
va onam Xikoyat aya Mirjalol Maxsum qizi
xotiralariga bag'ishlayman**

KIRISH

Hozirgi davrda inson va jamiyat hayotida axborotlar katta o'rin egallaydi. Aloqa tizimi yordamida alohida mamlakatlar, qitalar va kosmosdagi stansiyalar orqali axborot almashinadi. Ohirgi yillarda simli va optik aloqa tizimlari bilan bir qatorda radioaloqa tizimlari ham keng rivojlanmoqda. Ananaviy radiorele va sun'iy yo'ldosh aloqa tizimlari bilan bir qatorda raqamli mobil aloqa va keng polosali radioaloqa keng tarqalmokda, raqamli radioeshittirish va televidenie jadallik bilan analog radioeshittirish va televidenie o'mini egallamokda.

Zamonaviy elektraloqa qurilmalari va tizimlarini yaratishda nafaqat zamonaviy radioelektronika imkoniyatlari, shu bilan birga signallar uzatish nazariyasi erishgan yutuqlaridan ham keng foydalanilmoqda, bunda nafaqat uzatilayotgan axborotlar hajmining oshishiga, balki qabul qilingan signalning sifat ko'rsatgichlariga alohida e'tibor berilmoqda.

Elektr aloqa nazariyasi signallarga ularning determinant funksiyalar orqali ifodalanuvchi nisbatan sodda matematik modellari bilan bir qatorda, signal va xalaqitlarga tasodifiy jarayon nuqtai nazaridan qaraladigan matematik modellardan ham foydalanadi. Signal va xalaqitlarning tasodifiy jarayon shaklidagi matematik modellari signal qabullash qurilmalarining optimal strukturaviy sxemalari algoritmlarini yaratishda, signalni turli usullarda qabul qilishning potensial xalaqitbardoshligini aniqlashda, signallarni qayta tiklash bilan birga, turli aloqa tizimlarining axborot uzatish qobiliyatini aniqlash imkoniyatini beradi.

Xulosa qilib aytganda elektr aloqa nazariyasi (EAN) zamonaviy aloqa qurilmalari va tizimlarining rivojlanish yo'nalishlarini ham ko'rsatib beradi.

Hozirda elektraloqa nazariyasining tezkorlik bilan rivojlanishida V.A. Kotelnikov (1933÷1946y), Klod Shenon (1947y), R.Xartli (1928y), X.Naykvist (1928y), A.I.Berg (1928), D.V.Ageyev (1935y), A.Ya.Xinchin (1938y), A.N.Kolmogorov (1941y), N. Viner (1948y), A.Vald (1950y)larning hissalari katta. Ular uzluksiz signallarni diskret shaklida uzatish, axborot miqdorini aniqlashning logorifmik birligi, signallarni bir-biridan chiziqli ajratish nazariyasi, potensial xalaqitbardoshlik nazariyasi, axborot nazariyasi, aloqa tizimiga ehtimollik nazariyasining tadbiqu, signal va xalaqitlarga korrelyatsion ishlov berish va hakazo.

Aloqa nazariyasining keyingi rivojiga A.A.Xarkevich, R.Rays, V.I.Siforov, R.Gallager, X.Xelstrom, R.Fano, L.M.Fink, E.D.Viterbi, Dj.Vozenkraft, B.R.Levin, V.I.Tixonov, D.D.Klovskiy, V.B.Pestryakov, V.V.Shaxgildyan va bir qator olimlar va mutaxassislar o'z hissalarini qo'shdilar.

Elektr aloqa nazariyasi fani bakalavr va magistrlar tayyorlashda asosiy o'rinlardan birini egallaydi va zamonaviy aloqa qurilmalari va tizimlarining analizi va sintezi masalalaridan chuqur bilimlarga ega bo'lishlarini taminlaydi.

Darslikda elektr aloqa kanallari orqali xabarlar uzatishda foydalaniladigan signal turlari, ularning matematik modellari, aloqa qurilmalari asosiy qismlarining ishlash jarayoni va asosiy tavsiflari, modulyatsiya turlari va detektorlar, signallarni shakllantirish va ularga ishlov berish, signallarni optimal kogerent va nokogerent qabul qilishda xalaqitbardoshlik, aloqa kanallarining axborot uzatish imkoniyatlari, xalaqitbardosh kodlar, signallarga raqamli ishlov berish va ko'p kanalli aloqa tizimlari, aloqa kanallari samaradorligini oshirish va aloqa tizimlarida axborot havfsizligi masalalari yoritilgan.

Ushbu darslik "5522100-Televidenie, radioaloqa va radioeshittirish", "5522200-Telekommunikatsiya", "5140900-Kasbiy ta'lim (Telekommunikatsiya)" talim yo'nalishlari bo'yicha bakalavrlar tayyorlashga mo'ljallangan bo'lib undan "5524400-Mobil aloqa tizimlari" va "5522000-Radiotexnika" yo'nalishlari talabalari ham Radiotexnikaning nazariy asoslari fanini o'rganishda foydalanishlari mumkin.

Ushbu darslik muallifning bir necha yillar davomida talabalarga elektraloqa nazariyasi kursi va bir qator turdosh fanlardan o'qigan maruzalari asosida davlat tilida tayyorlangan. Muallif ushbu darslik mazmuni va undagi kamchiliklar hakida o'z fikr-mulohazalarini bildirganlarga avvaldan o'z minnatdorchiligini bildiradi.

1. AXBOROT VA XABAR

1.1. Axborot manbai va axborot oluvchi

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

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

1.2. Elektromagnit to'liqlar

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

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

Elektromagnit to'liqlarning tarqalish tezligi S ga teng bo'lib, uning asosiy parametri to'liq uzunligi hisoblanadi. Agar o'tkazgichdan o'tayotgan tokning o'zgarish chastotasi f bo'lsa, uning o'zgarish davri $T=1/f$ bo'ladi. O'tkazgich nurlantirayotgan elektromagnit to'liqning T vaqt ichida bosib o'tgan to'g'ri

masofasi to'liqin uzunligi deb ataladi va λ harfi bilan belgilanadi. U quyidagicha aniqlanadi:

$$\lambda = c / f. \quad (1.1)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

Radiochastotalar, radioto'liqlar va ulardan foydalanish sohalari

1.1-jadval

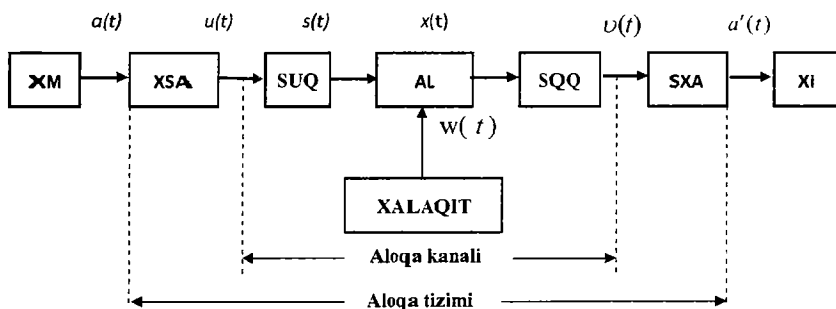
TR	Radiochastotalar diapazoni	Diapazon chegarasi	Radioto'liqin diapazoni	Diapazon chegarasi	Foydalanish sohasi
1	Haddan tashqari past chastota (HTPCh)	3,0÷30 Hz	Dekametrlar	100÷10Mm	-
2	Juda juda past chastota (JJPCh)	30÷300 Hz	Megametrlar	10÷1,0 Mm	-
3	Infra past chastota (IPCh)	300÷3000 Hz	Gektokilometrlar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

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

1.3. Axborot uzatish tizimi

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

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



1.1-rasm. Aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

- XM – xabar manbai;
- XSA – xabarni signalga aylantirgich;
- SUQ – signal uzatish qurilmasi;
- AL – aloqa liniyasi;
- SQQ – signal qabullash qurilmasi;
- SXA – signalni xabarga aylantirgich;
- XI – xabar iste'molchisi;
- AK – aloqa kanali;
- AT – aloqa tizimi;
- $a(t)$ – uzatilgan xabar;
- $u(t)$ – birlamchi elektr signali;
- $s(t)$ – aloqa liniyasi orqali uzatiladigan signal;
- $w(t)$ – xalaqit;
- $x(t)$ – signal va xalaqit;
- $u(t)$ – signal qabullash qurilmasi chiqishidagi signal;
- $a'(t)$ – qabul qilingan xabar.

1.4. Xabarlar va signallar

Xabarlar va signallar quyidagicha farqlanadilar:

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

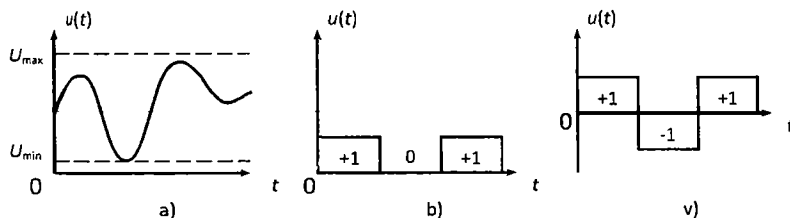
$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.2)$$

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

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

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

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

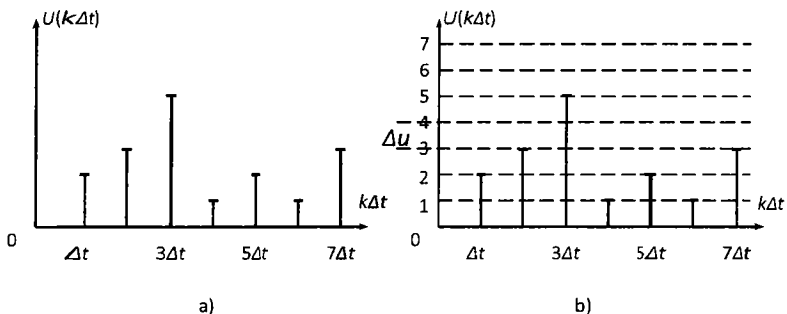


1.2-rasm. Xabar va signallarning turlari: a) uzlüksiz signal, b) ikkilik "+1" va "0" impulsli signal, v) ikkilik "+1" va "-1" impulsli signal

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

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

3. Vaqt bo'yicha diskret signallar qiymati o'zining eng kichik U_{\min} va eng katta U_{\max} qiymatlari orasidagi har qanday kattalikka ega bo'lishi mumkin (1.3a-rasm). Odatda vaqt oralig'i Δt bir xil qilib tanlanadi.



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

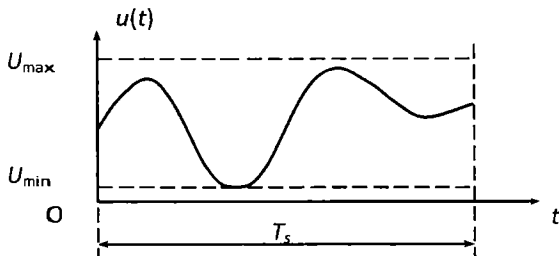
4. Vaqt va sathi bo'yicha diskret signallar (1.3b-rasm) deb, har bir diskret $k\Delta t$ vaqtda qiymati avvaldan o'rnatilgan $n\Delta u$ sathlardan biriga teng signalga aytiladi. Bunda Δu – signal qo'shni sathlari orasidagi farq. Odatda $k\Delta t$ – vaqt oralig'larini bir xil o'rnatiladi, Δu – bir xil yoki signalning vaqt bo'yicha sekin yoki tez o'zgarishiga qarab turlicha o'rnatilishi mumkin. Δt – vaqt bo'yicha diskretlash qadami deb va Δu sath bo'yicha diskretlash qadami deb ataladi. Uzluksiz signal vaqt va sath bo'yicha diskret signalga aylantirilishi va uning har bir $k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymati mos ravishda $n\Delta u$ sath qiymatlari bilan almashtirilishi, sath qiymatlari raqamlar bilan belgilanishi o'z navbatida raqamli tegishli kodlar kombinatsiyasi bilan almashtirilishi asosida hosil bo'lgan signal raqamli signal deb ataladi. Masalan: $3\Delta t$ vaqtda signal sathi $5\Delta u$ ga teng bo'lsin, u holda 5 raqami 10110 kod bilan almashtiriladi va aloqa liniyasi orqali modulyatsiyaning ma'lum bir turi orqali uzatiladi, ya'ni sathga mos impuls signallar raqamga almashtiriladi, kodlanadi va modulyatsiyalangan signal IKM-ChM, IKM-FM shaklida aloqa liniyasi orqali uzatiladi. Bunda ohirgi ikki harf foydalanilgan modulyatsiya turini ko'rsatadi.

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

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

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

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



1.4-rasm. Uzluksiz signal

Signal asosiy uch ko'rsatkichlarining ko'paytmasi

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

signal hajmi deb ataladi.

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

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

Signal spektri odatda juda keng bo'ladi. Bu holda signal spektri kengligi qilib signal quvvatining asosiy qismini joylashgan spektr kengligi olinadi. Ba'zi

hollarda signal spektri kengligi uni uzatish sifatiga qo'yilgan texnik talab asosida aniqlanadi. Masalan: telefon orqali aloqada quyidagi ikki talab asosida spektr kengligi aniqlanadi: birinchisi – nutqning dona-donaligi va ikkinchisi – telefon orqali so'zlashayotgan ikki shaxs bir-birini tovushidan tanib olishi. Bu talablarga tovush spektrining 300÷3400 Hz oraliqdagi qismini uzatish orqali erishish mumkin.

Televidenie tizimida asosiy talab tasvirning tiniqligi hisoblanadi. Tasvir bir kadrini 625 qatorga yoyish va bir qator o'tkazib tasvirni yoyish usulidan foydalanilganda, televizion signal spektri 6,25 MHz ga yaqin bo'ladi. Televidenie signali spektri telefon va radioeshittirish tizimi signali spektridan juda katta, bu televizion signal uzatish tizimini bir necha bor murakkablashtiradi. Telegraf signali spektr kengligi signal uzatish tezligiga bog'liq bo'lib $F_s=1,5v$ ifoda orqali aniqlanadi, bunda v – telegraflash tezligi bodlarda baholanadi va vaqt birligida uzatilgan telegraf elementar signallari soni bilan aniqlanadi. Agar $v=50$ Bod bo'lsa, $F_s=75$ Hz bo'ladi.

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

1.5. Aloqa kanallari

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

Kanal uchta asosiy ko'rsatkichlari ko'paytmasi

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

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

Signalni aloqa kanali orqali uzatish uchun quyidagi shartlar bajarilishi lozim:

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

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

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

Har qanday aloqa kanallari quyidagi asosiy xususiyatlarga ega:

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

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

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

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

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

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

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

bunda μ va τ signal so'nishi va kechikishini ko'rsatuvchi kattaliklar.

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

1.6. Kodlash va modulyatsiyalash

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

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

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

$$N = \dots + a_2 10^2 + a_1 10^1 + a_0 10^0;$$

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

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

$$N = \dots + a_3 m^3 + a_2 m^2 + a_1 m^1 + a_0 m^0; \quad (1.8)$$

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

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

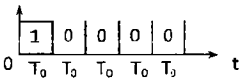
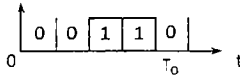
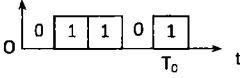
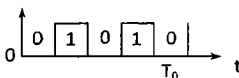
Ikkilik tizimida arifmetik hisoblash juda sodda bo'ladi. Masalan, qo'shish quyidagi qoida asosida bajariladi: $0+0=0$; $0+1=1$; $1+0=1$; $1+1=10$. Bundan tashqari ikkilik modul bilan qo'shishda quyidagi qoidaga amal qilinadi: $0 \oplus 0 = 0$; $0 \oplus 1 = 1$; $1 \oplus 0 = 1$; $1 \oplus 1 = 0$.

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

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

Diskret xabar elementlari va unga mos kod kombinatsiyalari

1.2-jadval

Xabar elementi	Kod kombinatsiyalari	Signal
A	1 0 0 0 0	
B	0 0 1 1 0	
V	0 1 1 0 1	
G	0 1 0 1 0	

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

Har bir kodlar kombinatsiyasidagi elementar simvollar soni uni uzunligini bildiradi va qiymatini ko'rsatadi. Har bir kodlar kombinatsiyasi elementar simvollar doimiyligi τ bo'lsa va u n ta elementar signaldan iborat bo'lsa unda kodlar kombinatsiyasi uzunligi $T_{kk}=n \cdot \tau_0$ bo'ladi. Har bir kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar davomiyligi τ_0 qancha katta bo'lsa yoki kodlar kombinatsiyasida ortiqcha elementar simvollar ko'p bo'lsa diskret xabarni aloqa kanali orqali uzatish tezligi shunga mos ravishda kamayadi.

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

Kodlar kombinatsiyasi davomiyligi bir xil bo'lgan kodga misol sifatida Bodo kodini keltirish mumkin. Bu kodda hamma kodlar kombinatsiyasi 5 yoki 7 elementar signaldan tashkil topgan bo'ladi.

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

1.3-jadvalda Morze kodining diskret xabar bir necha elementiga moslari keltirilgan. Bunda elementar signa 1 sifatida bir qutbli impulslardan foydalanilgan.

1.3-jadval

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

1.3-jadvaldan ko‘rinib turibdiki kodlar kombinatsiyalari turli davomiylikka ega. Bunda eng qisqa kod kombinatsiyasi E harfiga (4ta), eng uzun kod kombinatsiyasi nol raqamiga to‘g‘ri keladi – $22\tau_0$. Morze kodi yordamida rus tilidagi matn uzatilganda, har bir harfiga o‘rtacha $9,5\tau_0$ vaqt ketadi. Bu besh elementli Bodo kodiga ($5\tau_0$) nisbatan ikki birobar katta.

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

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

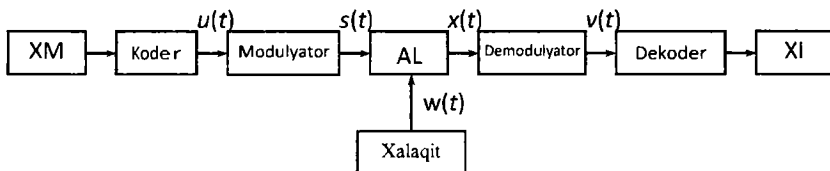
Agar juft kodlar kombinatsiyasidagi bir simvol 1 yoki 0 xalaqit ta‘sirida teskarisiga aylansa, bu toq kodlar kombinatsiyasini bildiradi. Natijada bittalik xato aniqlanadi. Ammo tuzatish imkoniyati yo‘q, chunki bu kod undan avvalgi yoki keyingi juft kod kombinatsiyasi bo‘lishi mumkin.

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

Kodlar kombinatsiyasi $N=2^r$	Ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi	Ruxsat etilmagan kodlar kombinatsiyasi	Birlik xato to'g'rilangan	Ikkilik xato aniqlangan to'g'rilanmagan
1	1	----		
2	-----	2-----	----1	
3	-----	3-----		3
4	-----	4-----	5	
5	5	-----		
6	-----	6-----	----5	
7	-----	7-----		7
8	-----	8-----	----9	
9	9	-----		
10	-----	10-----	----9	
11	-----	11-----		11
12	-----	12-----	----13	
13	13	-----		
14	-----	14-----	----13	
15	-----	15-----		15
	17	-----	----17	
	18	-----	----17	

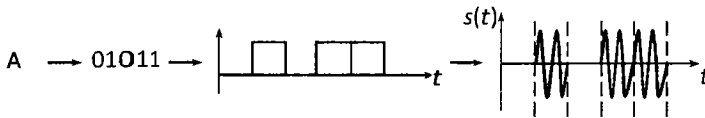
1.6-rasm. Korreksiyalovchi kodlar diagrammasi

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



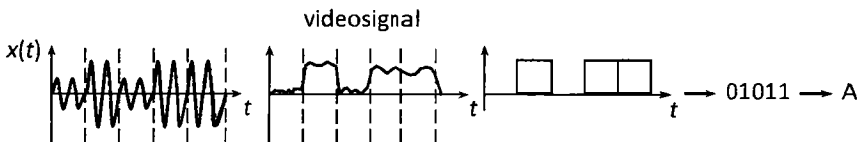
1.7-rasm. Raqamli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

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



1.8-rasm. Diskret xabarni signalga aylantirish

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



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

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

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

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

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

Bu tashuvchi uchta parametr: A – amplitudasi; ω_0 – tebranish chastotasi va φ_0 – boshlang'ich fazasi bilan baholanadi. Ushbu tashuvchi har bir parametrini uzatiladigan nisbatan past chastotali analog yoki raqamli signalga mos ravishda o'zgartirib, amplitudasi modulyatsiyalangan (AM); chastotasi modulyatsiyalangan (ChM) va fazasi modulyatsiyalangan (FM) signallarni olish mumkin. Shunday qilib:

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

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

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

bo'ladi, bunda k – proporsionallik koeffitsienti.

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

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

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

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

1.7. Demodulyatsiya va dekodlash

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

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

Xabar diskret shaklda uzatilayotgan bo'lsa, demodulyatsiyadan so'ng, dekodlash jarayoni amalga oshirilishi shart. Chunki dekoder chiqishida koder chiqishidagiga mos kod simvollarini ketma-ketligi hosil bo'ladi. Kod simvollarini ketma-ketligi diskret xabar elementlariga almashtiriladi. Agar demodulyatsiya va dekodlash jarayoni bitta qurilmada amalga oshirilsa kod simvollarini ketma-ketligi mos diskret xabar elementi bilan almashadi. Bu holat "butun qabul qilish" deb yuritiladi. Demodulyatsiya va dekodlash alohida qurilmalarda amalga oshirilsa dastlab signal elementlari alohida-alohida tiklanadi, so'ngra kodlar kombinatsiyasi dekodlanadi, ya'ni diskret xabar elementiga aylantiriladi.

1.8. Xalaqitlar va buzilishlar

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

Kanalning amplituda chastotasi va vaqt xarakteristikalari signalga chiziqli buzilishlar kiritadi. Bundan tashqari signalga kanalda noxiziqli rejimda ishlayotgan funksional uzellar noxiziqli buzilishlarni qo'shadi. Chiziqli va noxiziqli buzilishlar kanal ma'lum parametrlariga bog'liqligi uchun, hamda paydo

bo'lish sababi ma'lumligi uchun ularni ma'lum tuzatishlar orqali yo'qotish yoki sezilmas darajagacha kamaytirish mumkin.

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

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

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

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

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

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

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

bunday xalaqit additiv xalaqit deb ataladi.

Agarda xalaqit ta'siridagi signal

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

matematik ifoda bilan aks ettirilsa, bunday xalaqit multiplikativ xalaqit deb yuritiladi. Bunda $\mu(t)$ – multiplikativ xalaqit emas, balki xalaqit ta'sirida foydali signal sathi o'zgarishini ko'rsatuvchi koeffisienti bo'lib, xalaqit yo'q bo'lganda bu koeffisient birga teng bo'ladi ($\mu=1$). Umuman $\mu=(0\div 1)$ oralig'ida o'zgarishi, signal sathining keskin o'zgarishiga olib kelishi mumkin. Agar μ – foydali signal $s(t)$ ga nisbatan asta-sekin o'zgarsa, bu hodisa so'nish deb ataladi.

Real radiokanallarda har ikki tur xalaqitlar bir vaqtda signalga ta'sir etadi va signal ma'lum masofani bosib o'tishni natijasida τ vaqtga kechikadi, ya'ni

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

bo'ladi, natijada qabul qilish qurilmasi kirishiga vaqt bo'yicha sathi asta-sekin o'zgaruvchi va xalaqit $w(t)$ qo'shilgan hamda τ vaqtga kechikkan natijaviy $x(t)$ signali ta'sir etadi.

Additiv xalaqitlarga: fluktuatsion, impulsli va kvazigarmonik xalaqitlar kiradi.

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

Impuls xalaqit ba'zan vaqt bo'yicha to'plangan xalaqit deb ham ataladi. Chunki u odatda bir-biridan ancha katta tasodifiy vaqt oralig'ida qisqa vaqt davomiyligida radio qabul qilish qurilmasiga ta'sir etadi. Uning ta'sirida radio qabul qilish qismlarida yuz beradigan o'tish jarayoni bir-biriga qo'shilmaydi, navbatdagi impuls xalaqit ta'sir etguncha avvalgisi ta'siri umuman tugab bo'ladi. Bu tur xalaqitga: sanoat qurilmalari payvandlash uskunalari; elektr transport; avtomobil o'toldirish qismlari hosil qiladigan xalaqitlar kiradi.

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

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

Kvazigarmonik xalaqit ba'zan spektri bo'yicha jamlangan xalaqit deb ataladi, chunki bu tur xalaqit turli radio uzatish qurilmalari tarqatayotgan elektromagnit to'lqinlar, tor polosada xalaqit qiluvchi turli san'at asbob-uskunalaridan iborat. Bunday xalaqit radioqabul qilish qurilmasi o'tkazish polosasini to'liq, ko'p hollarda qisman egallashi mumkin. Qisqa to'lqin diapazonida kvazigarmonik xalaqit asosiy xalaqit hisoblanadi.

1.9. Qabul qilingan signalni asliga mosligi va uzatish tezligi

Qabul qilingan signalning asliga mosligi va uzatish tezligi aloqa kanalining ishlash sifatini va vaqt birligida uzatilgan axborot miqdorini aniqlaydi.

Qabul qilingan signalning asliga mosligi buzilishlar va xalaqitlar ta'sirida kamayadi. Aloqa tizimi qurilmalarini to'g'ri loyihalash va sozlash natijasida signalning asliga mosligini yuqori darajada ta'minlash, xatolikni kamaytirish mumkin. Bu holda signalning asliga mos emasligi – xatolik darajasi xalaqitga, aloqa tizimining xalaqitbardoshligiga bog'liq hisoblanadi.

Xalaqitbardoshlik deb, odatda aloqa tizimining axborot uzatishda xalaqitga bardosh berish qobiliyatiga aytiladi. Qabul qilingan signalning asliga mosligini uning xalaqitbardoshligi orqali baholash mumkin. Aloqa tizimi (qurilmasi) xalaqitbardoshligi uzluksiz va diskret signallar uchun turlicha aniqlanadi.

Diskret xabar uzatish tizimi uchun xalaqitbardoshlik N ta uzatilgan elementar signallar (0;1) dan to'g'ri qabul qilingani – M ni, umumiy uzatilgan elementar signallarga nisbati bilan baholanadi, ya'ni

$$P_T = M/N, \quad (1.16)$$

bunda P_T – to'g'ri qabul qilish ehtimolligi. Odatda xalaqitbardoshlik P_T ning teskarisi P_x – xato qabul qilish ehtimolligi orqali baholanadi, ya'ni $P_x = 1 - P_T$.

Uzluksiz analog xabarlarni uzatishdagi xatolik uzatilgan $u(t)$ signalni qabul qilingan $v(t)$ signaldan farqi ε_x bilan baholanadi. Ko'pchilik holatda o'rtacha kvadratik xatolik

$$\bar{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{T_s} = \frac{T}{s} \int_0^T [v(t) - u(t)]^2 dt \quad (1.17)$$

shaklida aniqlanadi, bunda $\bar{\varepsilon}_x^2$ talab qilinadigan xatolik $\bar{\varepsilon}_{mx}^2$ dan kichik yoki teng bo'lishi kerak, ya'ni

$$\bar{\varepsilon}_x^2 \leq \bar{\varepsilon}_{mx}^2, \quad (1.18)$$

yoki $\bar{\varepsilon}_x^2$ ma'lum ehtimollik darajasida $\bar{\varepsilon}_{mx}^2$ dan kichik yoki teng bo'lishi kerak

$$Q = P(\bar{\varepsilon}_x^2 \leq \bar{\varepsilon}_{mx}^2). \quad (1.19)$$

Qabul qilingan signalning asliga moslik darajasi aloqa kanalidagi signal quvvatini xalaqitga nisbati

$$q = P_s/P_x \quad (1.20)$$

ga bog'liq.

Xalaqitning ma'lum miqdorida asliga moslik xabar uzatishda foydalanilayotgan signallarning bir-biridan farq qilish darajasiga ham bog'liq. Masalan: fazasi manipulyatsiyalangan signallarning bir-biridan farqi amplitudasi yoki chastotasi manipulyatsiyalangan signallarnikiga nisbatan katta, shuning uchun

FMp signal, AMp va ChMp ga nisbatan yuqori xalaqitbardoshlik, asliga moslikni ta'minlaydi.

Asliga moslik signalni qabul qilish turiga ham bog'liq. Qabul qilishni shunday turini tanlash kerakki, u xalaqit ta'siridagi signallarning o'zaro farqini iloji boricha yaxshi ajrata olsun. To'g'ri loyihlangan qabul qilish qurilmasi $q=P_s/P_x$ ni sezilarli darajada yaxshilashi mumkin.

Uzluksiz va diskret xabar uzatish aloqa tizimi orasidagi quyidagi katta farqqa e'tibor berish kerak. Uzluksiz xabar (signal) lar uzatish tizimida har qanday xalaqit qabul qilingan signalni yuborilgan signaldan farqlanishiga, xatolikka olib keladi. Diskret signallar uzatish aloqa tizimida xalaqitning faqat foydali signal elementlari 1 va 0 ni uning teskarisiga aylantiruvchi kattalikda bo'lishigina xatolikka olib keladi. Diskret aloqa tizimining buzilgan signallarni to'g'ri qabul qilish xususiyati – uning xatoni tuzatish qobiliyati deb ataladi.

Xalaqitbardoshlik bilan bir qatorda aloqa tizimining xabar uzatish tezligi ham uning asosiy ko'rsatkichlaridan biri hisoblanadi. Diskret aloqa tizimi uchun uzatish tezligi bir soniyada uzatilgan ikkilik simvollar soni R bilan o'lchanadi, ya'ni

$$R = \log m / \tau_0, \quad (1.21)$$

bunda τ_0 – elementar simvol davomiyligi, m – kod asosi. Agar $m=2$ bo'lsa, ya'ni ikkilik kod uchun

$$R = 1 / \tau_0 \quad (1.22)$$

bo'ladi.

Har qanday aloqa kanali uchun berilgan chegaraviy qiymatlarda – eng katta uzatish tezligi mavjud. uni aloqa kanalining signal uzatish qobiliyati deb ataladi va odatda S harfi bilan belgilanadi.

Amalda foydalaniladigan aloqa tizimlarida uzatish tezligi R kanal uzatish qobiliyati S dan kichik, ya'ni $R < S$.

Zamonaviy nazariya $R \leq S$ bo'lganda, signal uzatish va qabul qilishning yuqori darajada asliga mosligini ta'minlash mumkinligini tasdiqlamoqda.

Nazorat savollari

1. *Axborot deganda nimani tushunasiz? Xabar deganda nimani tushunasiz? Signal deganda nimani tushunasiz?*
2. *To'lqin uzunligi va chastota bir-biri bilan qanday ifoda orqali bog'langan?*
3. *Radiochastotalar necha diapazonga bo'lingan?*
4. *Signallar vaqt funksiyasi sifatida qanday turlarga bo'linadilar?*
5. *Signallar asosan qaysi ko'rsatkichlari bilan baholanadilar?*
6. *Raqamli signal deganda qanday signalni tushunasiz?*

-
7. *Signal hajmi nima? Kanal hajmi nima?*
 8. *Diskretizatsiya va kvantlash nima?*
 9. *Aloqa kanalining asosiy xossalari nimalardan iborat?*
 10. *Kodlash nima? Kod asosi deganda nimani tushunasiz? Dekodlash nima?*
 11. *Oddiy kod nima? Xatoni tuzatuvchi kod nima?*
 12. *Modulyatsiya deganda nimani tushunasiz? Demodulyatsiya deganda nimani tushunasiz?*
 13. *Morze kodi Bodo kodidan qanday farqlanadi?*
 14. *Tashuvchi sifatida qanday signallardan foydalanish mumkin?*
 15. *Implus modulyatsiyasi nima?*
 16. *Xalaqitbardoshlik deganda nimani tushunasiz?*
 17. *Xalaqitning qanday turlarini bilasiz?*
 18. *Additiv xalaqit nima? Xalaqitning qaysi turlari additiv xalaqitga kiradi?*
 19. *Multiplikativ xalaqit nima?*
 20. *Xabar uzatish tezligi deganda nimani tushunasiz?*

2. ELEKTR ZANJIRLARNING TURLARI

2.1. Chiziqli elektr zanjirlar

Agar elektr zanjir elementlarining (R , L va C) parametrlari doimiy bo'lsa, ya'ni vaqt davomida o'zgarmas va ulardan o'tayotgan tok, yoki kuchlanishga bog'liq bo'lmasa bunday zanjir chiziqli elektr zanjir deb ataladi.

Qarshilik uchun Ohm qonuni asosidagi chiziqli bog'lanish $U=RI$, $I=U/R$ va $I=GU$ bajariladi.

O'zgaruvchan tok o'tuvchi doimiy sig'imli kondensator uchun

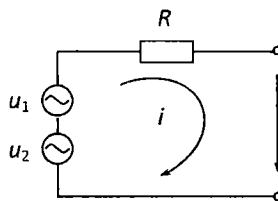
$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt}(CU) = C \frac{dU}{dt} \quad \text{yoki} \quad U = \frac{1}{C} \int i dt,$$

bunda $q=CU$ zaryad Kulonda bo'lib q va U orasida chiziqli bog'liqlik mavjud.

Doimiy induktivlikdagi kuchlanish

$$u = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt}(Li) = L \frac{di}{dt} \quad \text{yoki} \quad i = \frac{1}{L} \int U dt.$$

bunda $F=Li$ - magnit oqimi tokga proporsional. Chiziqli elektr zanjirlarga (ChEZ) nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin, ya'ni ChEZ kirishiga bir necha signal berilgandagi chiqish toki, har bir signal alohida-alohida berilgandagi chiqish toklari yig'indisiga teng. Masalan: ChEZ o'tayotgan tok qo'yilgan kuchlanish bilan $i=au$ ifoda orqali bog'langan bo'lsin va $u_k=u_1+u_2$ bunda $i_\Sigma=a_1u_1+a_2u_2$ bo'ladi. Agar $u_2=0$ bo'lsa $i_1=au_1$ bo'ladi va $u_1=0$ bo'lsa $i_2=au_2$ va nihoyat $i_1+i_2=i_\Sigma=a_1u_1+a_2u_2$ ga teng bo'ladi.



2.1-rasm. Chiziqli elektr zanjir

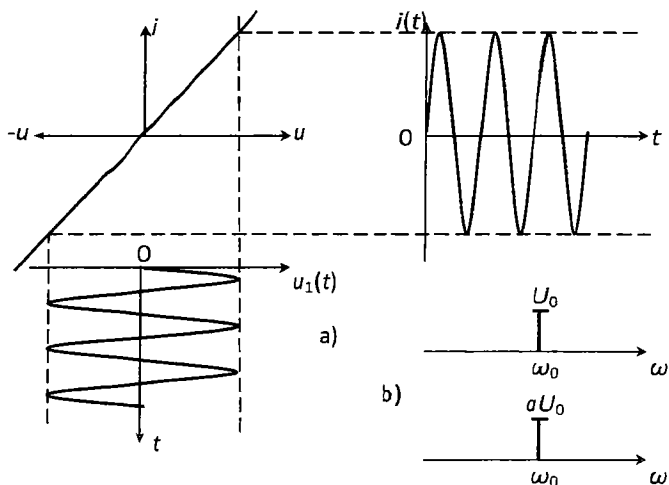
ChEZlarda kirishiga berilmagan yangi spektral tashkil etuvchilar paydo bo'lmaydi. Chiziqli rejimda ishlovchi aktiv element volt-ampere tavsifi $i=au$ bo'lsa, kirishiga

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.1)$$

kuchlanish berilsa, undan

$$i(t) = aU_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.2)$$

tok o'tadi (2.2a-rasm).



2.2-rasm. Chiziqli elementga garmonik signalning ta'siri

Aktiv chiziqli elementdan o'tayotgan tok kirishdagi signal shaklini takrorlaydi.

Agar ChEZ kirishiga turli chastotali bir necha signal berilsa, u orqali chastotalari kirish signali chastotasiga mos bir necha tok spektral tashkil etuvchilari oqib o'tadi.

Agar chiziqli element sifatida L yoki C lar olinsa, u holda ham tok spektri boyimaydi, chunki garmonik funksiyalardan olingan hosila va integral ham garmonik funksiya bo'ladi. Bunda tok yoki kuchlanish amplitudasi va fazasi o'zgarishi mumkin.

2.2. Nochiziqli elektr zanjirlar

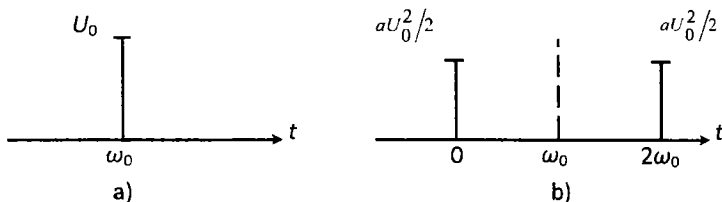
Agar elektr zanjirda ko'rsatkichi kattaligi o'tayotgan tok qiymati yoki qo'yilgan kuchlanishga bog'liq biror-bir qarshilik, kondensator yoki induktivlik bor bo'lsa, bunday EZ nochiziqli elektr zanjir (NEZ) hisoblanadi. Bunda $R=F(u,i)$, $C=F(u)$ yoki $L=F(i)$ bo'ladi.

NEZga nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin emas, chunki NEga bir vaqtda bir necha kirish signali berilgandagi chiqish toki, ular alohida-alohida berilganda paydo bo'ladigan toklar yig'indisiga teng bo'lmaydi. Masalan: NEdan o'tayotgan tok undan o'tadigan tok bilan $i=au^2$ ifoda shaklida bog'langan bo'lsin. Agar $u_k=u_1+u_2$ bo'lsa, $i_{\Sigma}=au_1^2+au_2^2-2au_1u_2$ bo'ladi. Kirish signallari alohida-alohida berilsa $i_1=au_1^2$ va $i_2=au_2^2$ qiymatlarga ega bo'ladi, i_1 va i_2 toklarning yig'indisi $i_1+i_2 \neq i_{\Sigma}$ bo'ladi va farq $2au_1u_2$ ga teng bo'ladi.

NEZ da yangi spektral tashkil etuvchilar hosil bo'ladi. Masalan $i=au^2$ va $u(t)=U_0\cos(\omega_0t+\varphi_0)$ bo'lsa, tok

$$i=aU_0^2\cos^2(\omega_0t+\varphi_0)=aU_0^2/2+aU_0^2/2\cos(2\omega_0t+2\varphi_0) \quad (2.3)$$

dan iborat bo'ladi. Bunda tok o'zgarmas tashkil etuvchi $aU_0^2/2$ va kirish signali ikkinchi garmonikasi bilan tebranuvchi tok tashkil etuvchisidan iborat bo'ladi. 2.3-rasmda kirish kuchlanishi spektri (a) va chiqish toki spektrlari (b) keltirilgan.



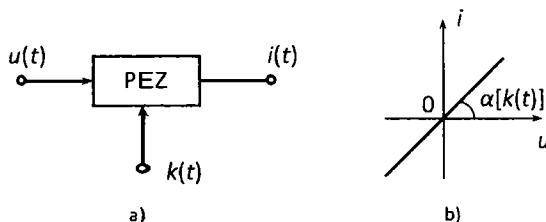
2.3-rasm. Kirish kuchlanishi va chiqish toki spektrlari: a) kirish signali spektri, b) chiqish toki spektri

NEZ dan signallar o'tganda tokning yangi spektral tashkil etuvchilari hosil bo'lishidan radiotexnikada signallarni turlicha o'zgartirishda keng foydalaniladi.

2.3. Parametrik elektr zanjirlar

Agarda EZ dagi R , L , C elementlardan birortasining parametri qarshiligi, sig'imi yoki induktivligi vaqt bo'yicha o'zgarsa bunday zanjirlar parametrik elektr zanjirlar (PEZ) deb ataladi.

PEZ ikki ta'sir: kirish tebranish signali $u(t)$ va boshqaruvchi tebranish $k(t)$ ta'sirida bo'ladi (2.4-rasm).



2.4-rasm. Parametrik qurilma va uning volt-ampere xarakteristikasi

Bunda boshqaruvchi tebranish tok yoki kuchlanish bo'lishi shart emas. Boshqaruvchi tebranish elektrik, mexanik yoki issiqlik shaklida bo'lishi ham mumkin.

PEZ uchun quyidagi matematik ifodani keltirish mumkin:

$$i(t) = k(t) \cdot u(t). \quad (2.4)$$

Bu ifodadan tok kuchlanishga oniy bog'liqligi chiziqli bo'lib, bu bog'liqlik uzatish koeffisienti k ning vaqt bo'yicha o'zgarib turishi natijasida chiziqsiz bog'liq bo'lib qoladi. Uzatish koeffisienti k ning vaqt bo'yicha o'zgarishi qiyalik burchagi $\alpha = F[k(t)]$ ning vaqt bo'yicha o'zgarishiga sabab bo'ladi (2.4b-rasm).

Parametrik element sifatida qarshiligi vaqt bo'yicha o'zgarib turuvchi rezistorni tanlaymiz. Bunda

$$u = R(t) \text{ yoki } i = u/R(t) = g(t) \cdot u \quad (2.5)$$

bo'lib, $g(t)$ – parametrik rezistor o'tkazuvchanligi. Agar kirish tebranishi

$$u = u_1 + u_2 \quad (2.6)$$

bo'lsa, parametrik elementdan o'tayotgan tok

$$i = g(t) \cdot (u_1 + u_2) = g(t) \cdot u_1 + g(t) \cdot u_2 = i_1 + i_2 \quad (2.7)$$

bo'ladi. (2.7) ifodadan ko'rinib turibdiki, PEZ larga nisbatan superpozitsiya prinsipini qo'llash mumkin.

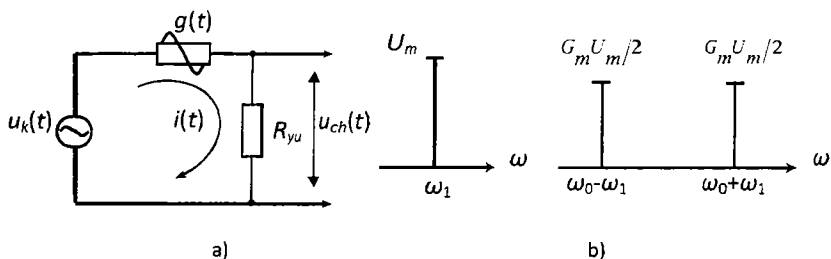
PEZ dan o'tayotgan tok spektri kirish signali spektridan farqlanadi, ya'ni bunday EZ da yangi spektral tashkil etuvchilar paydo bo'ladi. Masalan: parametrik rezistor o'tkazuvchanligining (2.5-rasm) vaqt bo'yicha garmonik tebranish qonuni bilan o'zgaruvchi, ya'ni

$$g(t) = G_m \cos \omega_0 t \quad (2.8)$$

va uning kirishiga

$$u_k = U_m \cos \omega_1 t \quad (2.9)$$

garmonik shaklda o'zgaruvchi kuchlanish berilgan bo'lsin.



2.5-rasm. a) parametrik elektr zanjir, b) kirish va chiqishdagi tok spektrlari

Bunda PE rezistordan o'tuvchi tok (2.5) ga asosan

$$i = G_m \cos \omega_0 t \cdot U_m \cos \omega_1 t \quad (2.10)$$

ga teng bo'ladi. (2.10) formulani trigonometrik funksiyalar ko'paytmasi shaklida o'zgartirsak

$$i = 0,5 G_m U_m \cos(\omega_0 t - \omega_1 t) + 0,5 G_m U_m \cos(\omega_0 t + \omega_1 t) \quad (2.11)$$

ko'rinishini oladi.

(2.10) ifodadan PE lar kirish signali spektrini boyitish xususiyati ko'rinish turibdi (2.5b-rasm).

Nochiziqli parametrik elektr zanjirlar rezistor, induktivlik va kondensatorlarning ba'zilar parametrik element bo'lish bilan bir vaqtda nochiziqli element xususiyatiga egadirlar. Agar EZda shunday elementlardan birortasi bo'lsa, u holda bunday EZ nochiziqli parametrik elektr zanjir (NPEZ) deb hisoblanadi.

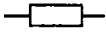

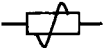
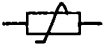








NPEZ larni hisoblashda superpozitsiya prinsipini qo'llab bo'lmaydi va ularning chiqishida yangi spektral tashkil etuvchilar hosil bo'ladi.

Odatda foydalaniladigan ko'pchilik elementlar yarim o'tkazgichli diod, varikap, bipolyar va maydon tranzistorlari, elektron lampalar nochiziqli parametrik element sifatida qo'llanishi mumkin, chunki ular past sathli signallar ta'sirida bo'lganlarida volt-amper yoki volt-kulon tavsiflari ideallashtirilib chiziqli bog'lanishda deb hisoblanadi. Ular kirishiga bir yoki bir necha sathi nisbatan bir xil, ammo vol-amper yoki volt-kulon tavsifining nisbatan katta qismidan foydalanishga to'g'ri kelsa nochiziqli element deb hisoblanadi. Agarda ular kirishiga bir-biriga nisbatan sathlari katta farq qiladigan ikki signal berilsa, bu holda ulardan kuchlisi boshqaruvchi signal vazifasini bajaradi, bunda bu elementlarni nochiziqli parametrik element deb hisoblanadi.

2.1-jadvalda yuqorida ko'rib o'tilgan elektr zanjirlardagi elementlarning shartli belgilari keltirilgan.

Elektr zanjirlardagi elementlarning shartli belgilanishlari

2.1-jadval

Elementlar	Shartli belgilanishi			
	Chiziqli	Nochiziqli	Parametrik	Nochiziqli-parametrik
Rezistorlar	R 	$R(i)$ 	$R(t)$ 	$R(i,t)$ 
Kondensatorlar	C 	$C(u)$ 	$C(t)$ 	$C(u,t)$ 
Induktivlik g'altagi	L 	$L(i)$ 	$L(t)$ 	$L(i,t)$ 

Nazorat savollari

1. *Elektr zanjirlar ulardagi elementlarning hossalariga qarab qaysi turlarga bo'linadi?*
2. *Qanday elektr zanjirlar chiziqli elektr zanjirlar deb ataladi?*
3. *Qanday elektr zanjirlar nochiziqli elektr zanjirlar deb ataladi?*
4. *Qanday elektr zanjirlar parametrik elektr zanjirlar deb ataladi?*
5. *Nochiziqli-parametrik elektr zanjirlar deb qanday elektr zanjirlarga aytiladi?*
6. *Qanday elementlar nochiziqli elementlarga misol bo'ladi?*
7. *Parametrik elementlar qanday rejimda ishlaydilar?*
8. *ChEZ lar asosiy hossalarini ayting (yozing).*
9. *NEZ lar asosiy hossalarini ayting (yozing).*
10. *PEZ lar asosiy hossalarini ayting (yozing).*
11. *Chiziqli, nochiziqli, parametrik va nochiziqli-parametrik elementlar radiotexnik zanjirlarda qanday shartli belgilar bilan belgilanadilar?*

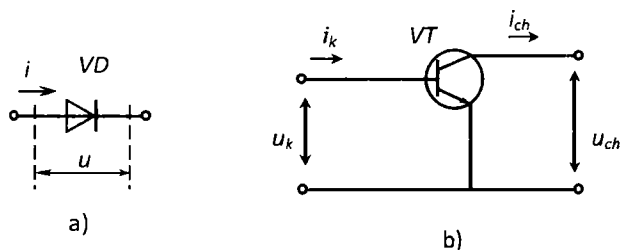
3. NOCHIZIQLI ELEMENTLAR, ULARNING XARAKTERISTIKALARI VA PARAMETRLARI. PARAMETRIK ELEMENTLAR

3.1. Nochiziqli va parametrik elementlar haqida umumiy tushunchalar

Nochiziqli elementlar (NE) nochiziqli elektr zanjirlari tarkibiga kiradi, ularning parametrlari tok kuchi yoki kuchlanishga bog'liq bo'ladi. NElarni ikki qutblik yoki to'rt qutblik sifatida qarash mumkin. NE ko'p hollarda aktiv xarakterdagi qarshilikka ega bo'ladilar.

Agar nochiziqli elementlarda ulardan o'tayotgan tokning oniy qiymati kirishidagi kuchlanish oniy qiymatiga mos ravishda kechikishsiz o'zgarsa, bunday elementlar inersiyasiz elementlar hisoblanadi. Yarim o'tkazgich diodlar, tranzistorlar va elektron lampalar ulardan chegaraviy ishchi chastotadan nisbatan past chastotalarda foydalanilganda ushbu xususiyatga ega bo'ladilar.

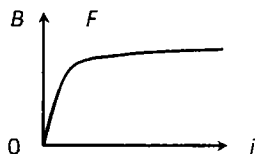
Yarim o'tkazgichli diod ikki qutblik hisoblanadi va u tok i va kuchlanish u qiymatlari bilan baholanadi. Tranzistorlar to'rt qutblik bo'lib, ular kirish toki i_k va kuchlanishi u_k ; chiqish toki i_{ch} va kuchlanishi u_{ch} bilan, bundan tashqari bir necha tur volt-ampere xarakteristikalarini orqali baholanadilar.



3.1-rasm. a) yarim o'tkazgich diod, b) bipolyar tranzistor ulanish sxemasi

Inersiyali elementlarda chiqishdagi tok bilan kirishdagi kuchlanish orasida kechikish paydo bo'ladi. Masalan: yarim o'tkazgich – termorezistor (termistor) orqali tok o'tganda uning harorati pasayadi, natijada qarshiligi ham kamayadi. Harorat pasayishi asta-sekin sodir bo'lgani uchun, uning qarshiligi ham asta-sekin kamayadi. Bunda termistor qarshiligining o'zgarishi tok o'zgarishiga nisbatan kechikadi. Buning teskarisi nochiziqli element barretterlarda kuzatiladi.

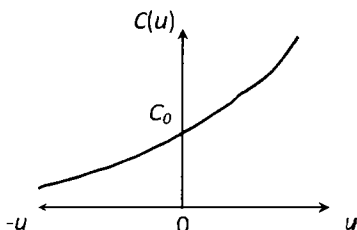
Nochiziqli induktivlik reaktiv element hisoblanadi. Ma'lumki ferromagnit materiallarda magnit induksiya g'altakdan o'tayotgan tok bilan nochiziqli bog'lanishga ega (3.2-rasm). Induksion g'altak uchun magnit oqimi F magnit induksiyasi B ga to'g'ri proporsional bo'lgani uchun, magnit oqimining tokka bog'liqligi ham nochiziqli bshladi. Inersiyalik va inersiyasizlik tushunchasi induktiv elementlarga nisbatan qo'llanilmaydi, chunki induktivlik g'altakdan tok o'tganda harorat o'zgarishi emas, o'zakning ferromagnit hossasiga bog'liq.



3.2-rasm. Nochiziqli induktiv element

Nochiziqli kondensator ham reaktiv element hisoblanadi. Misol uchun, varikap – nochiziqli kondensator bo'lib, unda zaryad miqdori kondensator plastinalariga berilgan kuchlanish bilan nochiziqli bog'lanishda, chunki varikondda dielektrik sifatida segnetoelektrik material qo'llaniladi.

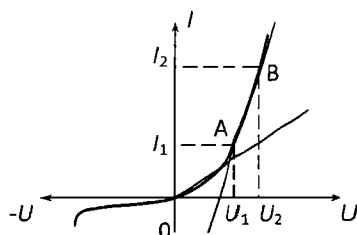
Yarim o'tkazgich kondensator varikapda $p-n$ o'tishi sig'imini kuchlanish (zaryad miqdori) bilan nochiziqli bog'lanishga ega. Undan odatda boshqariluvchi yoki sozlovchi kondensator sifatida foydalaniladi (3.3-rasm).



3.3-rasm. Varikap farada-kuchlanish xarakteristikasi

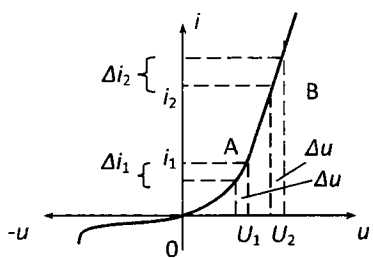
3.2. Nochiziqli elementlarning tavsiflari va asosiy parametrlari

Nochiziqli elementlar volt-amper xarakteristikalari (VAX) orqali tavsiflanadilar. Ular NE to'g'risida deyarli to'liq ma'lumot beradi. Misol uchun, yarim o'tkazgich diod VAXsini olaylik (3.4-rasm).



3.4-rasm. Yarim o'tkazgich diod statik qarshiligini aniqlashga doir chizma

Agarda diodga U_0 kuchlanish bersak (U_0 – siljish kuchlanishi), undan I_0 tok o'tadi, u $i=F(u)$ VAXli diodga kuchlanish berilgandagi, uning aks ta'siri hisoblanadi. Agar U_1 ni I_1 ga nisbatini olsak, u diodning doimiy tokka qarshiligi yoki statik qarshilik deb ataladi, ya'ni $R'_{st}=R'_{st}=U_1/I_1$ bo'ladi. Diodga U_2 kuchlanish bersak undan I_2 tok o'tadi. Ya'ni $R''=U_2/I_2$ bo'ladi. Diodning statik qarshiligi turli kuchlanishlarda turlicha bo'ladi, ya'ni $R' \neq R''$ statik qarshilikni teskarisi statik o'tkazuvchanlik deb yuritiladi va G_{st} bilan belgilanadi. Statik qarshilik yoki statik o'tkazuvchanlik berilgan kuchlanishga bog'liq bo'lsa element nochiziqli hisoblanadi.



3.5-rasm. Yari m o'tkazgich diod dinamik qarshiligini aniqlashga dio chizma

Agar diodga U_1 kuchlanish bilan birga o'tkazuvchi kuchlanish bersak, kuchlanishning o'zgaruvchan qismi Δu tokni Δi ga nisbatining limitini olsak, ya'ni $\lim \Delta U_1/\Delta i_1=dU/di=R'_{st}$ yoki R'_{st} – NE ning o'zgaruvchan tokka qarshiligi $\Delta u \rightarrow 0$

yoki differensial (dinamik) qarshilik deb ataladi. Diodga U_2 kuchlanish va kichik o'zgaruvchan kuchlanish Δu bersak, u holda V nuqta orsidagi differensial qarshilik $R'_{st} \neq R''_{st}$ bo'ladi. O'zgaruvchan tokka qarshilikning teskarisi o'zgaruvchan tok o'tkazuvchanligi yoki differensial o'tkazuvchanlik deb ataladi. Ya'ni

$$1/R'_{st}=G'_{st}, 1/R''_{st}=G''_{st} \text{ va } G'_{st} \neq G''_{st}$$

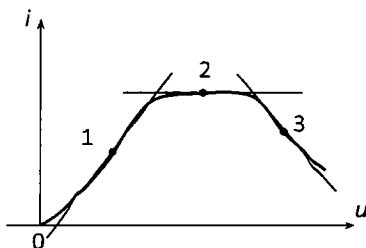
bo'ladi.

Nochiziqli element VAXsining turli nuqtalariga o'zgaruvchan va o'zgaruvchan kuchlanish berilsa, uning statik va differensial qarshiliklari turlicha bo'ladi.

Differensial o'tkazuvchanlik $G_{st}=\Delta i/\Delta u$, ko'p hollarda nochiziqli element VAXsining kuchlanish berilgan nuqtadagi tikligini (krutizna) ko'rsatadi, u odatda $S=\Delta i/\Delta u$ shaklida aniqlanadi. Nochiziqli element VAX turli nuqtalarining qiyaligi turlicha bo'ladi.

3.6-rasmda keltirilgan VAXning turli nuqtalaridagi differensial qarshilik yoki qiyaligi turlicha. 1 nuqtada differensial qarshilik musbat va mu'lum qiymatga ega, 2 nuqtada $R_{st} \approx \infty$, chunki kuchlanishni Δu o'zgarishi tok o'zgarishiga olib kelmaydi. 3 nuqtada $R_{st} < 0$, chunki kuchlanishning oshishi tokning kamayishiga olib kelmoqda.

Manfiy differensial qarshilik R fizik jihatdan energiya manbai hisoblanadi. Musbat qarshilik esa energiya istemolchisi hisoblanadi.



3.6-rasm. Murakkab shakldagi volt-ampere xarakteristikali noxiziqli element

Ba'zi hollarda NE kirishiga garmonik shakldagi kuchlanish $u_g(t)$ berilganda u orqali o'tayotgan tok birinchi garmonikasi amplitudasi I_1 ning o'zgarishi (bog'liqligi)ni aniqlash kerak bo'ladi. Bu bog'liqlik o'rtacha qiyalik $S_{o,r}$ orqali baholanadi. NEDan o'tayotgan tok birinchi garmonikasi amplitudasi I_1 ni kirishdagi garmonik tebranish shaklidagi signal amplitudasi U_g ga nisbati birinchi garmonika bo'yicha o'rtacha qiyalik deb ataladi va $S_{o,r} = I_1/U_g$ ga teng bo'ladi. Shunga o'xshash tok boshqa garmonikalari bo'yicha ham qiyalikni aniqlash mumkin. Bunda:

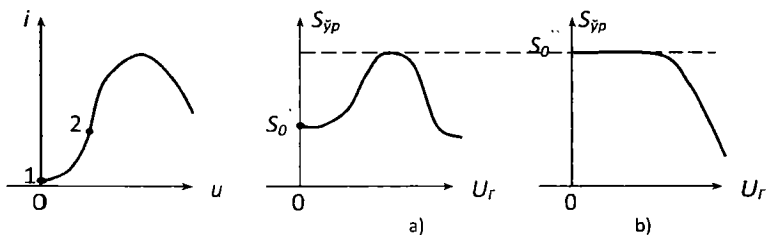
$$S_{o,r2} = I_2/U_g, S_{o,r3} = I_3/U_g, \dots, S_{o,rn} = I_n/U_g$$

bo'ladi.

Ko'p hollarda mulohaza birinchi garmonika bo'yicha qiyalik ustida borsa, o'rtacha qiyalik atamasidan foydalaniladi, garmonika tartib raqami ko'rsatilmaydi.

NE VAX chiziqli qismida $S_{o,r} = S_0$, ya'ni ish nuqtasidagi qiyalikka teng bo'ladi. O'rtacha qiyalik kirish kuchlanishi amplitudasiga bog'liq o'zgarib boradi, ya'ni $S_{o,r} = F(U_g)$ bo'lib, $u = i = F(u)$ VAXni kirish signali oniy qiymati bilan amplitudasi aniqlanadi. Ko'pgina NE uchun kirish signali amplitudasining kattalashishi VAXsi boshlang'ich va oxirgi qismlarini ham egallaydi, bunda NE o'tayotgan tokning maksimal qiymati ortishi kirish signali amplitudasining kattalashishiga nisbatan sekinlashadi. Bu jarayonda chiqish toki shakli dastlabki garmonik shakldan asta-sekin farqlanib, trapetsiyasimon va asta-sekin to'rtburchaksimon impuls shaklini oladi va tok birinchi garmonikasi kattalashishi asta-sekin to'xtaydi, tokning ikkinchi I_2 , uchinchi I_3 va h.k. garmonikalari amplitudasi oshib boradi. Natijada o'rtacha qiyalik ko'rsatkichi $S_{o,r}$ kamayadi.

3.7-rasmda $S_{o,r}$ ning kirish kuchlanishi amplitudasi U_g ga bog'liqlik chizmasi keltirilgan. Bunda $S_{o,r}$ boshlang'ich qiymati VAXning qaysi nuqtasiga kirish kuchlanishi berilganligiga bog'liq.



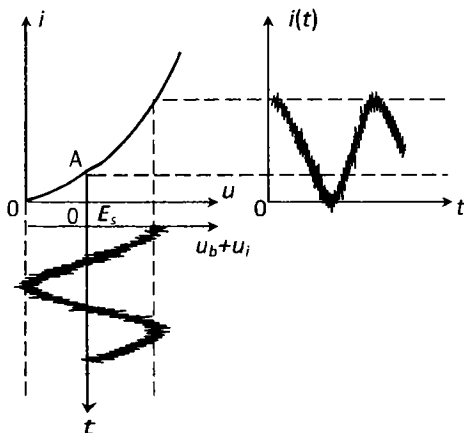
3.7-rasm. O'rtacha qiyalikning ish nuqtasiga bog'liqligi chizmasi: a) 1-ishchi nuqta uchun, b) 2-ishchi nuqta uchun

Bu rasmlarda: S_0 – VAXning 1-nuqtasi statik qiyaligi, S''_0 – VAXning 2-nuqtasi statik qiyaligi.

Nochiziqli aktiv va passiv elementlar haqidagi mulohazalar nochiziqli induktivlik va kondensatorlar uchun tegishli bo'lib, mos ravishda talqin etish mumkin. Bunda differensial induktivlik L va differensial sig'im C hamma hollarda musbat kattalikka ega bo'lishini e'tiborga olish kerak bo'ladi.

3.3. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlarda parametrik jarayonlar

Rezistiv va reaktiv elementlar ma'lum bir ish holatida parametrik element sifatida foydalaniladi. Misol tariqasida rezistiv nochiziqli element yarim o'tkazgich diodni olaylik. Uning VAXsi 3.8-rasmda keltirilgan.



3.8-rasm. Nochiziqli elementga bir vaqtda kuchli va kuchsiz signalning ta'siri

Diodga biri katta kuchlanishli boshqaruvchi $u_g(t) = U_m \sin \omega_g t$ va ikkinchisi nisbatan past kuchlanishli $u_i(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ tebranishlar berilgan bo'lsin va bunda

boshqaruvchi signal ishchi signalga nisbatan sekin o'zgaruvchan, ya'ni $\omega_g \ll \omega_0$ bo'lsin. Doimiy siljish kuchlanishi E_s yordamida ish nuqtasini diod VAXning A nuqtasiga o'ratamiz. Bunda $U_g \gg U_i$ bo'lgani uchun VAXning U_i kuchlanish qo'yilgan qismini chiziqli deb hisoblash mumkin. Boshqaruvchi kuchlanish u_g diod VAXning deyarli hamma qismini egallaydi va kuchsiz ishchi signalning VAX quyilish nuqtasini asta-sekin o'zgartiradi – boshqaradi. Har bir ish nuqtasiga ma'lum oniy qiyyalik S_0 to'g'ri keladi.

Ish nuqtasi boshqaruvchi kuchlanish u_g ta'sirida o'zgargani uchun qiyyalikning oniy qiymati ham o'zgaradi, ya'ni $S_0(t)$ bo'ladi, vaqt bo'yicha o'zgarib boradi. Diodning $u_i(t)$ signalga aks ta'sir toki deyarli sinusoidal bo'ladi, ammo $u_i(t)$ ga nisbatan diod tavsifi qiyyaligi vaqt bo'yicha o'zgarib turadi. Shuning uchun dioddan o'tayotgan tokni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$i(t) = s_0(t) \cdot u_i(t) = s_0(t) \cdot U_i \sin \omega_0 t, \quad (3.1)$$

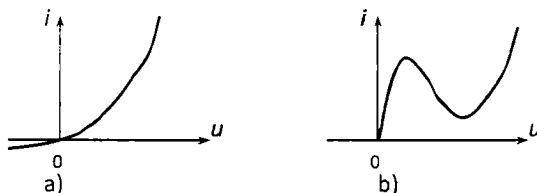
shunday qilib, kichik amplitudali ishchi kuchlanishga nisbatan chiziqli element hisoblanadi, ammo $s_0(t)$ vaqt bo'yicha o'zgarib turgani uchun diod chiziqli-parametrik rejimda ishlaydi. Nochiziqli elementlardan parametrik element hosil qilishda ishchi va boshqaruvchi kuchlanishlar NE bitta kirishiga yoki turli kirishlari – elektrodlariga berilishi mumkin.

Yuqoridagiga o'xshash prinsipda nochiziqli reaktiv elementlarni ham parametrik elementga aylantirish mumkin.

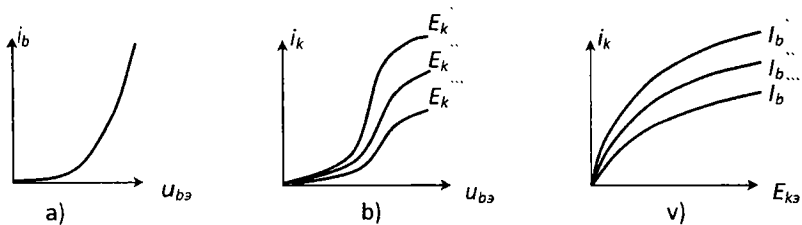
3.4. Nochiziqli rezistiv va reaktiv elementlar xarakteristikalari

Nochiziqli rezistiv va reaktiv elementlar ishlash prinsipi turli fizik jarayonlarga asoslangani uchun ularning volt-amper, volt-kulon, magnit induksiyasi (oqimi) – tok bog'lanish xarakteristikalari turlicha.

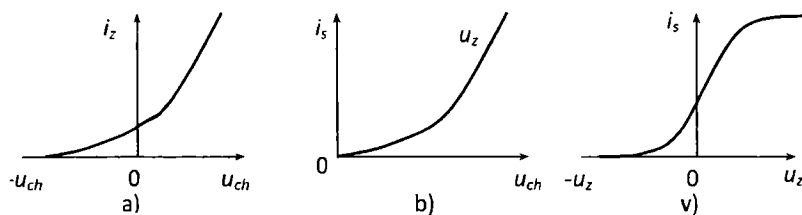
Yarim o'tkazgich diod volt-amper xarakteristikasi 3.9a-rasmda, tunnel diod VAXsi 3.9b-rasmda, bipolyar tranzistor kirish, o'tish va chiqish xarakteristikalari 3.10a, 3.10b, 3.10v-rasmlarda va maydon tranzistori zatvor-stok, stok-istok, stok-zatvor VAXlari 3.11a, 3.11b, 3.11v-rasmlarda keltirilgan.



3.9-rasm. a) yarim o'tkazgich diodning volt-amper xarakteristikasi, b) tunnel diodning volt-amper xarakteristikasi

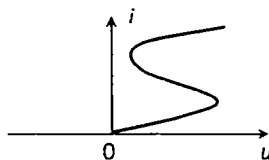


3.10-rasm. a) bipolyar tranzistorning kirish xarakteristikasi, b) bipolyar tranzistorning o'tish xarakteristikasi, v) bipolyar tranzistorning chiqish xarakteristikasi



3.11-rasm. a) maydon tranzistorining kirish xarakteristikasi, b) maydon tranzistorining o'tish xarakteristikasi, v) maydon tranzistorining chiqish xarakteristikasi

3.12-rasmda stabilitron VAXsi keltirilgan. Nochiziqli elementlar bir qiymatli (3.9a, 3.10 va 3.11-rasmlar), va ko'p qiymatli bog'lanishi mumkin (3.9b va 3.12-rasmlar).



3.12-rasm. Stabilitron volt-amper xarakteristikasi

Ba'zan VAXning ko'rinishiga qarab ular *N*-simon (3.9b-rasm) va *S*-simon (3.12-rasm) deb ataladi.

3.5. Nochiziqli rezistiv elementning garmonik tebranishga aks ta'siri

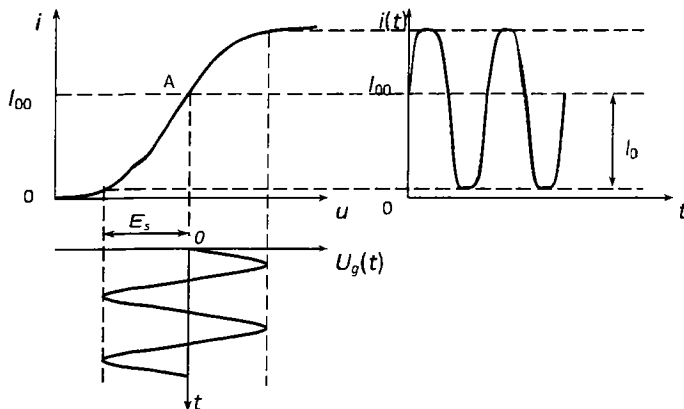
Nochiziqli rezistiv elementning VAXsi 3.13-rasmida keltirilgan. Unga E_s – siljish kuchlanishini berib, ish nuqtasini 0 (nol) nuqtadan *A* nuqtaga suramiz. Ushbu nuqtaga garmonik tebranish shaklidagi

$$u_g(t) = U_g \sin \omega_0 t \quad (3.2)$$

kuchlanishni beramiz. NE ga berilgan umumiy kuchlanish

$$u_{um}(t) = E_s + U_g \sin \omega_0 t \quad (3.3)$$

bilan ifodalanadi. NE chiqishidagi tok o'zgarish qonunini geometrik aks ko'chirish, ya'ni grafik shaklida quramiz.



3.13-rasm. Nochiziqli elementga garmonik tebranishning ta'siri

3.13-rasmdan NE o'tuvchi boshlang'ich tok — I_{00} , tok doimiy tashkil etuvchisi — I_0 , tok birinchi, ikkinchi va h.k. garmonikalari amplitudalarini hisoblab topish mumkin. Bu usulda ishning bir qismi chizma shaklida, ikkinchisi analitik (matematik) holda bajarilgani uchun bu usul grafo-analitik usul deb nomlanadi.

Bu usul o'zining ko'rsatmali bo'lishi bilan birga, NE ning u yoki bu jihatdan eng mutanosib ishlash rejimini aniqlash imkoniyatini bermaydi.

3.6. Nochiziqli elementlar xarakteristikalarini approksimatsiyalash

Nochiziqli elementlarning VAXlari tajriba yo'li bilan olinib, odatda grafik yoki jadval shaklida keltiriladi. Ushbu grafik yoki jadval shaklida keltirilgan VAXlarni tegishli matematik ifodalar bilan almashtirish NE ning kirish kuchlanishiga aks ta'sirini kerakligicha aniqlikda, oson hisoblash imkoniyatini berish bilan birga u yoki bu nuqtai-nazardan eng maqbul ishlash holatini aniqlash imkoniyatini beradi.

Nochiziqli elementning grafik yoki jadval shaklida berilgan VAXni analitik (matematik) ifoda bilan almashtirish approksimatsiyalash deb ataladi.

Approksimatsiyalovchi funksiyalar quyidagi talablarga javob berishi kerak:

1. Approksimatsiyalovchi funksiya iloji boricha oddiy bo'lishi kerak, bu funksiya orqali bajariladigan matematik amallarni soddalashtiradi va hajmini kamaytiradi;

2. Approksimatsiyalovchi funksiya oddiy bo'lishi bilan birga nochiziqli elementdan o'tayotgan umumiy tok tarkibidan tokning kerakli spektral tashkil etuvchilarini aniqlash imkoniyatini berishi kerak;

3. Approksimatsiyalovchi funksiya oddiy bo'lishi va tokning kerakli spektral tashkil etuvchisini aniqlash bilan birga, u yordamida topilgan tok va kuchlanishlar qiymati berilgan aniqlikda real VAX yoki jadval orqali aniqlanadigan qiymatlarga talab etilgan darajada mos kelishi kerak.

Odatda approksimatsiyalovchi funksiya sifatida quyidagi matematik funksiyalardan foydalaniladi:

a. n – darajali polinom;

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + \dots + a_nu^n = a_0 + \sum_{i=1}^n a_nu^i \quad (3.4)$$

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

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2, \quad (3.5)$$

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

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

$$i = a_1u + a_3u^3; \quad i = a_1u + a_3u^3 + a_5u^5. \quad (3.7)$$

b. Eksponentasimon funksiya va eksponentasimon funksiyalar yig'indisi

$$i = Ae^{au}, \quad i = Ae^{-au} + D(e^{bu} - 1). \quad (3.8)$$

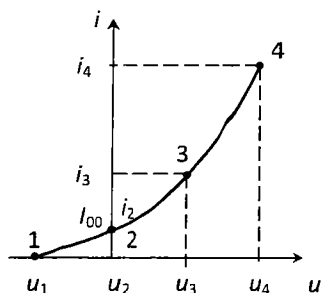
v. To'g'ri chiziqlar yordamida bo'laklab approksimatsiyalash, bu usul ba'zan siniq chiziq bo'laqlari bilan approksimatsiyalash deb ham ataladi. Bu usul qo'llanganda nochiziqli element VAXsi bir necha (odatda 2, 3 va ba'zan 4) qismga ajratiladi va har bir qismi turli qiymatga ega bo'lgan to'g'ri chiziqlar bilan almashtiriladi.

3.7. Nochiziqli rezistiv element VAXsini polinom bilan approksimatsiyalash

NE VAXsi 3.14-rasmdagi ko'rinishda bo'lsin.

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

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3. \quad (3.9)$$



3.14-rasm. Nochiziqli element vol-ampere xarakteristikasi

Ushbu approksimatsiyalovchi funksiya a_0 , a_1 , a_2 va a_3 koeffitsientlarining ma'lum bir qiymatida NE real VAXsiga mos keladi. Ushbu koeffitsientlar qiymatini topish uchun tavsifda berilgan u_1 , u_2 , u_3 va u_4 kuchlanishlarga mos tokning i_1 , i_2 , i_3 va i_4 qiymatlarini topamiz, ya'ni

$$\begin{aligned} i_1 &= a_0 - a_1 u_1 + a_2 u_1^2 + a_3 u_1^3; \\ i_2 &= a_0 - a_1 u_2 + a_2 u_2^2 + a_3 u_2^3; \\ i_3 &= a_0 - a_1 u_3 + a_2 u_3^2 + a_3 u_3^3; \\ i_4 &= a_0 - a_1 u_4 + a_2 u_4^2 + a_3 u_4^3. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Ushbu to'rt noma'lumli to'rt tenglamani birga yechib a_0 , a_1 , a_2 va a_3 koeffitsientlar qiymati aniqlanadi. Bunda $u_2=0$ qiymatiga NE o'tuvchi boshlang'ich tok I_{00} mos keladi, chunki bunda $i_2 = I_{00} = a_0 + a_1 u_2 + a_2 u_2^2 - a_3 u_2^3$. Approksimatsiyalovchi funksiya a_1 koeffitsienti VAXsining $u_2=0$ kuchlanishga mos 2-nuqtadagi xarakteristika qiyaligi S -ga mos keladi, a_2 va a_3 koeffitsientlari qiyalik S ning birinchi va ikkinchi hosilasiga mos keladi. Ular mos ravishda quyidagi o'lchov birliklariga ega bo'ladilar: mA/V; mA/V²; mA/V³.

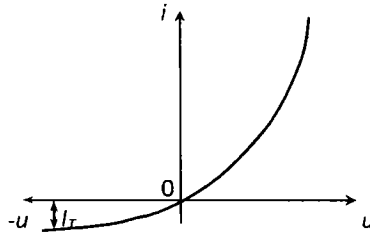
Bu usul ba'zan berilgan nuqtalar usuli deb ham ataladi.

Ushbu turli approksimatsiyalashda VAXning kvadratik qismi muhim ahamiyatga ega, chunki bu qismi modulyatsiyalash, detektorlash va chastota ko'paytirish va h.k. jarayonlarida asosiy hisoblanadi.

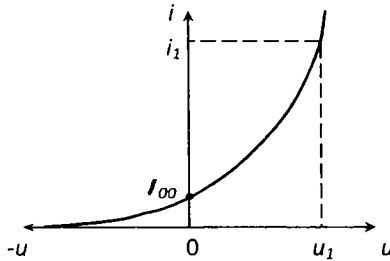
Shuni eslatib o'tish kerakki, agar n -darajali polinom bilan approksimatsiyalashdan foydalanilsa uning koeffitsientlari qiymatlarini aniqlash uchun $n+1$ tenglama tuzish kerak, bunda berilgan kuchlanish va toklar soni ham $n+1$ tadan bo'lishi kerak.

3.8. Nochiziqli rezistiv element VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalash

Yarim o'tkazgich diod va tranzistorlar VAXlari boshlanish qismi eksponensial funksiya orqali yaxshi approksimatsiyalanadi. Misol uchun diod VAXsi 3.15-rasmda berilgan bo'lsin.



3.15-rasm. Yarim o'tkazgich diod volt-amper xarakteristikasi



3.16-rasm. Elektron lampa diod volt-amper xarakteristikasi

VAX (3.16-rasm)ni approksimatsiyalovchi funksiya

$$i = A_0 e^{\alpha u} \quad (3.11)$$

bilan solishtirib tahlil etamiz. Bunda $u=0$ bo'lganda tok $i=A_0$, A_0 koeffitsient vakkum dioddan o'tuvchi boshlang'ich tok I_{00} ga mos keladi, shuning uchun (3.11) quyidagi ko'rinishni oladi

$$i = I_{00} e^{\alpha u}. \quad (3.12)$$

(3.12) ifodadagi α – koeffitsienti qiymatini aniqlash uchun 3.16-rasmda $u=u_1$ ga mos $i=i_1$ ni aniqlaymiz, ya'ni

$$i_1 = I_0 e^{\alpha u_1}. \quad (3.13)$$

(3.13) tenglikdan α -koeffitsienti aniqlanadi. Yarim o'tkazgich diod VAXi vakkum diod VAXsi ko'rinishidagi farqi $u=0$ kuchlanish nuqtasida bo'lib, birinchisi uchun $i=0$, ikkinchisi uchun $i=I_{00}$. Demak yarim o'tkazgich diod VAXsi quyidagi eksponensial ifodaga mos keladi

$$i = A_0 (e^{\alpha u} - 1). \quad (3.14)$$

3.14-rasmda $u=-\infty$ deb hisoblasak, diod orqali I_r ga teskari tok o'tadi, unda (3.14) ifodani quyidagicha yozish mumkin

$$i = I_r (e^{\alpha u} - 1). \quad (3.15)$$

(3.15) ifodadagi α - koeffisienti qiymatini aniqlash uchun $u=u_1$ kuchlanishga mos $i=i_1$ tokni aniqlaymiz va

$$i_1 = I_r (e^{\alpha u_1} - 1) \quad (3.16)$$

tenglamani α ga nisbatan yechamiz.

Yarim o'tkazgichlarda α - koeffisienti qiymati yarim o'tkazgich materiali germaniy yoki kremniy ekanligiga bog'liq, germaniyli diod uchun $\alpha_g = 0,4 \div 0,5$, kremniyli diod uchun $\alpha_k = 0,6 \div 0,8$.

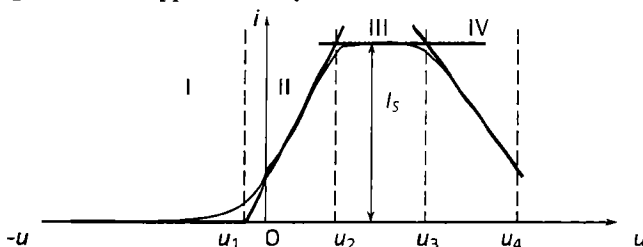
Approksimatsiyalovchi eksponensial funksiya real VAXga moslik darajasini aniqlash uchun (3.10) ifodani logarifmlash orqali chiziqli shaklga keltirish usulidan foydalanamiz.

$$\ln i = \ln I_{00} + \alpha u \quad (3.17)$$

(3.17) ifoda tok logarifmini kuchlanishga to'g'ri chiziqli bog'lanishdaligini ko'rsatadi. Agar real VAX eksponensial funksiya (3.10) ga aniq mos bo'lsa, (3.17) chiziqli bog'lanishda bo'ladi, ularning farqi xatolik darajasini ko'rsatadi.

3.9. Nochiziqli rezistiv element VAXsini to'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash

Bu turli approksimatsiya nochiziqli elementlar va NEZ ni tahlil etishni osonlashtiradi. Bunda NE real VAXsi bir necha qismlarga ajratiladi va har bir qismi turli qiyalikli to'g'ri chiziq bilan almashtiriladi. Misol uchun, 3.17-rasmda keltirilgan VAXni approksimatsiyalash kerak bo'lsin.



3.17-rasm. Murakkab volt-amper xarakteristikani approksimatsiyalash

Ushbu ta'vsi'fni 4 qismga bo'lamiz va ularni to'g'ri chiziq bilan approksimatsiya laymiz.

$$\begin{aligned}
&1\text{-qismda } i=0, \quad \text{chunki } u < u_1 \quad \text{va } S=0; \\
&2\text{-qismda } i=S \cdot u, \quad \text{chunki } u_1 \leq u \leq u_2 \quad \text{va } S \neq 0; \\
&3\text{-qismda } i=I_s, \quad \text{chunki } u_2 \leq u \leq u_3 \quad \text{va } S=0; \\
&4\text{-qismda } i=S_1 \cdot u, \quad \text{chunki } u_3 \leq u \leq u_4 \quad \text{va } S_1 \neq 0, S_1 < 0.
\end{aligned} \tag{3.18}$$

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

3.10. Giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash

Bir qator hollarda nochiziqli elementlarning volta-amper xarakteristikalarini approksimatsiyalashda transcendent funksiyalardan ham foydalaniladi. Bu funksiyalarning koeffisientlari ma'lum bir qonuniyatga asosan tanlanadigan darajali qatorga yoyish mumkin. Koeffisientlarni tanlash har bir qonuniyati yangi transcendent funksiyani keltirib chiqaradi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki, transcendent funksiya bilan approksimatsiyalash juda yuqori darajali polinom bilan approksimatsiyalash natijasini beradi.

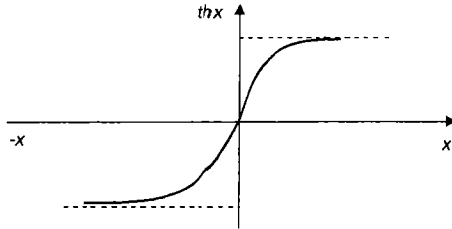
Nochiziqli elementlarning VAXlarini approksimatsiyalash uchun turli transcendent funksiyalar taklif etilgan (arktangenssimon, normal integral taqsimoti funksiyasi va h.k.). Ushbu funksiyalardan biri giperbolik tangens funksiyasi bo'lib, uni radiotexnik olim N. N. Krilov tavsiya etgan. Dastlab funksiyani elektron lampa (triody, pentody)larning anod-setka xarakteristikalarini approksimatsiyalash uchun taklif etildi.

Giperbolik tangens funksiyasi quyidagi umumiy ko'rinishga ega

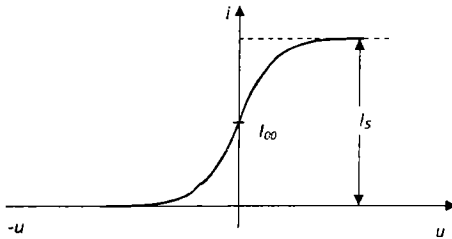
$$i = A(1 + \text{th} \, u). \tag{3.19}$$

Nochiziqli elementlarning VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalashning asosiy afzalligi, u nochiziqli element xarakteristikasi qiyaligining o'zgarishini (birinchi va ikkinchi xosilasi) yetarli darajada aniq baholaydi. VAX qiyligining o'zgarishi bilan bog'liq bo'lgan radiotexnik jarayonlarni tahlil etishda bu asosiy approksimatsiyalash usuli hisoblanadi. Misol uchun, radioqabullash qurilmasi kuchaytirish kaskadi kirishiga foydali signal bilan birga kuchli xalaqit signali ta'sir etganda yuz beradigan modulyatsiya ko'chishi, blokirovkalanish, signallar shaklining nochiziqli buzilishi kabi jarayonlarini o'rganishda juda qo'l keladi. Hozirda radioqabullash qurilmalari dastlabki kaskadlarida maydon tranzistorlaridan foydalaniladi. Ularning stok-zatvor xarakteristikalarini approksimatsiyalashda giperbolik tangens funksiyadan foydalanish mumkin.

Elektron lampalar anod-setka $i_s = F(u_s)$ va maydon tranzistorlarining stok-zatvor $i_z = F(u_z)$ xarakteristikalari giperbolik tangens funksiyasiga o'xshash (3.18-rasm).



3.18-rasm. Giperbolik tangens funksiyasi grafigi



3.19-rasm. NE VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan
 approksimatsiyalash

Giperbolik tangens funksiyasi argument x ning nisbatan kichik qiymatlari $|x| < 0,4$ uchun yuqori aniqlik (2,0% gacha) bilan argument qiymatiga teng, argumentning katta qiymatlari uchun $|x| < 2$ (xatolik 4,0% dan kam) bo'ladi va $|thx| \approx 1$ bo'ladi. Elektron lampa va maydon tranzistorlarning $i_s = F(u_s)$, $i_s = F(u_{si})$ xarakteristikalarini giperbolik tangens funksiyasi (3.19) bilan approksimatsiyalanganda undagi A, a koeffitsientlari quyidagicha aniqlanadi:

$$A = \frac{I_S}{2} = I_{00}, \quad a = \frac{2S}{I_S} = \frac{S}{A}.$$

bunda, S – funksiya asosiy chiziqli qismining qiylaligi ($u = 0$ nuqtaga nisbatan); I_S – nochiziqli elementning to'yinish toki va I_{00} tokning $u = 0$ ish nuqtasiga mos keluvchi boshlang'ich tok qiymatlari keltirilgan belgilashlar asosida (3.19) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$i_s = I_{00}(1 + thau_s). \quad (3.20)$$

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

$$q(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n. \quad (3.21)$$

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

$$C(u) = \frac{dq}{du} = a_1 + 2a_2u + \dots + na_nu^{n-1}. \quad (3.22)$$

Ba'zan nohiziqli yarim o'tkazgich sig'im – varikapning volt-farada xarakteristikasi quyidagi funksiya orqali yetarli darajada aniqlik bilan approksimatsiyalanadi, ya'ni

$$C(u) = C(0) \sqrt[h]{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + u}}, \quad (3.23)$$

bunda, u – varikap $p - n$ o'tishiga qo'yilgan kuchlanish; φ_k – potensial to'siq yuqoriligi; $C(0)$ – varikapning $p - n$ o'tishiga qo'yilgan kuchlanish $u = 0$ bo'lgan holatiga mos keluvchi boshlang'ich sig'im; $h = 2 \div 3$ ga teng bo'lgan o'zgarmas doimiy kattalik bo'lib, u yarim o'tkazgich materialidagi boshqa ximik elementlar aralashmasi va uning rniqdoriga bog'liq.

Nazorat savollari

1. *Inersiyasiz elementning inersiyali elementdan farqi nimada?*
2. *Nohiziqli kondensator, rezistor va induktivlikka misol keltiring va ularning asosiy xarakteristikalarini chizing.*
3. *Doimiy tokka qarshilik (statik qarshilik) qanday aniqlanadi?*
4. *O'zgaruvchan tokka qarshilik (dinamik qarshilik) qanday aniqlanadi?*
5. *O'rtacha qiyaalik nima? U qanday aniqlanadi?*
6. *NE o'rtacha qiyaaligi $S_{o'}$, kirish kuchlanishi bilan qanday bog'langan?*
7. *Yarim o'tkazgich va tunnel diod VAXlari qanday ko'rinishga ega?*
8. *Bipolyar tranzistor kirish, chiqish va o'tish VAXlari qanday bog'langanlar?*
9. *Approksimatsiya nima? Approksimatsiyalovchi funksiyalarga qanday talablar qo'yiladi?*
10. *NE VAX sini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qiling va approksimatsiya koeffisientlarini aniqlang.*
11. *Maydon tranzistori $i_k = F(u_k)$ VAXsini siniq chiziq bilan approksimatsiya qiling va approksimatsiya koeffisientlarini aniqlang.*
12. *NE VAXsini siniq chiziq bilan approksimatsiyalashdan qaysi hollarda foydalanish mumkin?*
13. *3 va 5 ordinatalar metodi bilan NE orqali o'tayotgan tokning qaysi tashkil etuvchilarini aniqlash mumkin?*
14. *Siljish kuchlanishi E_s va NE yopilish kuchlanishi U_0 qanday fizik ma'noga ega?*
15. *Qaysi hollarda NE xarakteristikasi giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalanadi?*

4. NOCHIZIQLI ELEKTR ZANJIRLARNI TAHLIL ETISH USULLARI

4.1. NElarning ishlash rejimlari va ularni tahlil etish usullari

Nochiziqli elementlar va nochiziqli elektr zanjirlarda kirish signali spektrining boyishi va qiymatining o'zgarishi hodisasi ro'y beradi. Boyigan tok spektrining ba'zilar foydali, qolganlari foydasiz hisoblanadi. NE va NEZ lari kirish tebranish lari (kirish kuchlanishi, signali) soniga qarab:

Monogarmonik – bitta kirish tebranishi

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \quad (4.1)$$

Bigarmonik – ikki kirish tebranishi

$$u_k(t) = U_{k1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_{k2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (4.2)$$

Poligarmonik – bir necha kirish tebranishi

$$u_k(t) = \sum_m^n U_{km} \cos(\omega_m t + \varphi_m), \quad (m = 1, 2, 3, \dots, n) \quad (4.3)$$

rejimlari farqlanadi.

Bundan tashqari bigarmonik rejimi tebranish chastotalari ω_1 va ω_2 larning o'zaro nisbatiga qarab quyidagicha farqlanadi: sinxron rejim, agarda ω_1 ni ω_2 ga nisbati katta bo'lmagan sonlar nisbatida bo'lsa, ya'ni

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = 2, 3, 4 \quad \text{yoki} \quad \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4};$$

va asinxron rejim, agarda ω_1 ning ω_2 ga nisbati katta bo'lmagan sonlar nisbatida bo'lmasa.

NE va NEZ larida o'tayotgan tokni garmonik tashkil etuvchilarga yoyish va ularning qiymatlarini aniqlash masalasining turli usullari mavjud:

1. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli. Bu usuldan NE VAXi n-darajali polinom bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

2. Kesish burchagi (Berg) usuli. Bu usuldan NE VAXsini siniq chiziq bo'lakchalari bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

3. Bessel funkciyasidan foydalanish usuli. Bu usuldan NE VAXsini eksponentasimon funkciya bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

4. 3 va 5 ordinatalar usuli. Bu usuldan foydalanganda NE VAXsini approksimatsiyalash talab etilmaydi. Tok spektral tashkil etuvchilari grafo-analitik usulda aniqlanadi.

4.2. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli

NE VAXsi uchinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsin

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (4.4)$$

Uning kirishiga bitta garmonik tebranish ta'sir etsin,

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (4.5)$$

(4.5) ni (4.4) ifodaga qo'yib, hamda

$$\begin{aligned} \cos^2 \alpha &= 0,5(1 + \cos 2\alpha) \\ \cos^3 \alpha &= 3/4 \cos \alpha + 1/4 \cos 3\alpha \end{aligned} \quad (4.6)$$

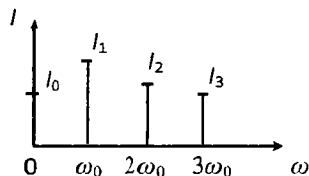
trigonometrik formulalardan foydalanib, NE dan o'tayotgan tok spektral tashkil etuvchilarini quyidagi yig'indi shaklida ifodalaymiz

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + a_2 U_k^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ &+ a_3 U_k^3 \cos^3(\omega_0 t + \varphi_0) = a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,5 a_2 U_k^2 + \\ &+ 0,5 a_2 U_k^2 \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0) + 0,75 a_3 U_k^3 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ &+ 0,25 a_3 U_k^3 \cos(3\omega_0 t + 3\varphi_0). \end{aligned} \quad (4.7)$$

Ushbu tok ω_1 chastotali tashkil etuvchidan tashqari, tok doimiy tashkil etuvchisi ($\omega_0=0$), ikkinchi garmonika ($2\omega_0$) va uchinchi garmonika ($3\omega_0$) tashkil etuvchilardan iborat. Bu tashkil etuvchilar quyidagi qiymatlarga ega:

$$\begin{aligned} I_0 &= a_0 + 0,5 a_2 U_k^2; \\ I_1 &= a_1 U_k + 0,75 a_3 U_k^3; \\ I_2 &= 0,5 a_2 U_k^2; \\ I_3 &= 0,25 a_3 U_k^3. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Bunda tokning doimiy tashkil etuvchisi va juft garmonikalari approksimatsiyalovchi polinomning juft darajali tashkil etuvchilari va toq garmonikalari toq darajali tashkil etuvchilari hisobiga paydo bo'ladi, shu bilan birga aniqlanadigan tokning eng yuqori garmomkasi approksimatsiyalovchi polinom darajasiga teng bo'ladi. Aniqlanadigan garmonika soni oshgan sari uni qiymati avvalgilariga nisbatan kamayib boradi. 4.1-rasmda aniqlangan tok spektral tashkil etuvchilari keltirilgan.



4.1-rasm. Chiqish toki spektral tashkil etuvchilari

VAXsi uchinchii darajali polinom (4.4) bilan ifodalangan NE kirishiga ikkita tebranish ta'sir etgan holatni ko'rib chiqamiz. Bunda

$$u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \quad \text{va} \quad u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (4.9)$$

va ularning chastotasi $\omega_2 > \omega_1$ bo'lsin.

(4.9) ni (4.4) ifodaga qo'yamiz va NE dan o'tayotgan tok qiymatlarini aniqlaymiz:

$$i = a_0 + \alpha_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) - \alpha_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + \alpha_2 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^2 + \alpha_3 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^3. \quad (4.10)$$

$(a+b)^2$, $(a+b)^3$ ni yoyish va

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = 0,5 \cos(\alpha + \beta) + 0,5 \cos(\alpha - \beta);$$

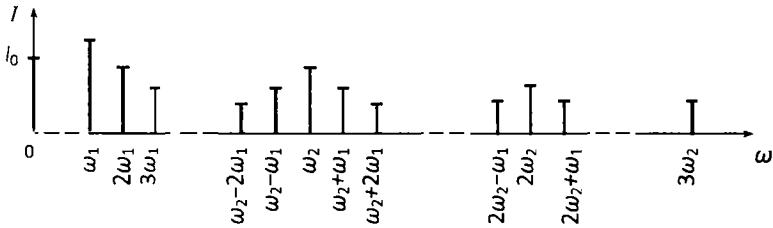
$$\cos \alpha \cdot \cos^2 \beta = 0,5 \cos \alpha + 0,25 \cos(2\alpha - \beta) + 0,25 \cos(2\alpha + \beta);$$

$$\cos^2 \alpha \cdot \cos \beta = 0,5 \cos \beta + 0,25 \cos(\alpha + 2\beta) + 0,25 \cos(\alpha - 2\beta)$$

trigonometrik formulalardan foydalanib (4.10) ni quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$\begin{aligned} i = & a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0,5 a_2 U_1^2 + 0,5 a_2 U_2^2 + \\ & + 0,5 a_2 U_1^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + 0,5 a_2 U_2^2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) + \\ & + a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] + \\ & a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] + 0,75 a_3 U_1^3 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \\ & + 0,75 a_3 U_2^3 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0,25 a_3 U_1^3 \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_1) + \\ & + 0,25 a_3 U_2^3 \cos(3\omega_2 t + 3\varphi_2) + 1,5 a_3 U_1^2 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + \\ & + 0,75 a_3 U_1^2 U_2 \cos[(\omega_1 - 2\omega_2)t + (\varphi_1 - 2\varphi_2)] + \\ & + 0,75 a_3 U_1^2 U_2 \cos[(\omega_1 + 2\omega_2)t + (\varphi_1 + 2\varphi_2)] + \\ & + 1,5 a_3 U_1 U_2^2 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + 0,75 a_3 U_1 U_2^2 \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t + (2\varphi_1 + \varphi_2)] + \\ & + 0,75 a_3 U_1 U_2^2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + (2\varphi_1 - \varphi_2)]. \end{aligned} \quad (4.11)$$

(4.11) ifodadagi NE orqali o'tgan tok spektral tashkil etuvchilari spektrini chizamiz (4.2-rasm).



4.2-rasm. Nochiziq li elementga ω_1 va ω_2 chastotali tebranishlar ta'sirida hosil bo'ladigan chiqish toki spektral tashkil etuvchilari

Nochiziq li element orqali umumiy holda: birinchi signal va uning garmonikalari ($n\omega_1 + n\varphi_1$); ikkinchi signal va uning garmonikalari ($m\omega_2 + m\varphi_2$) va kombinasion chastotalar $[(n\omega_1 + n\varphi_1) \pm (m\omega_2 + m\varphi_2)]$ paydo bo'ladi. Kombinasion chastotalar murakkabligi ularning tartibi $N = |n| + |m|$ orqali aniqlanadi (n va m butun natural sonlar). Masalan $\omega_1 + 2\omega_2$ – uchinchi tartibli, $2\omega_1 + 2\omega_2$ – to'rtinchi tartibli kombinasion tashkil etuvchilar hisoblanadilar.

(4.2.11) ifodadagi tok har bir spektral tashkil etuvchilari qiymati (amplitudasi) mos chastotali spektral tashkil etuvchilar yig'indisi bilan aniqlanadi.

4.3. Uch va besh ordinatalar usuli

Ushbu grafo-analitik usuldan nochiziq li element orqali o'tayotgan tok spektral tashkil etuvchilarini taqriban hisoblashda foydalaniladi.

Uch ordinata usuli tokning doimiy tashkil etuvchisi va birinchi, ikkinchi garmonikalari amplitudalarini aniqlash imkoniyatini beradi. Besh ordinata usuli orqali qo'shimcha tokning uchinchi va to'rtinchi garmonikalarini aniqlash mumkin.

Uch ordinata usulini ko'rib chiqamiz. NE VAXsi 4.3-rasmda keltirilgan shaklda bo'lsin.

Uning kirishiga

$$u_k(t) = U_k \cos \omega_0 t \quad (4.12)$$

garmonik tebranish shaklidagi kuchlanish berilsin. Bunda NE dan o'tayotgan tok shaklining o'zgarishini ko'ramiz. Bu tok doimiy tashkil etuvchi va kirish tebranishlari garmonikasidan iborat bo'ladi, ya'ni

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (4.13)$$

Kirish kuchlanishining $\omega t = 0$, $\omega t = \pi/2$ va $\omega t = \pi$ vaqtlardagi qiymatlariga mos keluvchi tokning i_{max} , i_0 va i_{min} qiymatlarini aniqlaymiz

$$i_{max} = I_0 + I_1 + I_2;$$

(4.16) tengliklarni birgalikda yechib tokning doimiy tashkil etuvchisi va uning birinchi, ikkinchi, uchinchi va to'rtinchi garmonikalarining amplitudalarini topamiz.

$$\begin{aligned}
 I_0 &= 1/6 [i_{max} + i_{min} + 2(i_1 + i_2)]; \\
 I_1 &= 1/3 [i_{max} - i_{min} + i_1 - i_2]; \\
 I_2 &= 0,25 [i_{max} + i_{min} - 2i_0]; \\
 I_3 &= 1/6 [i_{max} - i_{min} - 2(i_1 - i_2)]; \\
 I_4 &= 1/12 [i_{max} + i_{min} - 4(i_1 + i_2) + 6i_0].
 \end{aligned}
 \tag{4.17}$$

Uch va besh ordinatalar usuli bilan aniqlangan toklar qiymati xatoligi kirish kuchlanishi amplitudasi oshgan sari ko'payib boradi. Shunga qaramasdan bu usul amalda past chastotali signal kuchaytirgichlari, modulyator va detektorlarda hosil bo'ladigan nochiziqli buzilishlarni taqriban aniqlash va baholash imkoniyatini beradi. Yuqoridagi qurilmalar va shunga o'xshash qurilmalarda buzilish koeffisienti quyidagi ifoda orqali hisoblanadi, buzilish qiymati garmonikalar koeffisienti orqali aniqlanadi va odatda foizlarda baholanadi

$$K_{\%} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} * 100\%.
 \tag{4.18}$$

4.4. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli

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

$$u_k(t) = E_s + U_k \cos \omega_0 t;
 \tag{4.19}$$

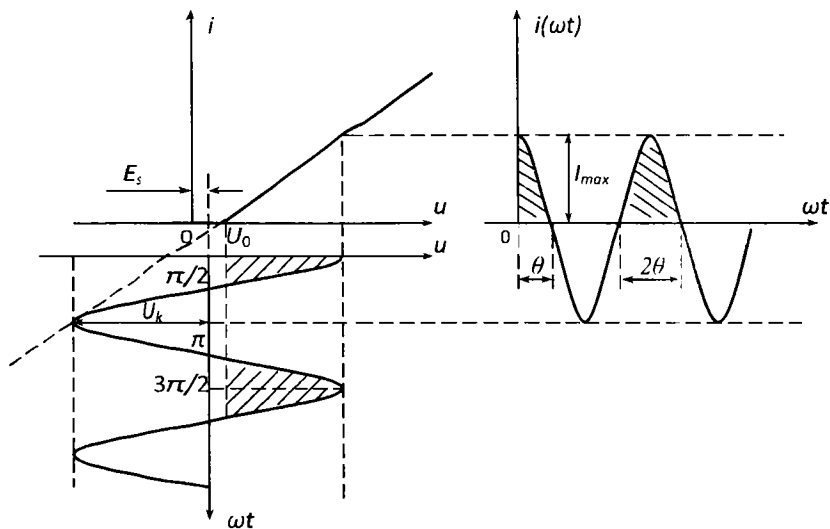
siljish kuchlanishi E_s va U_k amplitudali garmonik tebranish kuchlanishi berilgan bo'lsin. Avval ko'rib chiqqanimizdek diod VAXni eksponentasimon funksiya bilan approksimatsiya qilamiz

$$i = I_T (e^{au} - 1).
 \tag{4.20}$$

(4.20) ifodaga (4.19) ni qo'yamiz, bunda

$$i = I_T (e^{E_s} \cdot e^{U_k \cos \omega_0 t} - 1)
 \tag{4.21}$$

ifodani olamiz. (4.21) ifoda juft funksiya bo'lganligi uchun, undan o'tayotgan tok faqat kosinusoidal tashkil etuvchilardan iborat bo'ladi va uni quyidagi Fure qatoriga yoyish mumkin



4.4-rasm. Kesish burchagi usuliga oid chizma

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

$$u_k(t) = E_s + U_k \cos \omega_0 t. \quad (4.27)$$

Siljish kuchlanishi ish nuqtasini koordinata boshidan E_s kattalikka o'ng tomonga suradi. U_0 – NE orqali o'tayotgan tok $i=0$ bo'ladigan kuchlanish, yopilish kuchlanishi deb ataladi. Kirish kuchlanishi U_0 dan katta bo'lganda NE orqali tok o'tadi, kirish signalining qolgan qismi NE orqali tok o'tishiga olib kelmaydi. Tok o'tishida qatnashadigan kirish kuchlanishi va chiqish toklari 4.4-rasmda shtrixlangan. Bu rejimda NE orqali kirish kuchlanishing bir davri (2π)da faqat 2θ davomida tok o'tadi, qolgan qismi kesiladi. NE chiqishidagi tok kosinusoidal impuls shaklida bo'lib, u ikki ko'rsatkich I_{max} va θ bilan baholanadi, bunda I_{max} – kosinusoidal impuls maksimal qiymati va θ – kesish burchagi.

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

Ba'zan $E_s = U_0$ bo'lganda NE yopilish kuchlanishi U_0 , kesish kuchlanishi deb ham ataladi. Kesish burchagini aniqlash uchun NE VAXsini quyidagicha aproksimatsiyalaymiz,

$$i = \begin{cases} S(u_k - U_0), & u_k \geq U_0; \\ 0, & u_k \leq U_0; \end{cases} \quad (4.28)$$

bunda: S – NE VAX tok o'tkazadigan qismining qiymati.

(4.28) ifodaga (4.27) ifodani qo'yib

$$i = S(E_s + U_k \cos \omega_0 t - U_0) = SE_s + S \cos \omega_0 t - S U_0 \quad (4.29)$$

olamiz. Bu (4.29) tenglikdan kesish burchagi $\cos \theta$ ni aniqlaymiz

$$\cos \theta = (U_0 - E_k) / U_k \quad (4.30)$$

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

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t - I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots - I_n \cos n\omega_0 t. \quad (4.31)$$

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

$$i(\omega t) = S U_k (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (4.32)$$

bunda $S U_k = I$ va $\omega t = 0$ da $i = I_{max}$ ni ko'ramiz

$$I_{max} = I(1 - \cos \theta). \quad (4.33)$$

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

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad (4.34)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos \omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d\omega t = I_1 \cdot \gamma_1(\theta), \quad (4.35)$$

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos 2\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos 2\omega t d\omega t = I_2 \cdot \gamma_2(\theta), \quad (4.36)$$

.....

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos n\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t d\omega t = I_n \cdot \gamma_n(\theta), \quad (4.37)$$

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

$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{I}, \quad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{I}, \quad \gamma_2(\theta) = \frac{I_2}{I}, \quad \dots, \quad \gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{I}. \quad (4.38)$$

NE ish rejimi uchun uning VAX qiyaligi S , kirish kuchlanishi amplitudasi U_k , yopilish kuchlanishi U_0 va siljish kuchlanishi ma'lum bo'lgani uchun, (4.30) va (4.32) ifodalardan foydalanib θ , I_{max} hamda I larni aniqlaymiz. NE dan o'tayotgan tokning kerakli spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini quyidagi ifodalar orqali aniqlash mumkin:

$$I_0 = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad I_1 = I \cdot \gamma_1(\theta), \quad I_2 = I \cdot \gamma_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I \cdot \gamma_n(\theta). \quad (4.39)$$

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

$$\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos\theta) \quad \text{yoki} \quad \alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{(1 - \cos\theta)} \quad (4.40)$$

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

$$I_0 = I_{max} \cdot \alpha_0(\theta), \quad I_1 = I_{max} \cdot \alpha_1(\theta), \quad I_2 = I_{max} \cdot \alpha_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I_{max} \cdot \alpha_n(\theta). \quad (4.41)$$

$\gamma_n(\theta)$ va $\alpha_n(\theta)$ – qiymatlari ushbu darslikning ilovasida jadval va grafik shaklida keltirilgan. Shuning uchun (4.39) yoki (4.41) ifodalardan foydalanib tokning istalgan tashkil etuvchisi qiymatini aniqlash juda oson.

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

$\gamma_n(\theta)$ – koeffisientlardan NE o'tayotgan kosinusoidal impulslar maksimal qiymati o'zgaruvchani bo'lgan holatda foydalaniladi.

Kesish burchagi U_k , U_0 va E_s qiymatlariga bog'liq bo'lib $0 \div 180^\circ$ oralig'ida bo'lishi mumkin.

I.2-rasmdagi $\gamma_n(\theta)$ va $\alpha_n(\theta)$ garfiklardan ko'rinib turibdiki kesish burchagi θ ning ma'lum bir qiymatlarida $\gamma_n(\theta)$ va $\alpha_n(\theta)$ koeffisientlari o'zlarining eng katta qiymatiga ega bo'ladilar, demak shu kesish burchaklarida NE orqali o'tuvchi tokning u yoki bu garmonikalari o'zlarining eng katta – maksimal qiymatlariga erishadilar. Masalan, $\alpha_1(120^\circ) = 0,54$; $\alpha_2(60^\circ) = 0,27$ va $\alpha_3(40^\circ) = 0,18$, ya'ni

$\theta_{\alpha_{onm}} = \frac{120^\circ}{n}$ qiymatlarida; $\gamma_1(180^\circ) = 1$, $\gamma_2(90^\circ) = 0,2$ va $\gamma_3(60^\circ) = 0,05$, ya'ni

$\theta_{\gamma_{onm}} = \frac{180^\circ}{n}$ qiymatlarida o'zlarining eng katta qiymatlariga erishadilar.

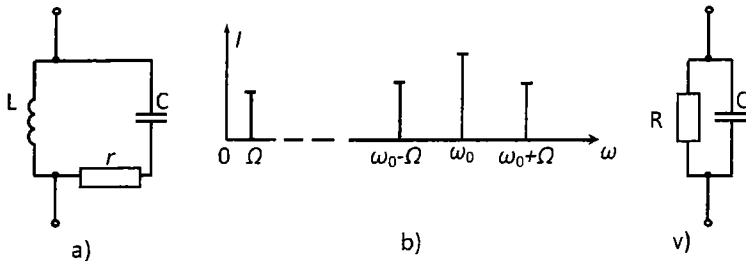
4.6. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish

NE orqali o'tayotgan tok spektri yoki nohiziqli rejimda ishlayotgan qurilmalar chiqish signalidan bir qismi foydali qolganlari esa foydasiz hisoblanadi.

Radiotexnik qurilmalarda tok foydali spektral tashkil etuvchilari filtrlar yordamida ajratib olinadi.

Odatda yuqori chastotalar eng oddiy filtri sifatida parallel LC konturlardan foydalaniladi va past chastota spektr shu jumladan doimiy tashkil etuvchilarini ajratib olish uchun RC filtrlardan foydalaniladi.

Yuqori chastota LC filtri sxemasi 4.5a-rasmda keltirilgan.



4.5-rasm. Tok spektral tashkil etuvchilarini ajratish:
a) yuqori chastota filtri, b) tok spektri, v) past chastota filtri

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ chastotaga sozlangan parallel kontur ekvivalent qarshiligi moduli

$$Z_e = \frac{R_e}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}} = \frac{R_e}{\sqrt{1+\alpha^2}}, \quad (4.42)$$

bo'lib, bunda $R_e = \frac{L}{rC} = \rho Q$ - parallel konturning rezonans chastotasidagi

ekvivalent qarshiligi; $Q = \frac{\rho}{r}$ - konturning aslligi; $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ - konturning to'liqin

qarshiligi; $\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ - konturning nisbiy nosozligi va α - konturning

umumlashgan nosozligi. Rezonans chastotasida $Z_e = R_{oe}$ bo'ladi va kontur orqali tokning chastotası rezonans chastotadan farqiga qarab asta-sekin kamayib boradi. Shuning uchun kontur orqali turli chastotali tok o'tganda, unda tokning kontur rezonans chastotasiga yaqin, ya'ni o'tkazish polosasiga mos keluvchilari unda asosiy kuchlanish hosil qiladilar. Chastotalari kontur rezonans chastotasidan ancha farq qiluvchilari unda sezilarli kuchlanish hosil qilmaydilar. Parallel LC konturning Z_e qarshiligi maksimal qiymatidan 0,7 sathga kamayishiga mos keluvchi chastotalar farqi konturning o'tkazish polosasi kengligi hisoblanadi

$$2\Delta f_{0,7} = \frac{f_0}{Q}. \quad (4.43)$$

Parallel ulangan RC zanjir past chastotalar filtri hisoblanadi (4.6v-rasm). Uning ekvivalent qarshiligi

$$Z_{RC} = \frac{R}{\sqrt{1 + \Omega^2 R^2 C^2}} \quad (4.44)$$

bo'lib, bunda agar $\Omega=0$ bo'lsa, $Z_c=Z_{RC}=R$ bo'ladi, chastota oshishi bilan Z_{RC} qiymati kamayib boradi, unda asosan tokning doimiy tashkil etuvchisi va past chastotali tashkil etuvchilari kuchlanish hosil qiladilar. Z_c ning chastotaga bog'liq kamayish qiyaligi RC zanjir vaqt doimiyligiga bog'liq.

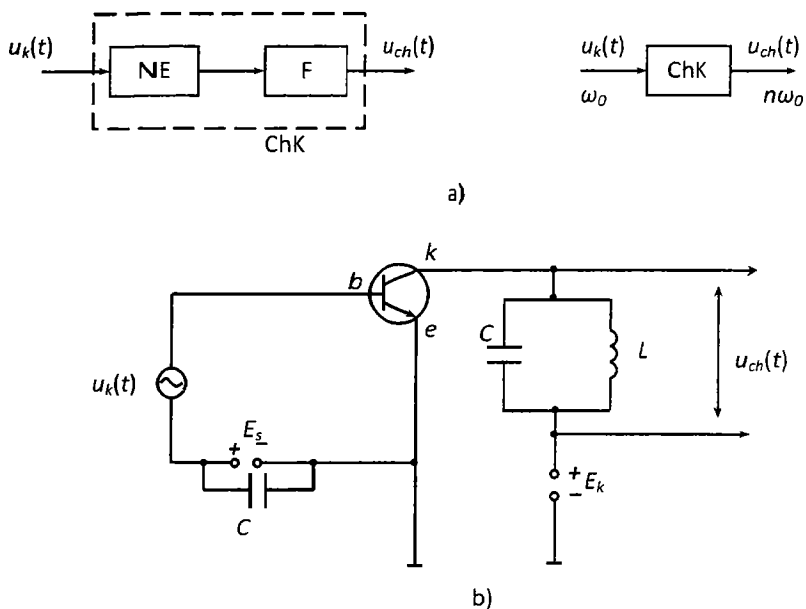
Nazorat savollari

1. *Nochiziqli element orqali o'tayotgan tok tashkil etuvchilarini qaysi usullar bilan aniqlash mumkin?*
2. *Sinxron rejim nima?*
3. *Asinxron rejim nima?*
4. *NEning monogarmonik, bigarmonik rejimi qanday rejim?*
5. *NE VAXsi 5-darajali polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, tokning qaysi spektral tashkil etuvchilarini aniqlash mumkin?*
6. *Kombinasion tashkil etuvchilar NEning qanday ish rejimida hosil bo'ladi?*
7. *NE VAXsi $i=au^2$ funksiya bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, u orqali o'tuvchi tok 1-garmonikasini aniqlash mumkinmi?*
8. *NE orqali o'tuvchi tok past chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?*
9. *NE orqali o'tuvchi tok yuqori chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?*
10. *Kesish burchagi nima? U qanday orliqda o'zgarishi mumkin?*
11. $\alpha_0(\theta)$, $\alpha_1(\theta)$, $\alpha_2(\theta)$... $\alpha_n(\theta)$ koefitsientlari nima? Ulardan qaysi hollarda foydalaniladi?
12. $\gamma_0(\theta)$, $\gamma_1(\theta)$, $\gamma_2(\theta)$... $\gamma_n(\theta)$ koefitsientlari nima? Ulardan qaysi hollarda foydalaniladi?
13. *Optimal kesish burchagi nima? U $\alpha_n(\theta)$ va $\gamma_n(\theta)$ koefitsientlari uchun qanday aniqlanadi?*
14. $\alpha_n(\theta)$ va $\gamma_n(\theta)$ koefitsientlari, I va I_{max} yordamida tok spektral tashkil etuvchilari qanday aniqlanadi.

5. NOCHIZIQLI QURILMALAR

5.1. Chastota ko'paytirgichlar

Chiqishidagi chastota qiymati kirishidagi chastota qiymatidan karrali marotaba katta bo'lgan qurilma chastota ko'paytirgich (ChK) deb ataladi (5.1-rasm). Bunda $\omega_{ch} = n\omega_0$ bo'ladi.



5.1-rasm. Chastota ko'paytirgich: a) strukturaviy sxemasi. b) elektr sxemasi

Chastota ko'paytirishni NE yoki PE bo'lgan elektr zanjirlarda amalga oshirish mumkin. 5.1b-rasmda tranzistorli ChK soddalashgan sxemasi keltirilgan. Tranzistor kirishiga beriladigan E_s siljish kuchlanishi va garmonik signal $u_k(t)$ amplitudasini tanlash orqali nochiziqli rejimda ishlash ta'minlanadi. Bunda uning kollektor toki nogarmonik shaklda bo'ladi, kirish kuchlanishining garmonikalari hosil bo'ladi. Tranzistor kollektor-emitter oraliqiga kirish kuchlanishi n - garmonikasiga sozlangan LC konturda mos ravishda $u_{ch} = I_n Z_c(\omega)$ chiqish kuchlanishi hosil bo'ladi. Bunda I_n - tok n - garmonikasi amplitudasi, $Z_c(\omega)$ - LC tebranish konturi ekvivalent qarshiligi. ChK chiqishidagi u yoki bu garmonikali tebranish kuchlanishi kesish burchagining optimal qiymatlarida o'zining eng katta qiymatiga ega bo'ladi. Masalan, chastotani ikki marta ko'paytirish uchun

$\theta_{u_{\text{orm}}} = 60^\circ$ va chastotani uch marta ko'paytirish uchun $\theta_{\omega_{\text{orm}}} = 40^\circ$ bo'lishini ta'minlash kerak.

Ko'p hollarda chastotani ko'paytirishda bir marotabada 2, 3, 4 marta chastota ko'paytirish mumkin. Chunki birdaniga ko'p marta chastota ko'paytirilsa, ChK chiqishidagi tebranish konturidagi $u_{ch}(t)$ amplitudasi kontur aslligiga bog'liq ravishda asta so'nuvchan bo'ladi, ya'ni

$$u_k(t) = U_k e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega_0 t \quad (5.1)$$

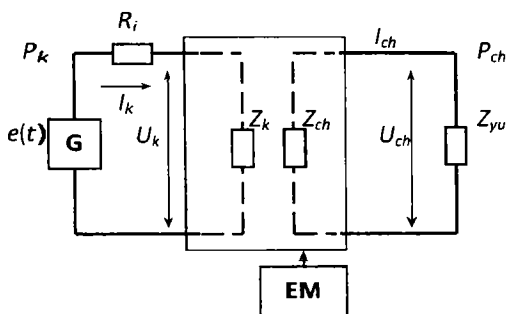
qonuni bo'yicha so'nadi; bunda $\alpha = \frac{r}{2L} = \frac{1}{2R_c C}$ – kontur so'nish koeffitsienti.

Natijada (5.1) amplitudasi o'zgaruvchan tebranish kuchlanishi navbatdagi ChK kirishiga berilsa uning chiqishidagi LC kontur shaklidagi yuklamada kuchlanish, na faqat amplitudasi, balki fazasi bo'yicha ham o'zgaruvchan bo'ladi. Ko'p hollarda radiotexnik qurilmalarda bu o'zgarishlar zararli hisoblanadi.

5.2. Signallarni kuchaytirish

Kuchaytirish qurilmasi kirish (KQ) signali quvvatini uning shaklini saqlagan holatda ko'paytiradi. Kuchaytirgich qurilmalariga quyidagi ikki asosiy talablar qo'yiladi. Birinchidan chiqish signali shaklining kirishdagi nisbatan farqlanishi (buzilishi) darajasi K_{sz} talab darajasida bo'lishi, ikkinchidan kuchaytirish qurilmasining foydali ish koeffitsienti η iloji boricha katta bo'lishi kerak.

Kuchaytirish qurilmasi (KQ) alohida elektr manbai energiyasi hisobiga kuchaytirilayotgan signal quvvatini oshiradi. KQ 5.2-rasmda keltirilgan ekvivalent sxema bilan ifodalanadi.



5.2-rasmda. Kuchaytirish qurilmasining ekvivalent sxemasi

KQ kirishiga berilayotgan kuchaytiriladigan signal ichki qarshiligi R_i bo'lgan generator G dan iborat deb, uning kirish qarshiligi Z_k va o'tayotgan tok

amplitudasini I_k desak, unda U_k amplitudali kuchlanish hosil bo'ladi. Shunday qilib KQ kirishidagi signal quvvati

$$R_k = 0,5 I_k^2 \cdot R_k = 0,5 I_k \cdot U_k \quad (5.2)$$

ga teng bo'ladi, bunda R_k – kirish qarshiligining rezistiv tashkil etuvchisi. KQ chiqish yuklamasi Z_{yu} qarshilikka ega, orqali yuklama tok I_{ch} oqib o'tgani uchun unda U_{ch} kuchlanishi hosil bo'ladi. Agar Z_{yu} yuklamani rezistiv qarshilik deb hisoblasak ($Z_{yu} = R_{yu}$) unda ajralayotgan foydali quvvat

$$P_{ch} = 0,5 I_{ch}^2 \cdot R_{yu} = 0,5 I_{ch} \cdot U_{ch} \quad (5.3)$$

ga teng bo'ladi.

KQ $P_{ch} > P_k$ ni ta'minlashi kerak. KQ kirishidagi signal quvvati juda kichik bo'lib, uning vazifasi chiqishida maksimal chiqish quvvati P_{ch} ni olish, elektr manбайдan olinayotgan P_0 ni boshqarishdan iborat. Odatda elektr quvvati manbai sifatida doimiy tok manбайдan foydalaniladi. Natijada KQ kuchsiz boshqaruvchi signal yordamida doimiy tok manbai energiyasini o'zgaruvchan tok energiyasiga almashtiruvchi qurilma deb qarash mumkin. Bu jihatdan KQ sini kirishdagi boshqarish kuchlanishi elektr manбайдan chiqish yuklamasi R_{yu} ga borayotgan energiyani boshqarib boruvchi to'rt qutblik deb hisoblasa ham bo'ladi. Buning uchun to'rt qutblik inersiyasiz boshqaruv elementidan iborat bo'lishi kerak, chunki u elektr manбайдan olinayotgan P_0 quvvat oniy qiymatini kirishdagi boshqaruv signali oniy qiymatiga mos ravishda boshqarib borishi kerak.

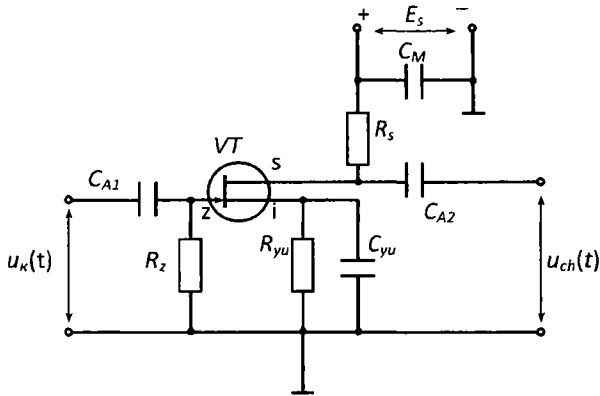
Boshqaruvchi element sifatida kuchaytirish jarayoni chiziqli bo'lishiga qaramasdan asosan nochiziqli aktiv elementlardan foydalaniladi. Odatda kirish signali sathi past bo'lgani, NE VAXsining foydalanilayotgan qismini chiziqli deb hisoblash mumkin, NE VAXsini chiziqdashitirish mumkin.

5.3. Chiziqli kuchaytirgichlar

Maydon tranzistoridan aktiv element sifatida foydalaniladigan yuklamasi rezistiv bo'lgan KQ 5.3-rasmda keltirilgan.

Kirish boshqaruv signali ajratuvchi kondensator S_d , orqali tranzistor zatvoriga beriladi. Bu signal ta'sirida stok-istok zanjiridan o'tayotgan tok qiymati o'zgaradi va $R_s = R_{yu}$ qarshiligida kuchlanish hosil bo'ladi. Kirish signalining o'zmiqdorda o'zgarishi stok tokining katta miqdorda o'zgarishiga, natijada R_{yu} dagi kuchlanish ham unga proporsional o'zgarishiga olib keladi. Bu maydon tranzistori yordamida kuchlanish bo'yicha kuchaytirish amalga oshirilganini bildiradi. $R_s = R_{yu}$ yuklamadagi kuchlanish chiqish kuchlanishi u_{ch} deb hisoblanadi.

KQ elektr ta'minoti doimiy kuchlanishi E_s bo'lgan manba hisobiga bajariladi. U tranzistor stokiga R_s qarshiligi orqali beriladi. Shunday qilib R_s ikki vazifani: tranzistorni elektr manbai bilan ta'minlaydi va yuklama vazifasini bajaradi.



5.3-rasm. Maydon tranzistorli kuchaytirish qurilmasi

C_{A1} – kondensatori domiy kuchlanishni tranzistor zatvoriga berilishiga va C_{A2} kondensatori tranzistor stokidagi doimiy kuchlanishni KQ dan keyingi qurilmalarga tushmasligini ta'minaydi. S_{A1} va S_{A2} kondensatorlarida yo'qotishlar kam bo'lishi uchun ularning sig'implari katta bo'ladi.

KQ sxemasida alohida siljish kuchlanishi manbai yo'q, chunki tranzistor VAXning kerakli qismida ish nuqtasini o'ratuvchi kuchlanish uning istokiga ulangan R_u qarshiligidan o'tayotgan tok hisobiga hosil bo'ladi. Bu rezistor orqali stok toki o'tadi va 5.3-rasmda ko'rsatilgandek kuchlanish (+) istokka (-) esa umumiy simga ulanadi. Manfiy potesial R_z qarshilik orqali zatvoriga beriladi. Shunday qilib tranzistorning zatvor-istok qismiga manfiy siljish kuchlanishi beriladi. Bu kuchlanish avtomatik siljish kuchlanishi – avtosiljish kuchlanishi deb ataladi, chunki u stok tokining doimiy tashkil etuvchisi hisobiga hosil bo'ladi. Stok tokining o'zgaruvchan tashkil etuvchisi R_s ga parallel ulangan katta sig'imli kondensator C_u orqali umumiy simga o'tib ketadi.

R_u qarshilikda stok tokining foydali o'zgaruvchan tashkil etuvchisi o'tishi natijasida, doimiy kuchlanish bilan birga qisman o'zgaruvchan kuchlanish ham hosil bo'ladi. Siljish kuchlanishining bu o'zgaruvchan tashkil etuvchisi tranzistor zatvoriga kirish signali $u_k(t)$ fazasiga teskari fazada bo'ladi va uni qisman kuchsizlantiradi, natijada manfiy teskari bog'lanish paydo bo'ladi. Bu teskari bog'lanish ta'siri C_{yu} kondensatori sig'imiga bog'liq bo'lib, teskari bog'lanishli kondensatorning o'zgaruvchan tokka qarshiligi $\frac{1}{\Omega C_{yu}}$ ni R_u rezistor qarshiligiga

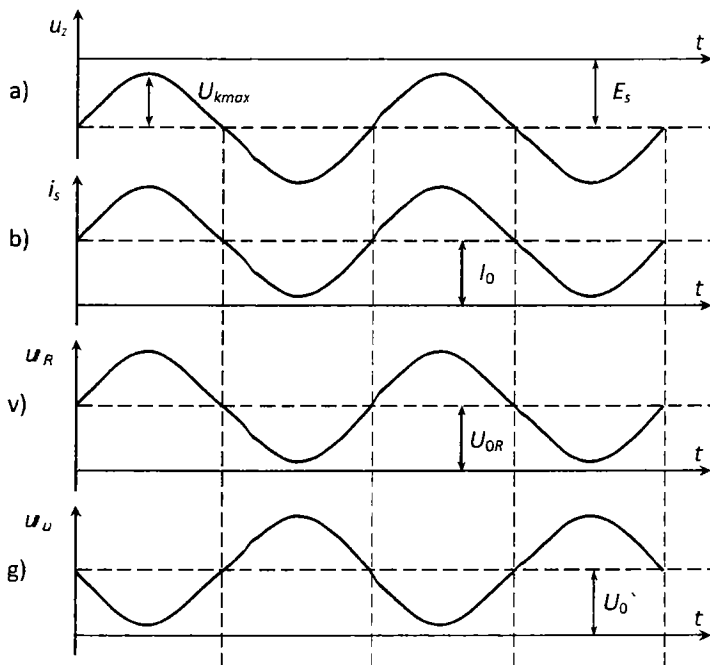
nisbatan juda kamligini ta'minlash orqali erishiladi, ya'ni $\frac{1}{\Omega C_{yu}} \ll R_u$.

Kuchaytirilgan kuchlanish $u_{ch}(t)$ tranzistor stoki va umumiy ulanish simi orasida hosil bo'ladi, ya'ni bir uchi stokka ikkinchi uchi o'zgaruvchan tok uchun umumiy simga ulangan $R_s = R_{yu}$ qarshiligida olinadi. Stok tokining o'zgaruvchan

tashkil etuvchisini umumiy ulanish simiga o'tishini katta sig'imli C_m kondensatori ta'minlaydi. Bunda stok toki foydali o'zgaruvchan tashkil etuvchisi elektr manbai E_s ichki qarshiligidan o'tmaydi.

KQ ishlash prinsipini vaqt diagrammali yordamida ko'rib chiqamiz (5.4-rasm). Tranzistor zatvori va istoki orasidagi kuchlanish ikki tashkil etuvchidan: doimiy kuchlanishi va kirish kuchlanishi $u_k(t)$ dan iborat (5.4a-rasm), ya'ni:

$$u_k(t) = u_{zi}(t) = -E + U_{kmax} \sin \omega_0 t. \quad (5.4)$$



5.4-rasm. Kuchaytirish qurilmasi vaqt diagrammalari: a) zatvordagi kuchlanish, b) stokdagi tok, v) yuklamadagi kuchlanish, g) istokdagi kuchdanish vaqt diagrammalari

Kirish signali chiziqli rejimda kuchaytirilganda stok toki zatvoridagi kuchlanishga proporsional bo'ladi (5.4b-rasm):

$$i_s(t) = I_0 + I_m \sin \omega_0 t. \quad (5.5)$$

Om qonuniga asosan $R_s = R_{yu}$ yuklamadagi kuchlanish stok toki $i_s(t)$ ga proporsional (5.4v-rasm)

$$U_R = U_r = U_{OR} + U_{mR} \sin \omega_0 t. \quad (5.6)$$

Yuklama R_{yu} dagi kuchlanish U_R manba kuchlanishidan ayriladi, kuchlanishlarning bu farqi tranzistor stokidagi kuchlanishga teng bo'ladi (5.4-rasm).

$$U_s(t) = -U_0 \sin \omega_0 t. \quad (5.7)$$

Bunda $U_0 = E_s - U_{OR}$ tranzistor stokidagi kuchlanish U_s amplitudasi, R_{yu} yuklamadagi kuchlanish amplitudasi U_R ga teng. (5.7) ifodadagi manfiy belgi, chiqish kuchlanishi U_{ch} ning fazasi kirish kuchlanishi $u_k(t)$ fazasiga teskariligini bildiradi, ya'ni umumiy istokli maydon tranzistorli kuchaytirgich kirish signali fazasini 180° ga o'zgartiradi.

Endi chiziqli rejimda ishlaydigan KQsining ishlash prinsipini uning VAXi orqali ko'rib chiqamiz (5.5-rasm). Maydon tranzistorining stok toki i_s ni uni zatvoridagi kuchlanishga bog'liqlik xarakteristikasi uni o'tish xarakteristikasi hisoblanadi, ya'ni $i_s = F(U_{z1})$. Bu xarakteristikani siniq chiziq bilan approksimatsiya qilamiz. Ish nuqtasini siljish kuchlanishi E_s yordamida VAX chiziqli qismining o'rtasiga o'rnatamiz. Kirish kuchlanishi amplitudasi U_{km} chiziqli kuchaytirish rejimida VAXning nochiziqli qismiga o'tib ketmasligi kerak, bu shart bajarilganda tranzistor chiziqli rejimda (A-rejimda), kesish burchagisiz ishlaydi va o'tayotgan stok toki $i_s(t)$ shakli kirish kuchlanishi shakliga mos bo'ladi (5.5-rasm).

Yuklama $R_s = R_{yu}$ dagi o'zgaruvchan kuchlanish amplitudasi

$$U_{mR} = I_m \cdot R_c = U_{max} \quad (5.8)$$

bo'ladi. Uning amplitudasi kirish kuchlanishi U_k dan katta bo'ladi. Kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti quyidagicha aniqlanadi

$$K_k = \frac{U_{mR}}{U_k} = I_m \cdot R_s / U_k = S \cdot R_s = S \cdot R_{yu}. \quad (5.9)$$

(5.9) ifodada S tranzistor VAXsi foydalanilayotgan qismining tikligi bo'lib kirish signali sathiga bog'liq emas, ya'ni u o'zgarmas $S = \text{const}$.

Stok tokining birinchi garmonikasi tok foydali tashkil etuvchisi bo'lib, kirish kuchlanishiga mos shaklda proporsional o'zgaradi, ya'ni

$$I_m = S_0 \cdot U_{kmax} \quad (5.10)$$

chiziqli kuchaytirish kuzatiladi.

Stok umumiy toki foydali birinchi garmonikasi I_m dan tashqari, keraksiz doimiy tashkil etuvchisi I_0 dan iborat.

Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich foydali ish koeffitsientini aniqlaymiz. Tok foydali tashkil etuvchisi I_m ning R_{yu} da ajralib chiqadigan quvvati

$$P_{ch*} = 0,5 I_m \cdot U_{mch}. \quad (5.11)$$

Kuchaytirgich elektr manбайдan olayotgan quvvat

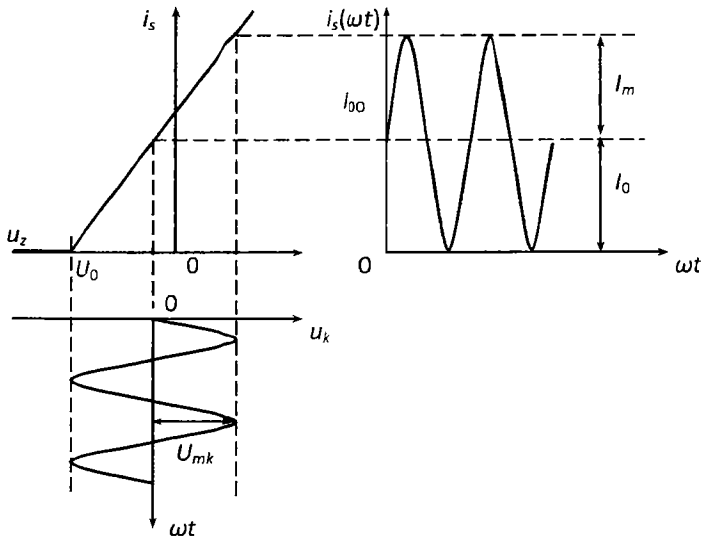
$$P_0 = I_0 E_s. \quad (5.12)$$

5.5-rasmdan ko'rinib turibdiki, chiziqli rejimda tok birinchi garmonikasi I_m tokning doimiy tashkil etuvchisidan katta bo'lmaydi, ya'ni $I_m \leq I_0$. Shunga o'xshash foydali chiqish kuchlanishi U_{mch} – amplitudasi elektr manbai kuchlanishidan katta bo'la olmaydi, ya'ni $U_{mch} \leq E_s$.

I_m va U_{mch} ning eng katta chegaraviy qiymatini olsak, $I_m = I_0$ va $U_{mch} = E_s$ bo'ladi va FIK

$$\eta = \frac{P_{ch} \cdot 100\%}{P_0} = 0,5 \frac{I_m U_{mch} \cdot 100\%}{I_0 E_s} = 50\% \quad (5.13)$$

ga teng bo'ladi. Bu eng katta FIK. Amalda foydali ish koeffisienti bundan ham kam bo'ladi. FIKning bunchalik kam bo'lishiga sabab, tranzistordan hamma vaqt. kirish signali yo'q vaqtda ham tokning doimiy tashkil etuvchisi I_0 o'tib turadi. Shuning uchun kuchaytirgichning chiziqli rejimi (A-rejimi) katta quvvatli kuchaytirish qurilmalarida kam qo'llaniladi. Umumiy talab qilingan P_0 quvvatdan. foydali P_{ch} quvvatini farqi $P_y = P_0 - P_{ch}$ yo'qotilgan quvvat aktiv element tranzistor (yoki elektron lampa) tomonidan issiqlik shaklida tarqatib yuboriladi.



5.5-rasm. Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich vaqt diagrammalari

Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich qurilmasining asosiy afzalligi uning kirish signalini minimal buzilishlar bilan kuchaytirishidir.

5.4. Nochiziqli kuchaytirgichlar

(5.13) ifodadan ko'rinib turibdiki, kuchaytirgichlar FIK oshirishning yagona usuli bu tok doimiy tashkil etuvchisi I_0 ni kamaytirish. Buning uchun ish nuqtasini siljish kuchlanishi yordamida chap tomonga, VAX pastgi qismiga suramiz. Kuchaytirgich kirishidagi kuchlanishni

$$u_k(t) = U_{mk} \cos \omega t \quad (5.14)$$

shaklida olsak, stok toki $i_s(t)$ kosinusoidal impulslar ketma-ketligi shaklini oladi. Bu kosinusoidal tok impulsarlari tarkibidagi tok birinchi garmonikasi amplitudasini va doimiy tashkil etuvchisini kesish burchagi usulidan foydalanib, $\gamma_n(\theta)$ – koeffitsientlari orqali aniqlaymiz. Bunda

$$I_{m1} = S_0 \cdot U_{mk} \cdot \gamma_1 \quad \text{va} \quad I_0 = S_0 \cdot U_{mk} \cdot \gamma_0 \quad (5.15)$$

bo'ladi. Bunda FIK quyidagicha aniqlanadi

$$\eta = 0,5 \frac{I_{m1} U_{mk}}{I_0 E_M} \cdot 100\% = 0,5 \cdot \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)} \cdot 100\%. \quad (5.16)$$

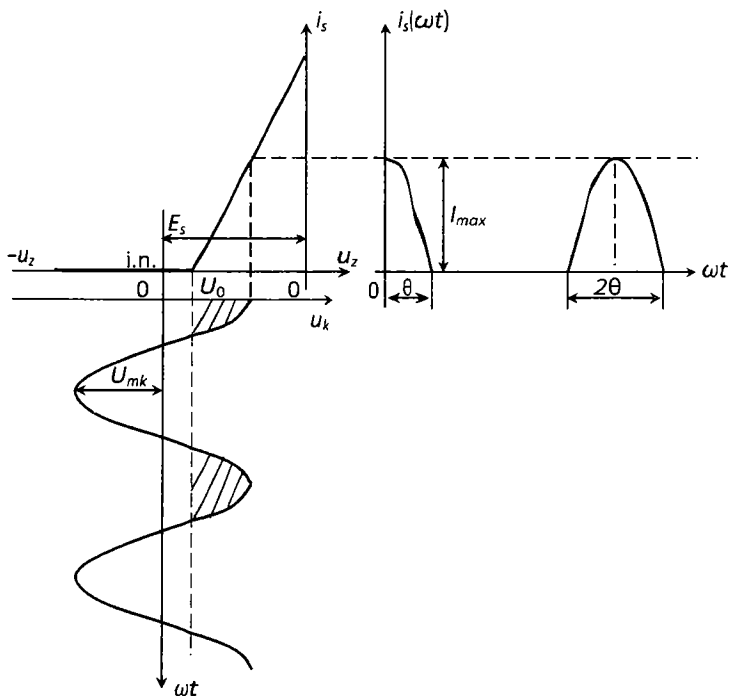
(5.16) ifoda kuchaytirgich FIK oshirish uchun $\frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)}$ nisbatning eng katta qiymatiga mos keluvchi kesish burchagi θ ni tanlash kerak ekanligini ko'rsatadi.

5.7-rasmda $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$ ning kesish burchagi θ ga bog'liqlik grafigi keltirilgan.

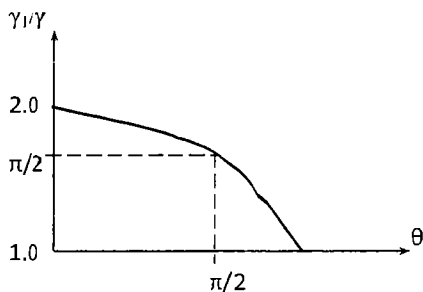
Bunda $\frac{\gamma_1}{\gamma_0} = 2$ eng katta qiymatiga $\theta = 0$ to'g'ri keladi. FIK $\eta = 100\%$ bo'ldi.

5.6-rasmdan ko'rinib turibdiki, kirish signali bo'lmagan vaqtda tranzistor orqali o'tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi $I_0 = 0$ bo'ladi, manbadan quvvat iste'mol qilinmaydi.

Ko'p hollarda kesish burchagi $60 \div 90^\circ$ tanlanadi. Bunda P_0 kamayishi bilan chiqish quvvati P_{ch} ham kamayadi, ammo $\eta = 75 \div 90\%$ ga yetishi mumkin. Bundan tashqari kichik kesish burchagi θ ni ta'minlash uchun katta siljish kuchlanishi E_s berish va kirish kuchlanishi (signali) amplitudasi U_{mk} ni oshirish talab etiladi.



5.6-rasm. Nochiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgich vaqt diagrammalari



5.7-rasm. $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$ ning kesish burchagi θ ga bog'liqlik grafigi

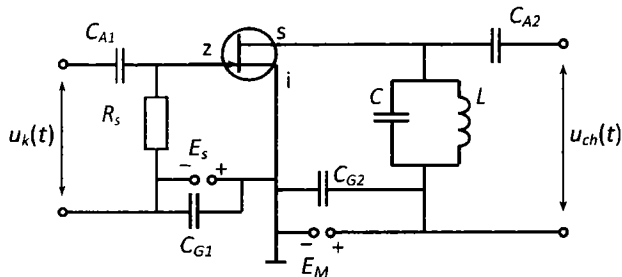
Kesish burchagi hosil bo'lishi bilan stok toki shakli kirish signali shaklidan ancha farq qiladi, buzilgan hisoblanadi. Chunki θ kesish burchagini I_m amplitudali kosinuso-idal impulslar birinchi garmonikadan tashqari bir qator garmonik tashkil

etuvchilardan iborat bo'lad i. Bu stok toki $i_s(\omega t)$ rezistiv yuklamadan o'tsa, undagi chiqish kuchlanish shakli $i_s(\omega t)$ o'zgarishiga mos bo'ladi, katta buzilish kuzatiladi. Stok tokidan uning birinchi garmonikasini ajratib olish uchun rezistiv yuklama o'miga tok birinchi garmonikasiga sozlangan parallel tebranish konturidan foydalanish kerak. Bunda kontur aslligini shunday tanlash kerakki, uning signal o'tkazish kengligiga, kirish signali spektri kengligi mos bo'lishi kerak. Natijada bu konturda tokning faqat foydali spektral tashkil etuvchilari ajraladi, chunki bu tashkil etuvchilar uchun konturning ekvivalent qarshiligi katta bo'ladi, tok keraksiz tashkil etuvchilari uchun uning qarshiligi kam bo'ladi. Natijada chiqish toki kesilishi natijasida hosil bo'lgan tok keraksiz tashkil etuvchilari filtdan deyarli o'tmaydi.

Rezistiv yuklamani parallel tebranish konturi bilan almashtirish natijasida kuchaytirgichning boshqa turi – rezonansli kuchaytirgichni olamiz. Rezonans kuchaytirgich soddalashgan sxemasi 5.8-rasmda keltirilgan.

C_{A1} va C_{A2} kondensatorlari siljish kuchlanishi va elektr manbai ichki qarshiligidan o'zgarmas tok o'tmasligini ta'minlaydi. C_{A1} va C_{A2} kondensatorlari kuchaytirish qurilmasining rejimini tashqi doimiy kuchlanish yoki tok ta'siridan saqlaydi va tashqi qurilmalar ish rejimiga o'zining ta'sirini talab darajasida kamaytiradi.

5.8-rasmda kirish signali $u_k(t)$ zatvor-istok oralig'iga berilgan bo'lib, chiqish kuchlanishi $u_{ch}(t)$ stok-istok oralig'iga ulangan parallel kontur-yuklamadan olinadi.



5.8-rasm. Yuqori chastotalar kuchaytirgichi

Rezonans kuchaytirgich kuchaytirish koeffitsientini aniqlash uchun dastlab, chiqish kuchlanishi amplitudasini aniqlash kerak. Stok tokining birinchi garmonikasi I_m rezonans konturida quyidagi kuchlanishni hosil qiladi

$$U_{mch} = I_m \cdot R_{ek} = S \cdot U_{mk} \cdot R_{ek}, \quad (5.17)$$

bunda R_{ek} – parallel kontur ekvivalent qarshiligi.

Kuchaytirgichning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti

$$K_k = \frac{U_{mk}}{U_{mk}} = S \cdot R_{ek}, \quad (5.18)$$

bunda, S – VAXning qiyaligi.

Agar kontur aslligi $Q \gg 1$ bo'lsa, $R_{ek} \gg 1/S$ bo'ladi, natijada $K_k \gg 1$ bo'ladi.

Kuchaytirishda tok birinchi garmonikasi amplitudasi I_m , kirish signali amplitudasi ga proporsional bo'lishi kerak, ya'ni

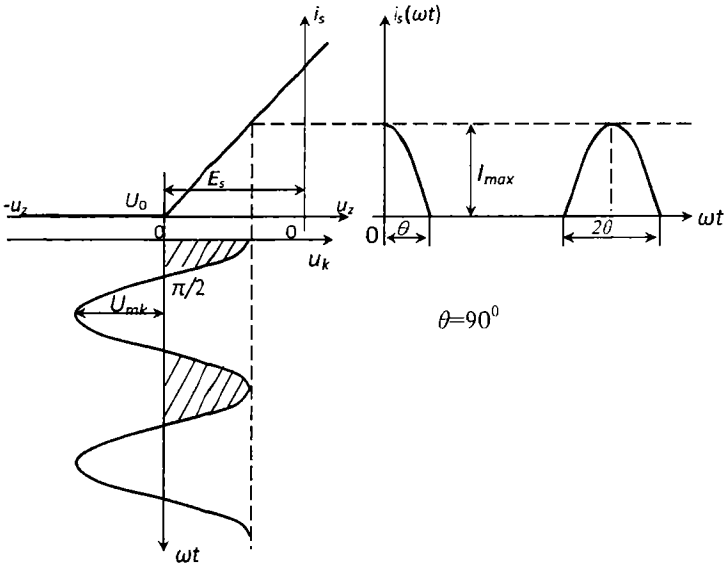
$$I_m = I_{c1} = K \cdot U_{mk}, \quad (5.19)$$

bunda, K – o'zgarmas kattalik, kuchaytirish koeffisienti.

Agar siljish kuchlanishi E_s , tranzistor yopilish kuchlanishi U_0 ga teng bo'lsa, kesish burchagi $\theta = 90^\circ$ bo'ladi. Bunday rejim B rejimi deb ataladi. B rejimida kesish burchagi kirish signali amplitudasiga bog'liq bo'lmaydi $\gamma_1(90^\circ) = 0,5 = \text{const}$ bo'ladi, natijada tok birinchi garmonikasi

$$I_m = I_{c1} = 0,5 \cdot S \cdot U_{mk} \quad (5.20)$$

ya'ni, kirish signali amplitudasiga proporsional bo'ladi. Kuchaytirgichning amplituda xarakteristikasi chiziqli (5.19) bo'ladi. Demak B rejimida kirish signalining yarim davri davomida kuchaytirish buzilishsiz bo'lishi kuzatiladi.



5.9-rasm. "B" rejimida ishlovchi kuchaytirgich vaqt diagrammalari

Agar kuchaytirgich kesish burchagi $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ bo'lsa, bunday rejim C rejimi deb ataladi. S rejimida ishlovchi kuchaytirgich kirishiga o'zgaruvchan amplitudali kirish signali berilsa, bu uning kesish burchagi θ ning o'zgarishiga, natijada tok birinchi garmonikasi koeffitsienti $\gamma_1(\theta)$ o'zgaradi. Bu esa tok I_m ni U_{mk} ga proporsional o'zgarishiga sabab bo'ladi, kuchaytirilayotgan signal shakli buzilishiga olib keladi. Shuning uchun C rejimidan keng foydalanilmaydi. Undan katta quvvatli kuchaytirgichlarda, asosiy talab yuqori FIK η ni ta'minlashda foydalaniladi.

B-rejimda FIK A rejimiga qaraganda katta bo'ladi. B rejimida $\theta=90^\circ$ bo'lgani uchun $\frac{\gamma_1}{\gamma_0} = \pi/2$ bo'ladi. (5.16) ifodaga asosan

$$\eta = 0,5 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 100\% \approx 78,5\%$$

bo'ladi va A rejimiga qaraganda FIK 1,5 marta oshadi.

A, B va C rejimlaridan tashqari D rejimi ham farqlanadi. D rejimida aktiv element (tranzistor) ikki holatda bo'ladi: birinchi holatda tok maksimal i_{smax} , undagi kuchlanish U_{smin} – minimal va ikkinchi holatda tok minimal i_{smin} , undagi kuchlanish U_{smax} – maksimal bo'ladi. Shuning uchun D rejimi kalit rejimi deb ham ataladi. D rejimda elektr manbai quvvatini yo'qotilishi

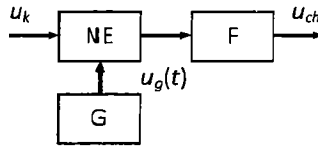
$$P_y = \frac{1}{T} \int_0^T i_s(\omega t) \cdot u_s(\omega t) d\omega t \quad (5.21)$$

ifoda orqali topiladi. Bu rejimda $\eta=90 \div 95\%$ ni tashkil etadi. D rejimi past va yuqori chastotali signallarni kuchaytirishda qo'llaniladi.

5.5. Chastota o'zgartirgich

Chastota o'zgartirish (ChO) deb, kirish signalini spektral tashkil etuvchilari orasidagi o'zaro amplitudaviy va fazaviy nisbatni saqlagan holda chastotalar spektrini bir diapazonidan boshqasiga siljitishga aytiladi.

Chastota o'zgartirish faqat nochiqli yoki parametrik elektr zanjirlarda maxsus tayanch generatori yordamida amalga oshiriladi. ChO'ning NE asosidagi strukturaviy sxemasi 5.10-rasmda keltirilgan. NEga ikki kuchlanish: o'zgartiriluvchi kirish kuchlanishi $u_k(t)$ va tayanch generatori kuchlanishi $u_g(t)$ beriladi. Nochiqli o'zgarish natijasida NE chiqishida bir qator yangi spektr tashkil etuvchilari paydo bo'ladi. Ularning bir qismi foydali, qolganlari keraksiz (foydasiz) hisoblanadi. Foydali spektr tashkil etuvchilari filtr F yordamida ajratib olinadi.



5.10-rasm. Chastota o'zgartirgich strukturaviy sxemasini

Chastota o'zgartirish jarayonini oddiy garmonik tebranish

$$u_k(t) = U_k \cos \omega_0 t \quad (5.22)$$

misolida ko'ramiz. Tayanch generatori chastotasi $\omega_0 > \omega_g$ deb hisoblaymiz

$$u_g(t) = U_g \cos \omega_g t. \quad (5.23)$$

Nochiziqli element VAXsini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalaymiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (5.24)$$

NEga (5.22) va (5.23) kirish signali va tayanch generatori kuchlanishlari ta'sir etsa, umumiy tok spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$\begin{aligned} i(t) = & a_0 + a_1 U_k \cos \omega_0 t + a_1 U_g \cos \omega_g t + 0.5 a_2 U_k^2 + 0.5 a_2 U_g^2 + \\ & + 0.5 a_2 U_k^2 \cos 2\omega_0 t + 0.5 a_2 U_g^2 \cos 2\omega_g t + \\ & + a_2 U_k U_g \cos(\omega_0 + \omega_g)t + a_2 U_k U_g \cos(\omega_0 - \omega_g)t. \end{aligned} \quad (5.25)$$

NE o'tayotgan tok spektri 5.11-rasmda keltirilgan. Ushbu tok tashkil etuvchilaridan chastotasi $\omega_0 - \omega_g$ va $\omega_0 + \omega_g$ ga tenglarini chastota o'zgartirish natijasi sifatida qarash mumkin. Qolganlari foydasiz spektral tashkil etuvchilar hisoblanadi. Chastotani dastlabki qiymatiga qaraganda yuqoriga yoki pastga o'zgartirish kerakligiga qarab ($\omega_0 + \omega_g$) yoki ($\omega_0 - \omega_g$) chastotalar LC parallel kontur yordamida ajratib olinadi. Filtr amplituda-chastota xarakteristikasi 5.11-rasmda keltirilgan.

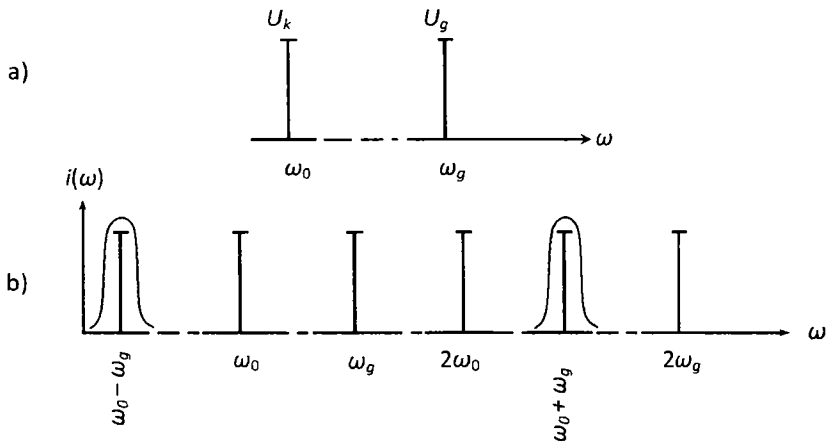
Tayanch generatori chastotasini o'zgartirish orqali kirish signali spektrini chastotalar diapazonining istalgan joyiga surish (joylashtirish) mumkin.

NE chiqish tokida ($\omega_0 + \omega_g$) va ($\omega_0 - \omega_g$) spektral tashkil etuvchilar approksimatsiyalovchi polinomning $a_2 u^2$ hadidan kelib chiqadi. Shuning uchun ish nuqtasini NE VAXsining eng katta kvadratik egrilikka ega qismida tanlash kerak.

Endi bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signal

$$u_k(t) = u_{AM}(t) = U_m [1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t \quad (5.26)$$

tashuvchi chastotasini o'zgartirishni ko'rib chiqamiz.



5.11-rasm. Chastota o'zgartirgich: a) kirishidagi kuchlanishlar, b) chiqishidagi tok spektrlari

(5.26) ifodani bir oz sodda shaklga keltiramiz

$$u_k(t) = u_{AM}(t) = U_m(t) \cdot \cos \omega_0 t, \quad (5.27)$$

bunda $U_m(t) = U_m[1 + m \cos \Omega t]$.

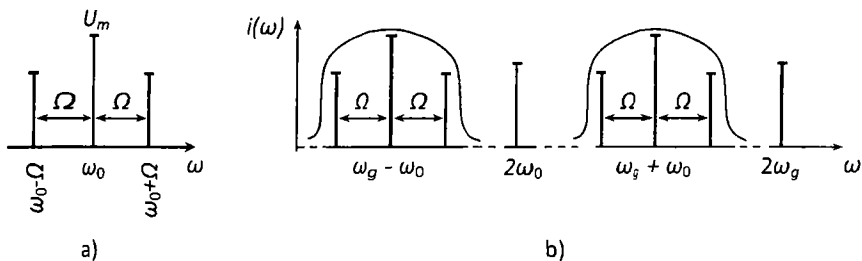
Chastota o'zgartirish jarayoni polinomning $a_2 u^2$ kvadratik tashkil etuvchisi asosida sodir bo'lishini e'tiborga olib $i = a u^2$ ifodadan foydalanamiz

$$\begin{aligned} i &= a [U_m(t) \cos \omega_0 t + U_g \cos \omega_g t]^2 = a U_m^2(t) \cos^2 \omega_0 t + a U_g^2 \cos^2 \omega_g t + \\ &+ 2a U_m(t) U_g \cos \omega_0 t \cos \omega_g t = 0,5 U_m^2(t) + 0,5 U_m^2(t) \cos 2\omega_0 t + \\ &+ 0,5 U_g^2(t) + 0,5 U_g^2(t) \cos 2\omega_g t + a U_m(t) U_g \cos(\omega_0 - \omega_g)t + \\ &+ a U_m(t) U_g \cos(\omega_0 + \omega_g)t. \end{aligned} \quad (5.28)$$

(5.28) ifodadagi tokning $(\omega_0 + \omega_g)$ yoki $(\omega_0 - \omega_g)$ foydali tashkil etuvchisini o'tkazish polosasi ChO' kirishidagi AM signal spektr kengligiga teng bo'lgan parallel tebranish konturi yordamida ajratib olinadi, ya'ni

$$U_{och}(t) = a U_m(t) U_g R \cos(\omega_0 - \omega_g)t. \quad (5.29)$$

(5.26) ifodadagi tok spektri 5.12-rasmda keltirilgan (5.12a – kirishdagi AM signal spektri va 5.12b – NE dan o'tayotgan tok spektri).



5.12-rasm. Chastota o'zgartirgich chiqishidagi foydali spektral tashkil etuvchilarni ajratishga oid chizma

Chastotani almashtirish uchun parametrik elementlar (PE) dan ham foydalanish mumkin. Bunda PE sifatida ikki kuchlanish birining amplitudasi ikkinchisining amplitudasidan juda katta bo'lgan $U_1 \ll U_2$ ikki signal NEga beriladi. Kuchli signal $u_2(t)$ kuchsiz signal $u_1(t)$ ni NE VAXning turli qiyalikka ega bo'lgan nuqtalariga berilishini ta'minlaydi.

Parametrik elementning o'tkazuvchanligi

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t \quad (5.30)$$

bilan o'zgaradigan va unga AM signal

$$u_{AM}(t) = U_1 [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_1 t \quad (5.31)$$

ta'sirini ko'rib chiqamiz. PE orqali o'tuvchi tok quyidagicha aniqlanadi:

$$\begin{aligned} i(t) &= Au_1 u_2 = AU_1 U_2 [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = \\ &= 0.5AU_1 U_2 [1 + m \cos \Omega t] \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \\ &\quad + 0.5AU_1 U_2 [1 + m \cos \Omega t] \cos(\omega_1 - \omega_2)t, \end{aligned} \quad (5.32)$$

bunda, A – proporsionallik koeffisienti.

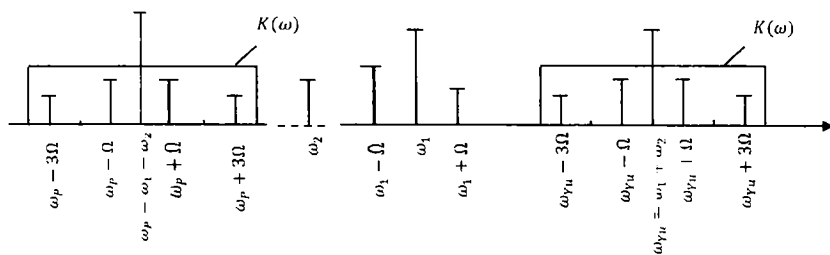
Xuddi avval aytib o'tilganidek, (5.32) tok tashkil etuvchilari ikki guruhdan iborat bo'lib, birinchisi tashuvchisining chastotasi ω_1 nisbatan yuqori chastotalari diapazoniga ω_2 ga surilgan va ikkinchisi tashuvchisi chastotasi ω_1 nisbatan past chastotalar diapazoniga ω_2 ga surilgan modulyatsiya qonuni saqlanib qolgan AM signal dan iborat bo'lib, ulardan kerakli filtrlar yordamida ajratib olinadi.

Chastota almashtirishda nochiziqli ish holatidan foydalanilganda, ushbu NENing har ikki signal $u_1(t)$ va $u_2(t)$ lar yig'indisi ta'sir etadigan qismida VAX ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalanadigan bo'lishi kerak. Agar NE VAXni to'rtinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalashga to'g'ri kelsa, u holda chastota almashtirish jarayonida buzilishlar kuzatiladi, birlamchi AM signal (5.31) amplitudasining o'zgarishi dastlabkisidan farqlanadi, uning o'rovchisi qo'shimcha 3Ω chastota bilan modulyatsiyalangan bo'ladi, ya'ni natijaviy

modulyatsiya koeffitsienti $m_n = m_b + \Delta m_q$, bunda m_b – dastlabki modulyatsiya koeffitsienti, Δm_q – qo‘shimcha buzilishga sabab bo‘luvchi modulyatsiya koeffitsienti

$$m_n = \frac{2a_2 U_{\Omega}}{a_1} + \frac{3a_4 U_{\Omega}^3}{8a_1}, \quad (5.33)$$

bunda, chastotasi $\omega_1 - \omega_2 = \omega_p$ va $\omega_1 + \omega_2 = \omega_{yu}$ ga teng bo‘lgan yangi tashuvchilar dastlabki modulyatsiya chastotasi Ω bilan birga 3Ω bilan ham modulyatsiyalangan bo‘ladilar va modulyatsiyalovchi signal chastotasining $\Omega_{max}/3$ dan kichiklarining 3-garmonikasi yuqori yoki past chastotalar diapazoniga siljirilgan modulyatsiyalangan signal spektrini ajratib oluvchi filtrning chastotalar o‘tkazish polosasi ichida joylashgan bo‘ladi. Agar $\Omega_{mod} > \frac{1}{3}\Omega_{max}$ bo‘lsa, ushbu tashkil etuvchining ta’siri Ω_{mod} kattalashgan sari kichiklashib boradi. Nochiziqli element VAXsi to‘rtinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan holat uchun ω_p va ω_{yu} chastotalar atrofida joylashgan spektral tashkil etuvchilar 5.13-rasmda keltirilgan.



5.13-rasm. Nochiziqli element VAXsi to‘rtinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan holat uchun ω_p va ω_{yu} chastotalar atrofida joylashgan spektral tashkil etuvchilar

Chastota almashtirgich NE yordamida amalga oshirilganda nisbatan katta amplitudali tayanch generatori (TG) dan beriladigan u_2 kuchlanish ta’sirida kichik amplitudali foydali signal u_1 beriladigan ish nuqtasi NE VAXida 1 va 2 nuqtalar orasiga berilgan bo‘lib, ushbu ikki nuqta oralig‘ida VAXning qiyaligi S' dan S'' gacha davriy ravishda ω_2 chastota bilan o‘zgarib turadi. NE VAX ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan bo‘lsa, uning $S = \frac{du}{dt}$ qiyaligi u_2 kuchlanish amplitudasi bilan chiziqli bog‘lanishda bo‘ladi. Agar $u_2(t)$ kuchlanish kosinusoidal shaklda bo‘lsa, u holda PE VAX qiyaligi ham kosinusoidal shaklda o‘zgaradi va u doimiy tashkil etuvchisi S_0 va qiyalikning birinchi hosilasi amplitudasi S_1 dan tashkil topgan bo‘ladi, ya’ni umumiy qiyalik vaqt bo‘yicha quyidagicha o‘zgaradi:

$$s(t) = S_0 + S_1 \cos \omega_2 t. \quad (5.34)$$

PE chiqishidagi tok i_{pE} uning qiyaligi $s(t)$ ga bog'liq ravishda $u_1(t)$ ga proporsional ravishda o'zgaradi, ya'ni $i = s(t)u_1(t)$ bo'ladi (bunda chastota almashtirgichning yuklamasi bo'lgan filtrning ekvivalent qarshiligi e'tiborga olinmagan). Agar chastota almashtirgich kirishiga $u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ signal berilsa, u holda chiqish toki i_{ch} quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$i_{ch}(t) = S_0 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + 0.5 S_1 U_1 \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1) + 0.5 S_1 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1) \quad (5.35)$$

Odatda, supergeterodin strukturasiidagi radioqabullash qurilmalarida chastotasi ω_1 va ω_2 chastotalar ayirmasi $\omega_{och} = (\omega_1 - \omega_2)$ ga teng bo'lgan tok tashkil etuvchisi va uning axborot etuvchi spektral tashkil etuvchilari yuqori chastota filtri yordamida ajratib olinadi. Radiorele liniyalari va sun'iy yo'ldosh orqali aloqa qurilmalarida har ikki chastotalar $(\omega_1 + \omega_2)$ va $(\omega_1 - \omega_2)$ dan foydalaniladi.

Chastota almashtirgich filtri tokning $(\omega_1 - \omega_2)$ chastotali tashkil etuvchisini ajratib, $u_{ch}(t)$ oraliq chastota signali hosil qiladi

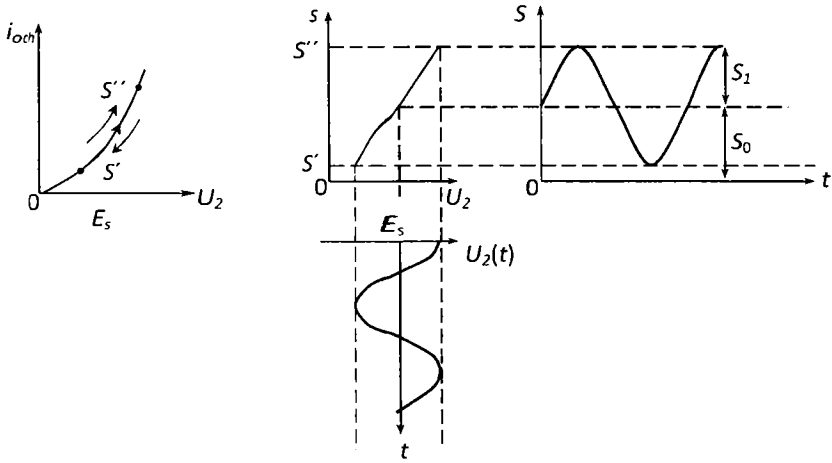
$$u_{ch}(t) = 0.5 R_e S_1 U_1 \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1). \quad (5.36)$$

Tokning $i_{och}(t)$ tashkil etuvchisi amplitudasi o'zgarish qonuni $U_1(t)$ chastota almashtirgich natijasida o'zgarmaydi, bundan tashqari uning fazasi φ_1 ham kirish signali $u_1(t)$ ning fazasiga teng bo'ladi, signal to'liq fazasining o'zgarish qonuni ham saqlanib qoladi, ya'ni kirish signali fazasi modulyatsiyasi qonuni saqlanib qoladi. Tok $i_{och}(t)$ ning amplitudasi qiyalik S ning o'zgarishi amplitudasiga bog'liq. Tokning $i_{och}(t)$ tashkil etuvchisi foydali signal amplitudasi U_1 o'zgarmas saqlanganda, S_1 amplitudasi qancha katta bo'lsa, unga proporsional ravishda kattalashadi. Agar $U_2 = 0$ bo'lsa (5.14-rasm), $S_1 = 0$ bo'ladi, natijada $i_{och} = 0$ bo'ladi, chastota almashtirish jarayoni amalga oshmaydi.

Agar $f_{och} = f_1 - f_2$ bo'lsa modulyatsiyalangan signal yon polosa spektr tashkil etuvchilarining joylashish holati chastota almashtirish natijasida o'zgarmas saqlanib qoladi. Agar $f_{och} = f_1 + f_2$ bo'lsa modulyatsiyalangan signal yon polosa spektr tashkil etuvchilarining joy almashadi, past yon polosa yuqori yon polosa o'rmini va aksincha yuqori yon polosa past yon polosa o'rmini egallaydi.

Chastota almashtirgich diodli, tranzistorli va integral sxemali turlarga bo'linadi. Ularni foydalaniladigan sxemalarga ko'ra: bir taktli diodli PELi, balansli ikki PELi va to'rt PELi halqasimon turlarga ajratish mumkin.

Chastota o'zgartirgichlar supergeterodin strukturasiida qurilgan radio va telesignallarni qabul qilish qurilmalarida, radiorele aloqa liniyalariida, yer sun'iy yo'ldoshi orqali axborot uzatish tizimlarida, umuman ikki chastota yordamida kerakli uchinchi bir chastotani $(\omega_0 \pm \omega_g)$ olishda keng qo'llaniladi.



5.14-rasm. Chastota almashtirish jarayoniga oid

5.6. Cheklagichlar

Cheklagichlarning ikki turi farqlanadi. Birinchisi signal oniy qiymatlarini cheklagichlar, ikkinchisi signal amplitudasini cheklagichlar.

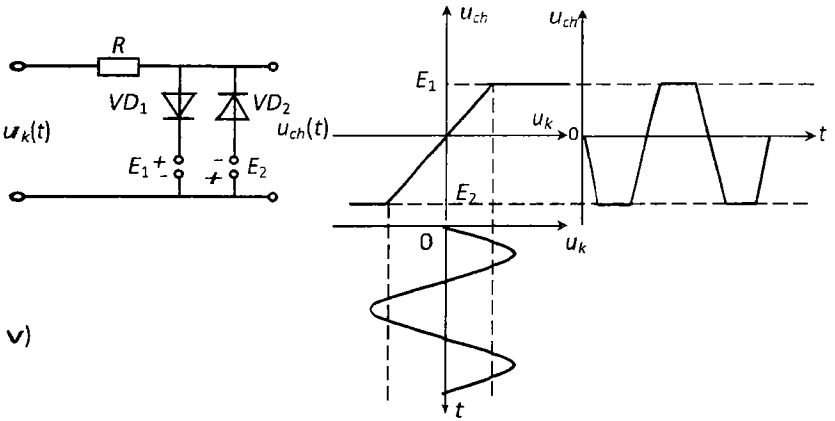
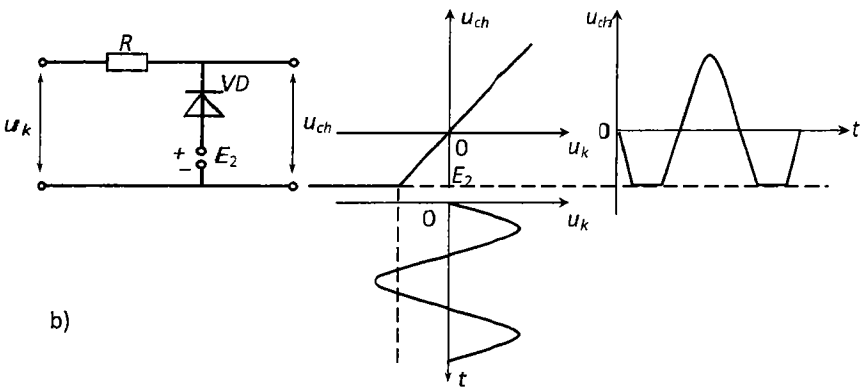
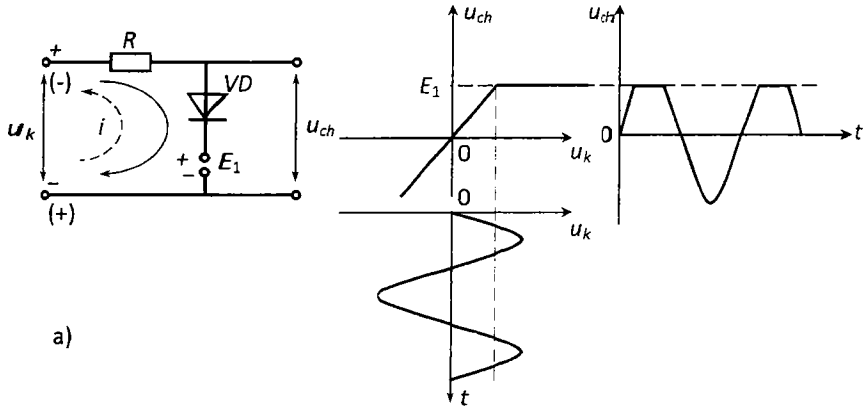
Signal oniy qiymatini cheklagichlari quyidagi turlarga bo'linadi:

- signal oniy qiymatini yuqoridan cheklagich;
- signal oniy qiymatini pastdan cheklagich;
- signal oniy qiymatini ikki tokmonlama – yuqoridan va pastdan cheklagich.

Signal oniy qiymatini cheklagichlarning asosiy xarakteristikasi uning chiqishidagi signal oniy qiymatining kirishdagi signal oniy qiymatiga bog'langanligi hisoblanadi. Odatda cheklagichlar kirishiga sathi nisbatan katta kuchlanishlar beriladi, shuning uchun NE VAXsini siniq chiziq bilan approssimatsiyalash mumkin. Kirish signalining NE da cheklash rejimi boshlanishiga mos keluvchi sathi cheklash bo'sag'asi deb ataladi.

Hozirda cheklagichlarda NE sifatida asosan yarim o'tkazgichli diodlardan foydalaniladi. 5.15-rasmda yuqoridan (5.15a-rasm), pastdan (5.15b-rasm) va ikki tomonlama (5.15v-rasm) cheklagich sxemalari keltirilgan. Bunda R_{yu} yuklama qarshiligi diod ochiq holati ichki qarshiligi R_o juda katta va diod yopiq holatidagi ichki qarshiligidan R_i juda kichik, ya'ni $R_o \ll R_{yu} \ll R_i$ bo'lishi shart.

Bu uch turli cheklagichlarda chegaralash sathi NE zanjirga E – kuchlanishi berish bilan o'rnatiladi.



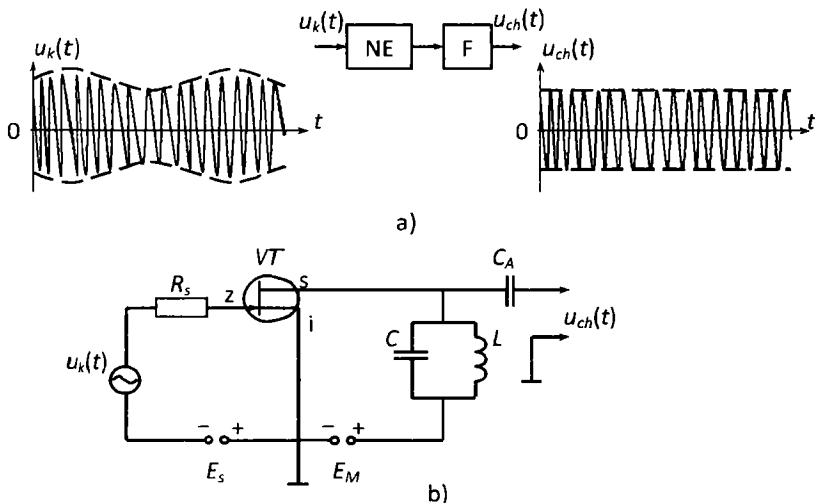
5.15-rasm. Signal o'ny qiymatini cheklagichlar: a) yuqoridan cheklagich, b) pastdan cheklagich, v) ikki tomonlama cheklagich

Ikki tomonli chegaralagichlardan garmonik tebranishlar shaklidagi kuchlanishdan trapesiyasimon va to'rtburchak ko'rinishidagi signallarni olishda ham qo'llanadi.

Oniy chegaralagichlar chiqishidagi kuchlanish dioddan o'tayotgan tok shaklini takrorlaydi, chunki R_{yu} dan tokning hamma spektral tashkil etuvchilari o'tadi va kuchlanish hosil qiladi.

Amplituda cheklagichi (ACh) deb, kirishidagi o'zgaruvchan amplitudali signalni o'zgarmas amplitudali signalga aylantirib beruvchi qurilmaga aytiladi.

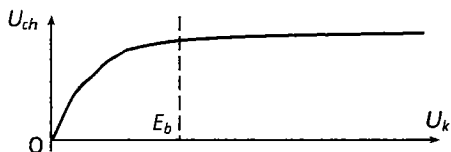
5.16-rasmda amplituda cheklagichning strukturaviy va soddalashgan elektr sxemasi keltirilgan. ACh ni ochiqizliq elementlar (diod, tranzistor) yordamida amalga oshiriladi.



5.16-rasm. Signal amplitulasi cheklagichi: a) strukturaviy sxemasi, b) kirish signali vaqt diagrammasi, v) chiqish signali vaqt diagrammasi, g) cheklagich elektr sxemasi

AChda ikki tomonlama cheklangan trapesiyasimon tokdan uning birinchi garmonikasi parallel tebranish konturi yordamida ajratib olinadi, bunda ikki tomonlama oniy cheklagich yuk lamasi R_{yu} vazifasini R_e ekvivalent qarshilikka ega bo'lgan va tok birinchi garmonikasi chastotasiga sozlangan parallel kontur bajaradi. Bunda kirishdagi signal $u_k(t) = U_k(t) \cos \omega_0 t$ bo'lsa, chiqishida $u_{ch}(t) = U_m \cos \omega_0 t$ bo'ladi. NE sifatida bipolyar yoki maydon tranzistoridan foydalanilganda mos ravishda uning kollektoriga va stokiga manbadan beriladigan kuchlanish E_k yoki E_M , ular odatdagi rejimda beriladigandan 2-3 marotaba kam bo'ladi, chunki bu kuchlanishlarda tranzistorlarning yopilishi va to'yinish toklarini ta'minlash uchun ularning kirishiga beriladigan $u_k(t)$ signal sathi kamayadi, cheklash bo'sag'asi E_b ga mos keladigan kuchlanish sathi ham kam bo'ladi.

AChlarning asosiy xarakteristikasi bo'lib, u ACh cheklagich chiqishidagi signal amplitudasining kirishdagi signal amplitudasiga bog'liqlik xarakteristikasi hisoblanadi (5.17-rasm).



5.17-rasm. Amplituda cheklagich xarakteristikasi

Nazorat savollari

1. Chastota ko'paytirgich nima?
2. Qaysi tur elektr zanjirlarda chastota ko'paytirish mumkin?
3. Chastotani ikkiga va uchga ko'paytirishda kesish burchagi eng maqbul qiymati necha gradus bo'lishi kerak ($\alpha_n(\theta)$ – koeffisientlari uchun)?
4. Chastotani ikkiga va uchga ko'paytirishda kesish burchagi eng maqbul qiymati necha gradus bo'lishi kerak ($\gamma_n(\theta)$ – koeffisientlari uchun)?
5. Kuchaytirgichlar deb qanday qurilmalarga aytiladi?
6. Chiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgichning FIK nima uchun 50% kam?
7. Nochiziqli rejimda ishlovchi kuchaytirgichning FIK eng katta qiymati nimaga teng?
8. Kuchaytirish koeffisienti nima? Kuchaytirgichning amplituda xarakteristikasi qaysi ko'rinishda bo'lishi kerak?
9. A, B va C rejimlarida kesish burchagi qiymati qanday bo'ladi?
10. Aktiv elementning kalit rejimi qanday rejim?
11. Chastota o'zgartirgich qanday qurilma va undan nima maqsadlarda foydalanish mumkin?
12. NE VAXsi $i=a_1u+a_3u^3$ shaklida bo'lsa, undan chastota o'zgartirgich qurilmasida foydalanish mumkinmi?

6. MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

6.1. Modulyatsiya

Elektr aloqa rivojining dastlabki yillarida modulyatsiya past chastotali tovush yoki telegraf signallarini uzoq masofaga yuqori chastotali radiosignallar orqali yetkazishda foydalanilgan bo'lsa, hozirda quyidagi qo'shimcha talablar qo'yilgan:

1. Uzatiladigan nisbatan past chastotali xabarlarini ajratilgan ma'lum radiochastotalar diapazoniga joylashtirish;

2. Ajratilgan radiochastotalar diapazonidan eng maqbul darajada foydalanish, elektromagnit muhitni ta'minlash;

3. Modulyatsiyaning ma'lum turlaridan foydalanib, xabarni iste'molchiga yuqori xalaqitbardoshlik bilan yetkazish.

Yuqori chastotali radiosignal (tashuvchi) ni asosiy parametrlaridan birini nisbatan past chastotali modulyatsiyalovchi signal o'zgarishiga mos ravishda o'zgarishi modulyatsiya deb ataladi. Tashuvchining modulyatsiyalovchi signalga mos ravishda o'zgaruvchi parametri uning informasion parametri deb ataladi.

Ko'p hollarda tashuvchi signal sifatida: yuqori chastotali garmonik shakldagi signallar; to'g'ri burchakli impulslar ketma-ketligi va shovqinsimon signallardan foydalaniladi.

6.2. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar

Tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik tebranuvchi signalni olamiz (6.1a-rasm)

$$u_t(t) = U_\omega \cos \omega_0 t. \quad (6.1)$$

Modulyatsiyalovchi signalning chastotasi Ω ga teng garmonik tebranuvchi signal deb hisoblaymiz (6.1b-rasm)

$$u_m(t) = U_\Omega \cos \Omega t. \quad (6.2)$$

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

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

$$u_{AM}(t) = [U_\omega + k U_\Omega \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t, \quad (6.3)$$

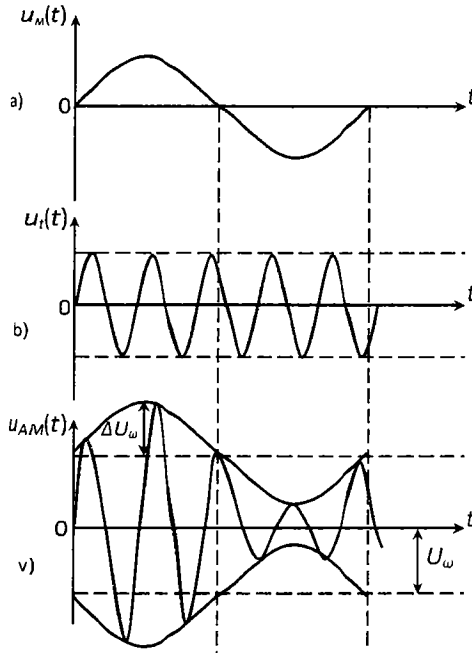
bunda, k - proporsionallik koeffisienti bo'lib, modulyatsiyalovchi signal amplitudasi o'zgarishini tashuvchi U_ω amplitudasi o'zgarishi ΔU_ω bilan bog'laydi, $\Delta U_\omega = k U_m$.

(6.3) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz (6.1v-rasm)

$$u_{AM}(t) = U_{\omega} \left[1 + \frac{\Delta U_{\omega}}{U_{\omega}} \cos \Omega t \right] \cos \omega_0 t, \quad (6.4)$$

bunda, $\frac{\Delta U_{\omega}}{U_{\omega}} = m$ deb belgilab, (6.4) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz

$$u_{AM}(t) = U_{\omega} [1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (6.5)$$



6.1-rasm. AM signal vaqt diagrammalari: a) modulyatsiyalovchi past chastotali signal, b) yuqori chastotali tashuvchi, v) modulyatsiyalangan signal

(6.5) bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan amplitudasi modulyatsiyalangan signalning analitik (matematik) ifodasi hisoblanadi.

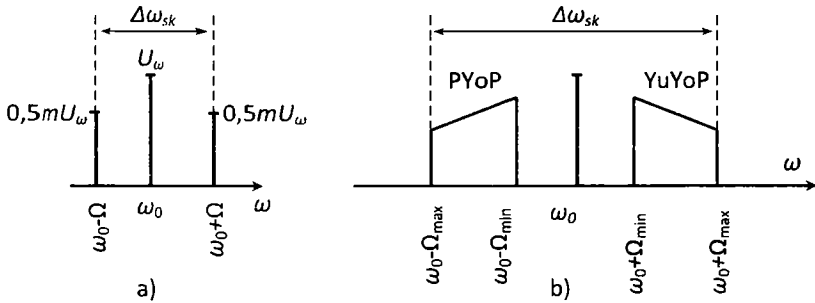
(6.5) ifodada m – modulyatsiya koeffitsienti, odatda u modulyatsiya chuqurligi deb ataladi. Uning qiymati modulyatsiyalovchi signal shakli qabul qilish qurilmasi chiqishida buzilmasdan aks ettirilishi uchun $0 \leq m \leq 1$ oralig'ida o'zgarishi kerak, ya'ni $m=0 \div 1$. texnik foydalanishda u foizlarda baholanadi, ya'ni $m=0 \div 1 \cdot 100\%$. Agar $m > 1$ bo'lsa, bunday modulyatsiya ortiqcha modulyatsiyaga olib keladi, bu holda qabullash qurilmasi amplitudasi modulyatsiyalangan signaldan uning o'rovchisi $u_m(t)$ ni buzilishlar bilan ajratib oladi, chunki qabullash

qurilmasida detektor sifatida tokni faqat bir tomonga o'tkazish xususiyatiga ega bo'lgan nochiziqli elementlardan foydalaniladi.

(6.5) ifodadagi AM signal spektral tashkil etuvchilarini aniqlash uchun qavsni ochamiz va $\cos\alpha\cos\beta$ trigonometrik ifodani yoyishdan foydalanamiz, natijada quyidagi ifodani olamiz

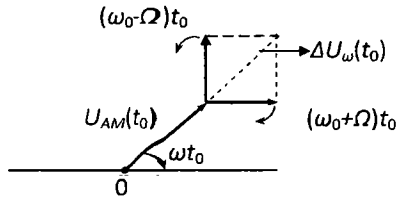
$$U_{AM}(t) = U_{\omega}\cos\omega_0 t - 0,5mU_{\omega}\cos(\omega_0 + \Omega)t + 0,5mU_{\omega}\cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (6.6)$$

Bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signal uchta tashkil etuvchidan iborat: tashuvchi chastota $-\omega_0$; $(\omega_0 + \Omega)$ pastki yon spektral tashkil etuvchi va $(\omega_0 - \Omega)$ yuqori yon spektral tashkil etuvchi chastotalar (6.2a-rasm). Bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signal spektri kengligi $\Delta\omega_{sk} = 2\Omega_{max}$ (6.2b-rasm). AM signal modulyatsiyasida signal chastotasi $\Omega_{min} \div \Omega_{max}$ oralig'ida o'zgarsa, pastki yon polosasi va yuqori yon polosasi spektri paydo bo'ladi.



6.2-rasm. AM signal spektr diagrammalari: a) bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan dagi spektri, b) murakkab signal bilan modulyatsiyalangan dagi spektri

AM signal vektor diagrammasi 6.3-rasmda keltirilgan.



6.3-rasm. AM signal vektor diagrammasi

Tashuvchi spektri $\Omega_{min} \div \Omega_{max}$ oralig'ida joylashgan modulyatsiyalovchi signal bilan modulyatsiyalangan holatni ko'rib chiqamiz. Bunda

$$U_m(t) = \sum_{k=1}^n U_k \cos \Omega_k t \quad (6.7)$$

bo'ladigan va natijaviy modulyatsiya koeffitsienti

$$M = \sum_{k=1}^n m_k, \quad (6.8)$$

bunda, $m_k = U_k \cos \Omega_k t$ – har bir past chastotali modulyatsiyalovchi signal ta'sirida hosil bo'ladigan modulyatsiya qiymati bo'lib, xususiy modulyatsiya koeffitsienti deb ataladi. Avval eslatib o'tganimizdek natijaviy modulyatsiya chuqurligi $M < 1$ bo'lishi kerak. (6.7) modulyatsiyalangan AM signalni quyidagicha ifodalash mumkin

$$U_m(t) = U_m \left[1 + M \sum_{k=1}^n \cos \Omega_k t \right] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (6.9)$$

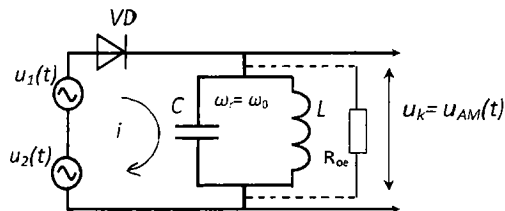
Murakkab signal bilan modulyatsiyalangan AM signal spektri 6.2g-rasmda keltirilgan. Bunday AM signal tashuvchi, yuqori yon polosa va past yon polosa spektrlaridan iborat bo'lib, spektri kengligi $\Delta \omega_{sk} = 2\Omega_{max}$ ga teng.

6.3. AM signallarni olish usullari

AM signallar odatda yarim o'tkazgich diod, tranzistor yoki elektron lampalardan NE sifatida foydalanish orqali olinadi.

6.3.1. Bir taktli diodli AM modulyator

Bir taktli diodli AM modulyator sxemasi 6.4-rasmda keltirilgan.



6.4-rasm. Diodli amplituda modulyatori sxemasi

Diod VA Xsini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2, \quad (6.10)$$

unga tashuvchi $u_1(t)=U_\omega \cos \omega_0 t$ va modulyatsiyalovchi $u_2(t)=U_\Omega \cos \Omega t$ signallar yig'indisi $u=u_1+u_2$ ta'sir etadi. Dioddan o'tayotgan tokni aniqlaymiz

$$i = a_0 + a_1 U_\omega \cos \omega_0 t + a_1 U_\Omega \cos \Omega t + 0.5 a_2 U_\omega^2 + 0.5 a_2 U_\omega^2 \cos 2\omega_0 t + 0.5 a_2 U_\Omega^2 + 0.5 a_2 U_\Omega^2 \cos 2\Omega t + a_2 U_\omega U_\Omega \cos(\omega_0 - \Omega)t + a_2 U_\omega U_\Omega \cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (6.11)$$

Bu umumiy tok spektridan ω_0 , $\omega_0+\Omega$ va $\omega_0-\Omega$ chastotali tebranishlarni parallel kontur yordamida ajratib olamiz. Parallel kontur o'tkazish polosasi AM signal spektriga mos bo'lishi kerak. Parallel kontur yuklama vazifasini bajaradi, uning ekvivalent qarshiligini R_{oe} o'tkazish polosasida doimiy deb hisoblab, undagi kuchlanish $u_k(t)$ ni aniqlaymiz. Konturdagi kuchlanish $u_k(t)=u_{AM}(t)$ bo'lib, amplitudasi modulyatsiyalangan bo'ladi

$$u_k=u_{AM}(t)=R_{oe}(a_1 U_\omega \cos \omega_0 t + 2a_2 U_\omega U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_0 t). \quad (6.12)$$

(6.12) da $a_1 U_\omega \cos \omega_0 t$ ni qavs tashqarisiga chiqaramiz

$$u_{AM}(t)=a_1 U_\omega R_{oe}(1+2a_2/a_1 U_m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (6.13)$$

(6.13) ifodada

$$2a_2/a_1 U_m = m, \quad (6.14)$$

deb belgilab, quyidagini hosil qilamiz

$$u_{AM}(t)=a_1 U_\omega R_{oe}(1+m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (6.15)$$

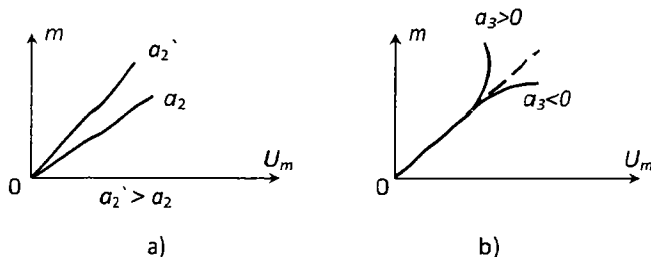
(6.14) ifoda (6.15) ifoda bilan $a_1 R_{oe}$ doimiy o'zgarmas kattalikka farq qiladi.

(6.14) ifodadan ko'rinib turibdiki modulyatsiya koeffitsienti m modulyatsiyalovchi signal amplitudasi U_m ga to'g'ri proporsional, ya'ni modulyatsiya jarayoni buzilishsiz o'tadi. $U_m = \text{const}$ uchun m ning qiymati a_2 koeffitsientga bog'liq, u qancha katta bo'lsa, ya'ni nohiziqilik qancha katta bo'lsa m shuncha katta bo'ladi. Bu bog'lanishlar grafigi 6.5-rasmda keltirilgan.

Agar $u=u_1+u_2$ NE VAXsining ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan qismidan tashqariga chiqsa, u holda VAXni uchinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalanadi, natijada yana qo'shimcha spektral tashkil etuvchilar paydo bo'ladi. Ulardan ($\omega_0 \pm \Omega$) chastotali spektr tashkil etuvchilar parallel kontur-yuklama o'tkazish polosasiga tushishi mumkin (agar $\Omega_m \leq \Omega_{\max}$ bo'lsa), natijada buzilish paydo bo'ladi, tashuvchi bir vaqtda Ω_m va $2\Omega_m$ bilan modulyatsiyalangan bo'ladi. Modulyatsiya koeffitsienti bu holda quyidagicha aniqlanadi

$$m = 2 \frac{a_2}{a_1} U_m + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} U_m^2. \quad (6.16)$$

(6.15) ifoda grafiqlari 6.5b-rasmda keltirilgan.



6.5-rasm. Modulyatsiya chuqurligi m ning a_2 va a_3 approksimatsiya koeffitsientlariga bog'liqligi

6.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori

AM signallarni olishda tranzistorli modulyatorlar modulyatsiyalovchi signal aktiv elementlarning qaysi uchlari orasiga berilganiga qarab farqlanadilar.

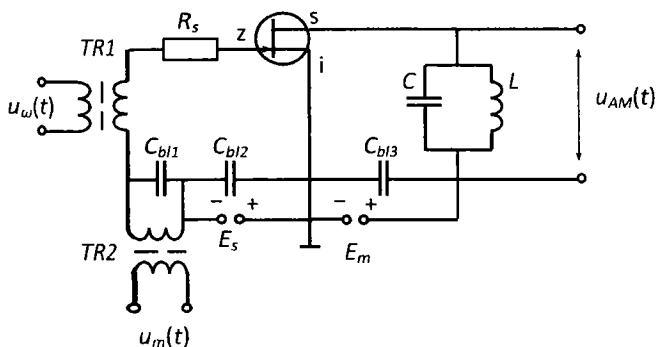
1. Tashuvchi signal $u_\omega(t)$ va modulyatsiyalovchi signal $u_m(t)$ bipolyar tranzistorning baza-emitter oralig'iga berilgan bo'lsa, baza modulyatsiyasi deb ataladi.

2. Tashuvchi signal $u_\omega(t)$ baza-emitter oralig'iga va modulyatsiyalovchi signal $u_m(t)$ kollektor-emitter oralig'iga berilgan bo'lsa kollektor modulyatori deb ataladi.

3. Tashuvchi signal $u_\omega(t)$ baza-emitter oralig'iga, modulyatsiyalovchi signal bir vaqtning o'zida baza-emitter va kollektor-emitter oralig'iga berilsa bunday modulyator murakkab modulyatsiya turi hisoblanadi.

Maydon tranzistorlari va elektron lampalardagi modulyatorlar ham yuqoridagilarga o'xshash nomlanadilar. Masalan: zatvor orqali modulyatsiya, stok orqali modulyatsiya, boshqarish turi orqali modulyatsiya va anod orqali modulyatsiya.

Misol tariqasida maydon tranzistoridan foydalanib AM signal olish jarayoni bilan tanishamiz. Maydon tranzistorli modulyatorning nisbatan soddalashtirilgan elektr sxemasi 6.6-rasmda keltirilgan.



6.6-rasm. Maydon tranzistorli modulyatorning soddalashtirilgan sxemasi

Tranzistor xarakteristikasini sinich chiziq bilan approksimatsiyalaymiz. Ish nuqta E_s – siljish kuchlanishi orqali orqali A nuqtada oʻrnatilgan. t_1 noldan boshlab $u_m(t)$ kuchlanish E_s bilan birga

$$E_s^1(t) = E_s + U_m \cos \omega t, \quad (6.17)$$

sekin oʻzgaruvchi sifatida zatvor-istok oraligʻiga berilib, tashuvchi $u_\omega(t)$ ni siljib turuvchi ish nuqtasi A ning VAX boʻyicha turli joylariga berilishini taʼminlaydi. Shuning uchun bunday tur modulyatsiya – siljish modulyatsiyasi deb ataladi. $u_\omega(t)$ VAX ning turli nuqtalariga berilishi natijasida tok impulslarining balandligi I_{\max} oʻzgaradi. Bu tok bir qator spektral tashkil etuvchilarga ega boʻladi, shu jumladan ω_0 , $\omega_0 + \Omega_m$ va $\omega_0 - \Omega_m$ chastotali tashkil etuvchilarga. Tokning bu tashkil etuvchilari yuklama-parallel konturda kuchlanish hosil qiladi. bu kuchlanish amplitudasi oʻzgarishi modulyatsiyalovchi $u_m(t)$ kuchlanish oʻzgarishiga mos keladi (6.7v-rasm).

Modulyatorlarning ish rejimi va modulyatsiyalash sifati uning statik modulyatsion xarakteristikasi orqali baholanadi. Koʻrilgan siljish orqali modulyatsiya modulyatorining statik modulyatsiyalash xarakteristikasi deb, tok birinchi garmonikasi I_{s1} ning siljish kuchlanishi E_s ga bogʻliqlik oʻzgarishiga aytiladi. Bu xarakteristikani oʻlchashda va hisoblab chiqishda $U_m = \text{const}$, $E_m = \text{const}$ boʻlishi kerak. 6.8-rasmda siljish modulyatori modulyatsion xarakteristikasi keltirilgan. Bu xarakteristikadan quyidagilarni aniqlash mumkin:

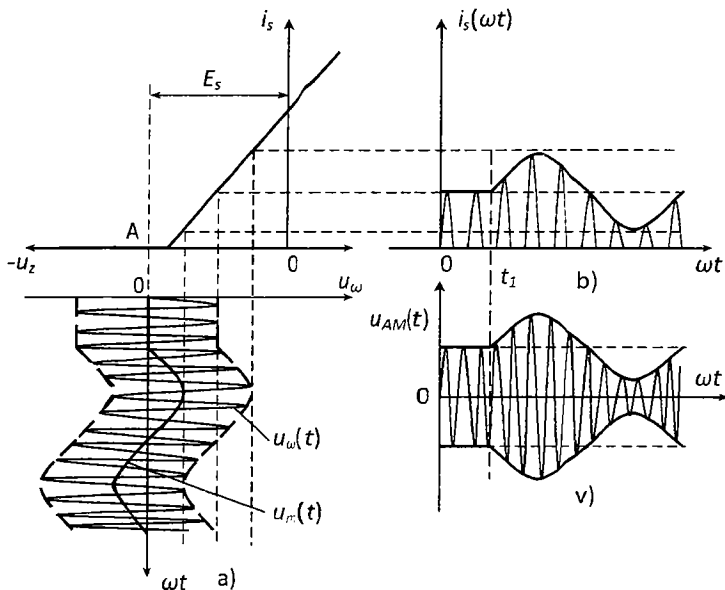
1. Modulyatsion xarakteristikaning chizikli qismi MN ni. bu oraliqda $I_{s1}(E_s)$ deyarli chizikli bogʻlanishda boʻladi;

2. Statik modulyatsion xarakteristika (SMX) ning MN qismi oʻrtasidan absissa oʻqiga perpendikulyar (tik) tushirib, ish nuqtasi SMXning oʻrtasida boʻlishini taʼminlovchi siljish kuchlanishi E_s qiymatini aniqlaymiz;

3. M va N nuqtalaridan tik chiziq tushiramiz, ular absissa o'qi bilan kesishgan nuqta va E_s' kattalik orasidagi kuchlanish farqini aniqlaymiz. U modulyatorga berish mumkin bo'lgan modulyatsiyalovchi signal amplitudasiga teng bo'ladi;

4. SMXning MN qismidan foydalanilganda erishishligi mumkin bo'lgan modulyatsiya maksimal koeffitsienti m_{\max} aniqlanadi, $m_{\max} = \frac{\Delta I_{s1}}{I_{s1}}$;

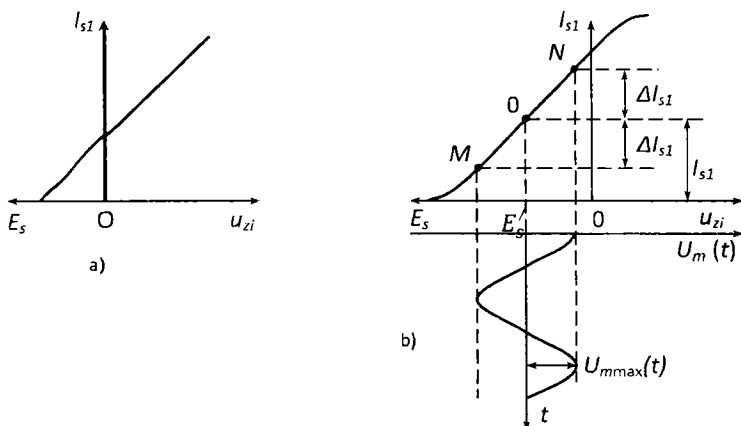
5. SMXdan 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib, modulyatsiyada yo'l qo'yilgan noxizizli buzilish koeffitsientini hisoblash mumkin.



6.7-rasm. Maydon tranzistorli modulyatorining ishlashiga oid vaqt diagrammalari

Tashuvchili, ikki yon polosali AM signal bir qator kamchiliklarga ega bo'lgani uchun odatda uning quyidagi turlaridan ham foydalaniladi:

- ikki polosali tashuvchisiz AM signal;
- bir yon polosali tashuvchisi bor AM signal;
- bir yoki ikki yon polosali tashuvchisi sathi kamaytirilgan AM signal;
- bir yoki ikki polosali tashuvchisi o'rniga nisbatan past sathli pilot signal qo'shilgan AM signal.



6.8-rasm. Amplituda modulyatorining statik modulyatsion xarakteristikasi: a) idealashtirilgan modulyatsion xarakteristikasi, b) haqiqiy modulyatsion xarakteristikasi

6.4. Chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallar

Tebranish chastotasi oniy qiymati va oniy fazasi bir-biri bilan matematik jihatdan hosila va integral bilan bog'langan. Bu kattaliklardan birining o'zgarishi ikkinchisining unga bog'liq o'zgarishiga olib keladi, ya'ni

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} \text{ va } \Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0. \quad (6.18)$$

Shuning uchun chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallarni burchak modulyatsiyali signallar deb ataladi. Quyida shu ikki tur modulyatsiyalangan signallarni ko'rib chiqamiz.

Faza modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$u_{\omega}(t) = U_{\omega} \cos(\omega_0 + \varphi_0)t \quad (6.19)$$

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

$$\varphi(t) = \varphi_0 + aU_m(t), \quad (6.20)$$

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

$$u_{FM}(t) = U_{\omega} \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + a U_m(t)]. \quad (6.21)$$

Agar modulyatsiya past chastotali garmonik signal

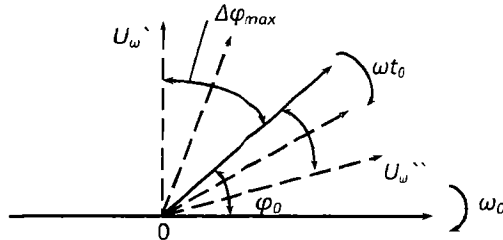
$$u_m(t) = U_m \sin \Omega t, \quad (6.22)$$

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

$$\Psi(t) = \omega_0 t - \varphi_0 + a U_m \sin \Omega t. \quad (6.23)$$

(6.23) ifodada birinchi va ikkinchi tashkil etuvchisi modulyatsiyalangan signal fazasiga teng, uchinchi fazaning modulyatsiya natijasida o'zgarishi 6.9-rasmda FM signal vektor diagramma yordamida tushuntirilgan.

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



6.9-rasm. Burchak modulyatsiyali signalga oid chizma

Modulyatsiyalangan tebranish fazasining modulyatsiyalanmagan tebranish fazasidan bir tomonga maksimal siljishi faza modulyatsiyasi indeksi deb ataladi. Modulyatsiya indeksi modulyatsiyalovchi signal amplitudasiga bog'liq bo'lib, uning o'zgarish chastotasiga bog'liq emas. $\Delta\varphi_{\max} = M_{FM} = a U_m$ ni e'tiborga olib (6.19) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$U_{FM}(t) = U_{\omega} \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + M_{FM} \sin \Omega t]. \quad (6.24)$$

FM signalning oniy chastotasi quyidagicha o'zgaradi

$$\omega(t) = \omega_0 + M_{FM} \Omega \cos \Omega t. \quad (6.25)$$

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

$$\Delta\omega = M_{FM} \Omega \cos\Omega t \quad (6.26)$$

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

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

$$\Delta\omega_d = M_{chm}\Omega \quad \text{yoki} \quad \Delta f_d = M_{chm}F. \quad (6.27)$$

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

$$\omega(t) = \omega_0 + a u_m(t), \quad (6.28)$$

bunda a – proporsionallik koeffitsienti. ChM signalning oniy fazasi

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + a \int u_m(t) dt. \quad (6.29)$$

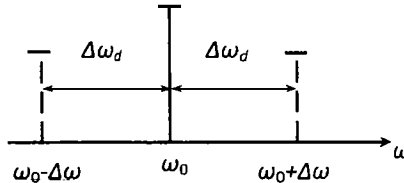
ChM signalning analitik ifodasi quyidagicha bo'ladi

$$U_{chM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + a \int u_m(t) dt \right]. \quad (6.30)$$

Agar $u_m(t) = U_m \cos\Omega t$ bo'lsa, u holda

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_d \cos\Omega t, \quad (6.31)$$

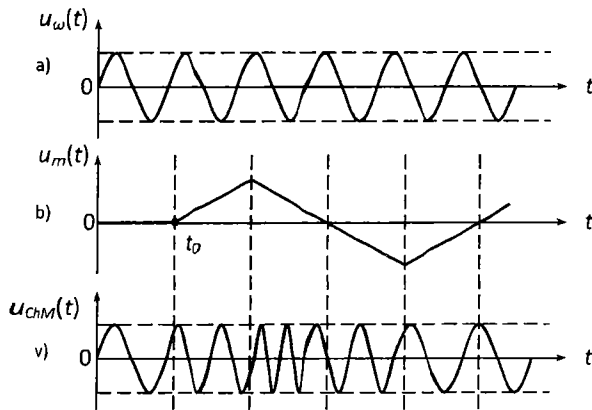
bunda $\Delta\omega_d$ – chastota deviasiyasi, ya'ni tashuvchi chastotasi ω_0 ning bir tomonga maksimal oshishi yoki kamayishi (6.10-rasm).



6.10-rasm. ChM signal chastota deviasiyasini aniqlashga oid chizma

(6.31) ni e'tiborga olib (6.30) ni quyidagi shaklga keltiramiz

$$u_{chM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin\Omega t \right]. \quad (6.32)$$



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

(6.32) — ChM signalni bir ton Ω bilan modulyatsiyalanganidagi analitik ifodasi. Bunda $\frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t$ ChM modulyatsiya natijasida uning fazasi o'zgarishini ifodalaydi. Bu ChM signalni $m = \frac{\Delta\omega_d}{\Omega}$ indeksi FM signal deb hisoblash mumkinligini bildiradi.

FM va ChM signallar bir qator umumiy xususiyatlarga egalar:

- ular bir xil amplitudali va chastotali $u_m(t)$ bilan modulyatsiyalangan vaqtda bir-biridan farqlanmaydi;

- har ikki signal ham modulyatsiya indeksi bilan baholanadilar.

FM va ChM signallarning bir-birlaridan farqlari quyidagilar:

- FM signal modulyatsiya indeksi M_{FM} modulyatsiya chastotasiga bog'liq emas, chastota devyatsiyasi modulyatsiya chastotasiga bog'liq;

- ChM signal chastota devyatsiyasi, modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog'liq emas, modulyatsiya indeksi modulyatsiya chastotasiga teskari propotsional.

ChM va FM signallarni farqi modulyatsiyalovchi signal murakkab bo'lgan holda yaqqol seziladi.

ChM va FM signllarni o'rtacha qiymati sezilarli o'zgar olmaydi

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{1}{2} \frac{U^2_{\omega}}{R}, \quad (6.33)$$

bunda $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

ChM va FM signallar spektri nazariy jihatdan cheksiz keng. Ammo bu signallar uchun uning spektral tashkil etuvchilari quvvatining asosiy qismi joylashgan kengligini quyidagi taqribiy ifodalar orqali aniqlash mumkin.

ChM signal spektri kengligi

$$\Delta\omega_{ChM} = 2(M_{ChM} + 1)\Omega. \quad (6.34)$$

FM signal spektri kengligi

$$\Delta\omega_{FM} = 2(M_{FM} + 1)\Omega. \quad (6.35)$$

Agar ChM signal uchun $M_{ChM} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ va FM signal uchun $M_{FM} = \Delta\varphi_{Max}$ ekanligini e'tiborga olsak, ChM signal spektr kengligi $\Delta\omega_{ChM}$ modulyatsiya chastotasi o'zgarisa ham o'zgarishsiz qoladi, FM signal spektri esa modulyatsiya chastotasiga proporsional o'zgaradi.

FM signaldan uzluksiz signallarni uzatishda foydalanilmaydi, chunki ajratilgan chastotalar diapazonidan foydalanish samaradorligi juda past bo'ladi. FM signallardan o'zgarimas tezlikda diskret habarlarni uzatishda foydalaniladi, ya'ni fazasi manipulyatsiyalangan signal shaklida foydalaniladi.

ChM signallardan UQT diapazonida radioeshittirishda va boshqa tur aloqa tizimlarida keng foydalaniladi.

6.5. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish

Chastota modulyatsiya natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$u_r(t) = U_\omega \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (6.36)$$

ning oniy chastotasi o'zgarishi kerak, bu o'zgarish $\Delta\omega(t)$ modulyatsiyalovchi signal

$$u_m(t) = U_m \cos\Omega t \quad (6.37)$$

amplitudasiga proporsional bo'lishi kerak, ya'ni

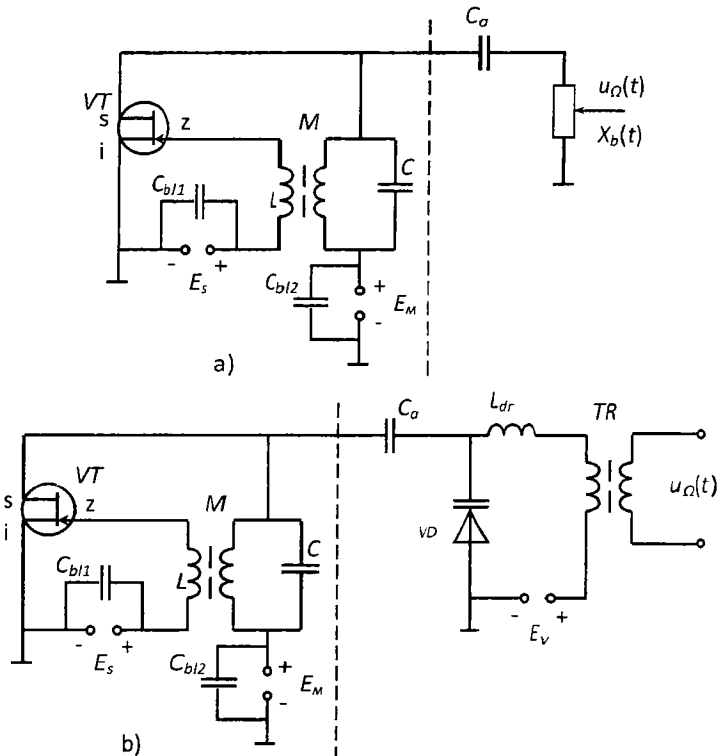
$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0 + k_{ChM} u_m(t). \quad (6.38)$$

Chastota modulyatori ikki qismdan iborat bo'lishi kerak: birinchisi, ω_0 chastotali tebranishlar generatori va ikkinchisi, generatsiyalanayotgan tebranish chastotasini modulyatsiya signali orqali boshqaruvchi qism. Generator qurilmasi bilan qo'llanmaning oxirgi qismida tanishamiz. Hozircha generatorda uning tebranish chastotasini aniqlovchi rezonans LC parallel konturi bor deb hisoblaymiz. LC kontur rezonans chastotasi ω_0 quyidagiga teng

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (6.39)$$

Demak, biz parallel kontur induktivligi L yoki sig'ini C ni o'zgartirib, uning rezonans chastotasi ω_0 ni o'zgartirishimiz mumkin. Natijada generator chastotasi o'zgaradi. Kontur parametrlarini turli usullar bilan o'zgartirish mumkin, hamma holda ham boshqaruvchi element $X_b(t)$ reaktiv element bo'lib, u L yoki C ga ta'sir etishi kerak.

6.12a-rasmda chastota modulyatori soddalashtirilgan sxemasi va 6.12b-rasmda boshqaruvchi elementi $X_b(t)$ sifatida varikapdan foydalanilgan chastota modulyatori sxemasi keltirilgan.



6.12-rasm. Chastota modulyatorlari sxemasi: a) soddalashtirilgan sxemasi, b) ChM signalni varikap yordamida olish sxemasi

$X_b(t)$ modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_m(t)$ orqali boshqariladi. Varikap p - n o'tishi sig'imini unga qo'yilgan kuchlanishga bog'liqlik xarakteristikasi $C=F(U)$ 6.13-rasmda keltirilgan.

6.12-rasmda punktir chiziqdan chap tomoni ω_0 chastotali tebranishlar generatori bo'lib, unga varikap VD ajratuvchi kondensator C_a orqali ulangan. Varikapning ekvivalent qarshiligi har bir onda, uning doimiy qismi C_0 va o'zgaruvchan qismi $\Delta C(t)$ dan iborat, ya'ni

$$C_d(t) = C_0 + \Delta C(t). \quad (6.40)$$

Varikap volt-farada xarakteristikasi (6.13-rasm) da ish nuqtasi unga beriladigan siljish kuchlanishi E_s orqali o'rnatiladi. Modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ transformator TR va drossel L_{dr} orqali siljish kuchlanishi E_s bilan birga varikapga beriladi. Bu kuchlanishlar ta'sirida varikap sig'imi boshqariladi. C_a – kichik sig'imli kondensator ω chastotali yuqori chastotali tebranishlar uchun qarshilik ko'rsatmaydi, natijada varikap va LC kontur bir-biriga parallel ulanadi. Ikkinchi tomondan C_a kondensatori modulyatsiyalovchi $u_{\Omega}(t)$ ni parallel konturga o'tkazmaydi. Bundan tashqari S_a siljish kuchlanishi manbai E_s ni L induktivlik orqali o'tishiga yo'l qo'ymaydi. Drossel L_{dr} parallel LC konturni yuqori chastotada transformator TR va E_s manba ichki qarshiligi bilan shuntlanishini bartaraf qiladi.

Varikapga kichik sathli modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ta'sirida uning sig'imi $C_d(t)$ modulyatsiyalovchi kuchlanishga proporsional o'zgaradi (6.13-rasm). Buning natijasida generatsiya chastotasi o'zgaradi, u quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_d(t))}}, \quad (6.41)$$

yoki

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + \Delta C(t))}}. \quad (6.42)$$

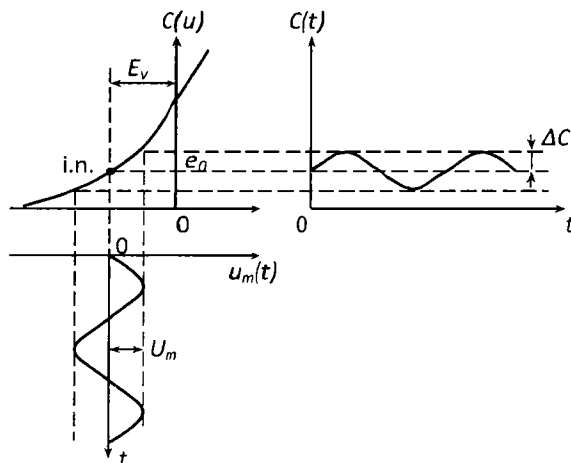
Varikap boshlang'ich sig'imi C_0 va parallel kontur kondensatori C sig'imi birgalikda tashuvchisi chastotasini ω_0 ni belgilaydi. Demak $C'_0 = C + C_0$ deb olsak tashuvchi chastotasi $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'_0}}$ bo'ladi va (6.42) quyidagi ko'rinishni oladi

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C'_0}}}. \quad (6.43)$$

Demak parallel kontur sig'imining ΔC ga o'zgarishi uning chastotasini $\Delta\omega$ o'zgarishiga olib keladi, ya'ni

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \quad (6.44)$$

bo'ladi. Chastota o'zgarishi $\Delta\omega$ sig'im o'zgarishi ΔC ga proporsional bo'lishi uchun $\frac{\Delta C}{C_0} \leq 0,1 \div 0,2$ bo'lishi kerak.



6.13-rasm. Varikap yordamida ChM signalni olishga oid vaqt diagrammalari

Boshqaruvchi reaktiv element sifatida reaktiv tranzistorlardan ham foydalaniladi.

Chastota modulyatorining statik modulyatsion xarakteristikasi (SMX) deb, chastota o'zgarishi $\Delta\omega$ ni siljish kuchlanishi E_s ga bog'liqligiga aytiladi, ya'ni $\Delta\omega = F(E_s)$. Bunda $U_m(t) = 0$ va generator elektr manbalari kuchlanishi o'zgarmas deb hisoblanadi. Ushbu SMX orqali modulyatorning ish holati va modulyatsiyalash sifati aniqlanadi.

6.6. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish

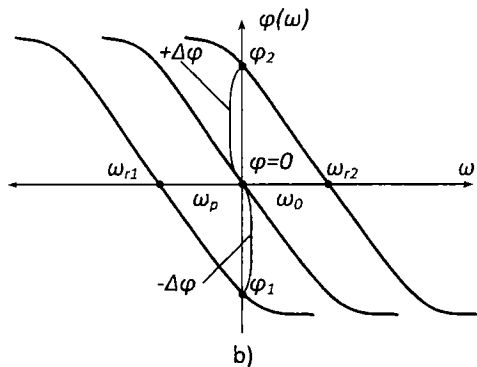
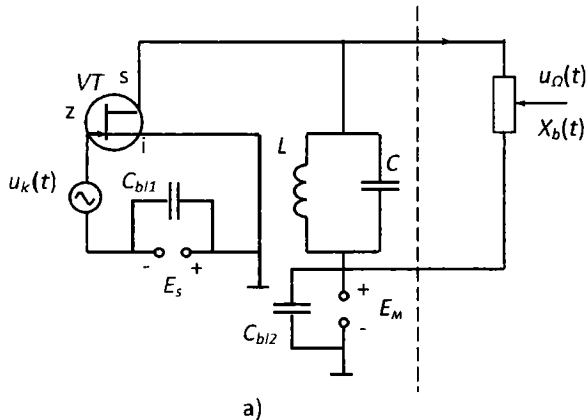
Faza modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi fazasi modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ga proporsional o'zgaradi, ya'ni

$$\varphi(t) = \varphi_0 + k u_m(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t), \quad (6.45)$$

bunda k – modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ni faza o'zgarishi $\Delta\varphi(t)$ bilan bog'lovchi koeffitsient. Modulyatsiya natijasida boshlang'ich faza φ_0 , $\Delta\varphi$ ga o'zgaradi.

Faza va chastota modulyatorlari bir-biriga bog'liqligiga qaramasdan, ular turlicha shakllantiriladilar. Agar ChM da modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ta'sirida uning chastotasi o'zgarsa, FM da esa uning fazasi $u_{\Omega}(t)$ ga proporsional

o'zgarishi kerak. Shuning uchun FM modulyatorning birinchi qismi generator emas, rezonans kuchaytirgich bo'lishi kerak. Rezonans kuchaytirgichning yuklamasi – parallel LC kontur FM da asosiy o'rinni egallaydi. 6.14a-rasmda FM soddalashgan sxemasi va 6.14b-rasmda parallel kontur faza-chastota xarakteristikalari $\varphi(\omega)$ keltirilgan. 6.14a-rasmda $X_b(t)$ -boshqaruvchi reaktiv element. Reaktiv element sifatida varikapdan foydalanish mumkin. U holda 6.14a-rasmdagi sxemaning punktir chiziqdan o'ng tomon qismi 6.12b-rasm o'ng tomoni bilan almashtirish mumkin. $X_b(t)$ – umumiy holda bu parametrik element ekvivalent sig'imi yoki induktivligi modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ga mos o'zgaradi deb hisoblash mumkin.



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

FM modulyator ishlash jarayonini faza-chastota xarakteristikalari yordamida ko'rib chiqamiz. Agar kontur tashuvchi signal chastotasi ω_0 ga sozlangan bo'lsa, uning qarshiligi aktiv bo'ladi va u orqali o'tayotgan tok birinchi garmonikasi I_1

unda U_k kuchlanish, chiqish kuchlanishi U_{ch} ni keltirib chiqaradi. I_1 tok fazasi U_k kuchlanish fazasiga mos keladi. Shuning uchun $\varphi(\omega)$ xarakteristika ω_0 nuqtadan o'tadi (6.14b-rasm). Agar $u_{\Omega}(t)$ ta'sirida $X_b(t)$ o'zgarib LC kontur rezonans chastotasi ω_r kamaysa, bu kontur tashuvchi chastotasi ω_0 ga teng bo'lmaydi. Natijada $\varphi(\omega)$ xarakteristika chapga suriladi va chastotal o'qini ω_{r1} chastotada kesib o'tadi. Bu tok I_1 fazasi konturdagi kuchlanish U_k fazasidan $\Delta\varphi$ ga kech qolishiga olib keladi. Parallel kontur rezonans chastotasi ω_r ko'paysa U_k kuchlanish tok I_1 dan $\Delta\varphi_2$ fazaga kech qoladi. Kontur $\varphi(\omega)$ xarakteristikasi o'ng tomonga suriladi, $\omega_{r2} > \omega_0$ bo'ladi. Shunday qilib, $u_{\Omega}(t)$ ta'sirida $X_b(t)$ – reaktiv qarshiligi o'zgaradi, kontur rezonans chastotasi ω_r tashuvchi chastotasi ω_0 ga nisbatan o'zgarib turadi, natijada chiqish kuchlanishi U_k fazasi I_1 tok fazasiga nisbatan $\pm\Delta\varphi$ ga o'zgarib turadi.

Kuchaytirgich chiqishidagi tok birinchi garmonikasi I_1 uning kirishidagi chastotasi ω_0 bo'lgan kirish kuchlanishi U_k fazasiga mos keladi. Tashuvchi kirish kuchlanishi $u_{\omega}(t)$ alohida generatorda shakllantirilib kuchaytirish qurilmasiga beriladi. Chiqish kuchlanishi $u_{ch}(t)$ fazasi kirish signali $u_{\omega}(t)$ fazasiga nisbatan modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ga mos ravishda o'zgarib boradi.

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

Nazorat savollari

1. *Modulyatsiya nima?*
2. *Yuqori chastotali garmonik shakldagi tashuvchining asosiy parametrlarini ko'rsating. Ushbu tashuvchi yordamida modulyatsiyaning qaysi oddiy turlarini amalga oshirish mumkin?*
3. *Modulyatsiya chuqurligi nima va uning qiymati qanday oraliqda o'zgaradi?*
4. *Bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signalning nechta spektral tashkil etuvchisi bo'ladi va uning spektri kengligi nimaga teng?*
5. *Murakkab modulyatsiyalovchi xabar bilan modulyatsiyalangan AM signal spektral kengligi nimaga teng?*
6. *Bir taktili diodli modulyatorida (agar $i=a_1u+a_2u^2$ bo'lsa) modulyatsiya xarakteristika ko'rinishi qanday bo'ladi?*
7. *Agar NE VAXsi $i=a_0+a_1u+a_3u^3+a_4u^4$ polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, uning yordamida amplitudasi modulyatsiyalangan signal olish mumkinmi?*
8. *Agar NE VAXsi $i=a_1u+a_2u^2+a_3u^3$ polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsa, modulyatsiya qonuni nima uchun buziladi?*
9. *Qanday modulyator bazaviy modulyator deb ataladi?*
10. *Qanday modulyator kollektor modulyatori deb ataladi?*

11. *Statik modulyatsion xarakteristika nima va u orqali nimalarni aniqlash mumkin?*
12. *Bazaviy modulyator statik modulyatsion xarakteristikasi nima?*
13. *Kollektor modulyatori statik modulyatsion xarakteristikasi nima?*
14. *Tashuvchi chastotasi va fazasi bir-biri bilan qanday bog'lanishda?*
15. *Chastota deviatsiyasi nima?*
16. *Faza deviatsiyasi nima?*
17. *ChM va FM signal spektri kengligi qanday ifoda yordamida hisoblanadi?*
18. *ChM signallarni olish usullarini sanab o'ting.*
19. *Chastota modulyatorida boshqariluvchi reaktiv element nima vazifani bajaradi?*
20. *FM signal olish usulini tushuntiring.*
21. *Varikap yordamida ChM signal olish usulini tushuntiring.*
22. *FM va ChM signallarda $\Delta\omega_d$ yoki $\Delta\phi$ ni qanday qurilma yordamida 2, 3 marta oshirish mumkin?*

7. DETEKTORLASH

Detektorlash jarayoni modulyatsiyaga teskari jarayon bo'lib, detektorlash natijasida modulyatsiyalangan signaldan uning modulyatsiyalangan informasion parametri o'zgarish qonuni ajratib olinadi, ya'ni xabar ajratib olinadi. Detektorlashni amalga oshiradigan qurilma detektor deb ataladi.

Detektorning asosiy xarakteristikasi uning detektorlash xarakteristikasi hisoblanadi:

1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar detektori (AD) detektorlash xarakteristikasi deb detektor chiqishidagi tok doimiy I_0 qiymatini uning kirishidagi yuqori chastotali signal amplitudasi U_ω ga bog'liqligi, $I_0=F(U_\omega)$ ga aytiladi.

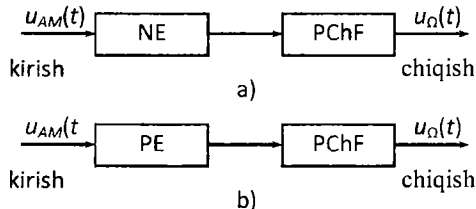
2. Chastotasi modulyatsiyalangan signallar detektori (ChD) detektorlash xarakteristikasi deb, uning chiqishidagi kuchlanish U_{ch} ni signal chastotasi o'zgarishi $\Delta\omega$ ga bog'liqligi $U_{ch}=F(\Delta\omega)$ ga aytiladi.

3. Fazasi modulyatsiyalangan signallar detektori (FD) detektorlash xarakteristikasi deb, uning chiqishidagi kuchlanish U_{ch} ni signal fazasi o'zgarishi $\Delta\varphi$ ga bog'liqligi $U_{ch}=F(\Delta\varphi)$ ga aytiladi.

Detektorlash jarayoni buzilishsiz bo'lishi uchun detektorlash xarakteristikalari chiziqli bog'lanishda bo'lishi kerak. Agar chiziqidan farq qilsa, detektorlash jarayoni buzilish bilan bo'layotganini bildiradi. Buzilish kattaligi 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib aniqlanadi.

7.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

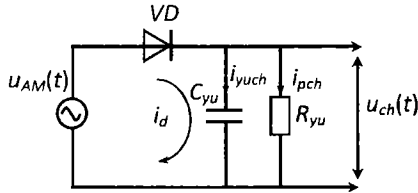
Detektorlash yuqori chastotali modulyatsiyalangan signaldan past chastotali modulyatsiya parametrini o'zgarishini ajratib olish bilan bog'liq bo'lgani uchun, yangi spektral tashkil etuvchi hosil etish jarayoni bo'lgani uchun detektor qurilmasida albatta nochiqli yoki parametrik element bo'lishi shart. Amplituda detektori struktura sxemasi 7.1-rasmda keltirilgan.



7.1-rasm. AM signal detektorlari strukturaviy sxemalari

NE yoki PE yuqori chastotali kirish signali spektrini o'zgartirib, past chastotalar spektrini hosil qiladi. Bu o'zgartirish natijasida past chastotali tok spektral tashkil etuvchilari bilan birga, yuqori chastotali keraksiz tashkil etuvchilar ham paydo bo'ladi. Foydali past chastotali tok spektral tashkil etuvchilari past chastotalar filtri orqali ajratib olinadi.

Odatda NE sifatida yarim o'tkazgich diodlardan va tranzistorlardan foydalaniladi. 7.2-rasmda diodli amplituda detektori (AD) sxemasi keltirilgan bo'lib, bu sxemada R_{yu} va C_{yu} elementlari birgalikda yuklama, past chastotalar filtri vazifasini bajaradi.



7.2-rasm. Diodli amplituda detektori sxemasi

Dioddan o'tgan tok i_d past va yuqori chastotali tashkil etuvchilardan iborat bo'lgani uchun uni shartli ravishda $i_d = i_{yuch} + i_{pch}$ deb hisoblash mumkin. Tok yuqori chastotali tashkil etuvchilari i_{yuch} – keraksiz bo'lgani uchun ular C_{yu} orqali umumiy ulash simiga o'tib ketadi, past chastotali tashkil etuvchi asosan R_{yu} orqali o'tadi va unda chiqish kuchlanishi $u_{ch}(t)$ hosil bo'lishiga olib keladi. Yuqoridagi jarayon ro'y berishi uchun R_{yu} va C_{yu} qiymatlari quyidagi shartga asosan bajarilishi kerak

$$\frac{1}{\omega_0 C_{yu}} \ll R_{yu} \ll \frac{1}{\Omega_m C_{yu}}. \quad (7.1)$$

Dastlab diodli detektor ishlash jarayonini quyidagicha tasavvur qilaylik. Bunda R_{yu} qarshilikni diod ish jarayoniga ta'sirini e'tiborga olmaymiz.

Bu jarayonda ishlovchi AD vaqt diagrammalari 7.3-rasmda keltirilgan.

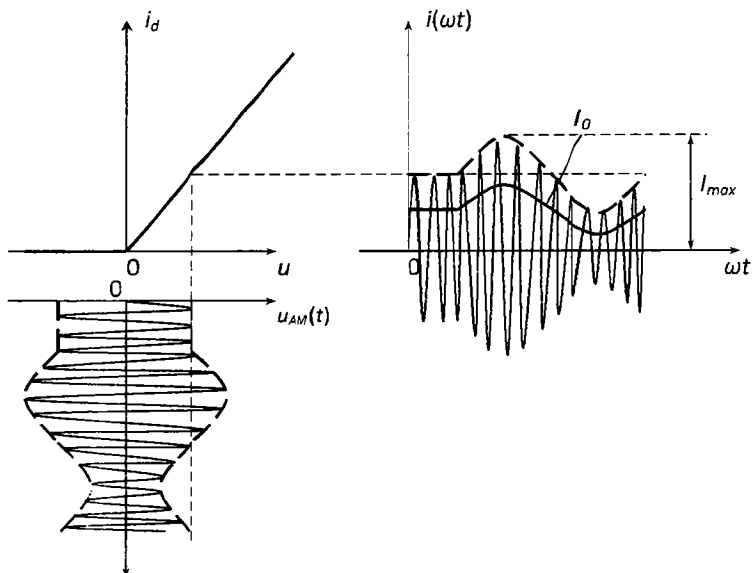
Diod xarakteristikasini siniq chiziq bilan approksimatsiya qilamiz. Detektor kirishiga $u_{AM}(t)$ signal berilsa, diod orqali o'tuvchi tok hosil bo'lishiga kirish signalining faqat musbat yarim davri sabab bo'ladi. Dioddan o'tgan kosinusoidal impuls amplitudasi kirish signali amplitudasi o'zgarishiga mos o'zgaradi, kesish burchagi $\theta = 90^\circ$ bo'ladi. Bu kosinusoidal tok impulslaridagi tok doimiy tashkil etuvchi bo'lib, uni

$$I_0 = \gamma_0(\theta) \cdot S \cdot U_\omega \quad (7.2)$$

ifoda orqali aniqlash mumkin. (7.2) da $\theta = 90^\circ$ va S_0 – diod xarakteristikasi chiziqli qismi qiyyaligini bildiradi, tok I_0 kirish signali amplitudasi U_ω ga proporsional o'zgaradi. Tok I_0 yuklama R_{yu} orqali o'tishi natijasida chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = \gamma_0(\theta) \cdot S_0 \cdot U_\omega \cdot R_{yu} \quad (7.3)$$

hosil bo'ladi. I_0 va U_{ω} kirishdagi yuqori chastotali signal amplitudasi o'zgarishiga proporsional bo'lgani uchun detektorlash jarayoni buzilishsiz o'tadi. AD detektorlash xarakteristikasi to'g'ri chiziq shaklida bo'ladi.



7.3-rasm. Amplituda detektori vaqt diagrammalari

AD lar kirishiga berilayotgan signal sathiga qarab ikki xil holatda ishlaydilar:

- kvadratik rejimda, agar kirish signali sathi $0,2 \div 0,3$ V dan kam bo'lsa, bunda diod xarakteristikasining boshlang'ich nochizikli qismida detektorlash jarayoni ro'y beradi;
- chizikli rejimda, agar kirish signali sathi $0,5 \div 1,0$ V dan katta bo'lsa, bunda diod VAXsini quyidagicha approksimatsiyalash mumkin

$$i = S_0 U_k, \text{ agar } U_k \geq 0. \quad (7.4)$$

Har ikki rejimda ham AD sxemasi o'zgarmas 7.3-rasmdagidek saqlanadi.

7.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi

Diod VAXsi boshlang'ich qismini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (7.5)$$

yarim o'tkazgich diod uchun $a_0=0$.
 Detektor kirishiga AM signal

$$U_{AM}(t) = U_{\omega} [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_0 t \quad (7.6)$$

ta'sir etadi. (7.6) ni quyidagi shaklga keltiramiz

$$U_{AM}(t) = U_{\omega}(t) \cos \omega_0 t, \quad (7.7)$$

bunda

$$U_{\omega}(t) = U_{\omega} (1 + m \cos \Omega t). \quad (7.8)$$

(7.7) ni (7.5) ga qo'yib diod orqali o'tuvchi tok i ni aniqlaymiz

$$i(t) = a_0 + a_1 U_{\omega}(t) \cos \omega_0 t + a_2 U_{\omega}^2(t) \cos^2 \omega_0 t = a_0 + a_1 U_{\omega}(t) \cos \omega_0 t + \\ + 0,5 a_2 U_{\omega}^2(t) + 0,5 a_2 U_{\omega}^2(t) \cos 2\omega_0 t = i_{pch} + i_{yuch} \quad (7.9)$$

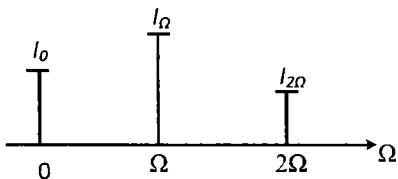
(7.9) dan tok past chastotaliklarini ajratib olamiz

$$i_{pch}(t) = 0,5 a_2 U_{\omega}^2(t) \quad \text{yoki} \quad U_{\Omega}(t) = 0,5 a_2 U_{\omega}^2(t) R_{yu}. \quad (7.10)$$

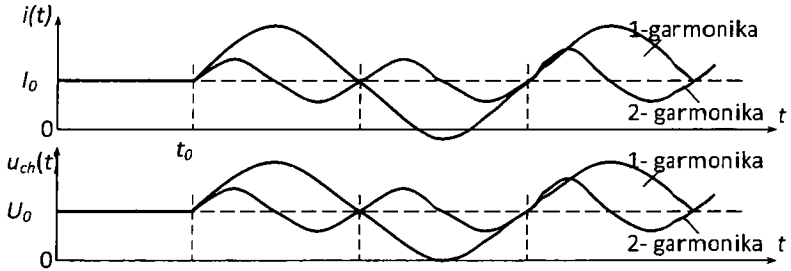
(7.10) ifodaga (7.8) ni qo'yib quyidagilarni aniqlaymiz

$$i_{pch}(t) = 0,5 a_2 U_{\omega}^2 [1 + m \cos \Omega t]^2 = 0,5 a_2 U_{\omega}^2 + a_2 m U_{\omega}^2 \cos \Omega t + \\ + 0,25 a_2 m^2 U_{\omega}^2 \cos^2 \Omega t. \quad (7.11)$$

AD kirishiga $u_{AM}(t)$ signal berilishi bilan, tokning doimiy tashkil etuvchisi, modulyatsiya chastotasi Ω va uning ikkinchi garmonikasi 2Ω bilan o'zgaruvchilari paydo bo'ladi (7.4-rasm). Bu tok tashkil etuvchilari yuklama R_{yu} dan o'tishi natijasida chiqish kuchlanishi $u_{\Omega}(t)$ hosil bo'ladi. 7.5-rasmda past chastotali tok va chiqish kuchlanishi $u_{\Omega}(t)$ vaqt diagrammalari keltirilgan.

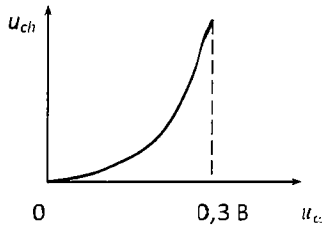


7.4-rasm. Amplituda detektor tok spektrlari



7.5-rasm. Amplituda deteksi chiqishidagi tok va kuchlanish vaqt diagrammalari

(7.10) ifodadan ko‘rinib turibdiki AD chiqish kuchlanishi u_{Ω} amplitudasi kirishidagi signal amplitudasi kvadratiga proporsional o‘zgaroqda. Uning detektorlash xarakteristikasi (7.6-rasm) ham kvadratik parabola shaklida bo‘ladi. Bu rejimda ishlovchi detektor kvadratik amplituda deteksi deb ataladi.



7.6-rasm. Kvadratik AD detektorlash xarakteristikasi

Kvadratik AD da buzilish koeffisienti

$$K_B = \frac{0,25a_2 m^2 U_{\omega}^2}{a_2 m U_{\omega}^2} = 0,25M \cdot 100\% \quad (7.12)$$

ga teng. Modulyatsiya chuqurligi $m=1$ bo‘lsa, buzilish koeffisienti $K_B=25,0\%$ bo‘ladi. Buzilish modulyatsiya chastotasi ikkinchi garmonikasi ($\Omega_{\min} \leq 2\Omega \leq \Omega_{\max}$) bo‘lgan holdagina buzilish sodir bo‘ladi.

7.3. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashi

Amplituda detektorining ishlash jarayonini o‘rganishda yuklama qarshilik $R_{y\omega}$ ni nochiziqli element diod ish rejimiga ta‘sirini e‘tiborga olmagan edik, bunda kesish burchagi $\theta=90^\circ$ bo‘lib, kosinusoidal impulslar amplitudasi kirishdagi AM signal amplitudasiga mos ravishda o‘zgaradi deb qabul qilgan edik.

Odatda R_{yu} qarshiligi diodning ichki qarshiligidan (tok diod orqali to'g'ri yo'nalishda o'tgan holda) bir necha yuz barobar katta bo'ladi, shuning uchun R_{yu} ni diod orqali o'tuvchi tokka ta'sirini hisobga olishga to'g'ri keladi.

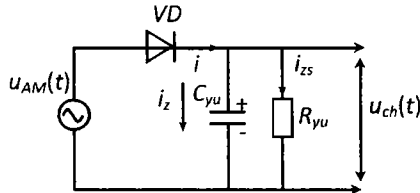
Amplituda detektor (7.7-rasm) kirishiga garmonik tebranish ko'rinishidagi kuchlanish ta'sir etsa, ya'ni

$$u_k(t) = U_\omega(t) \cos \omega_0 t \quad (7.13)$$

diodga qo'yilgan kuchlanish

$$u_d(t) = u_k(t) + U_0 \quad (7.14)$$

bo'ladi, u RC zanjir borligi uchun kirishdagi kuchlanish $u_k(t)$ dan doimiy siljish kuchlanishi $U_0 = -I_0 R_{yu}$ ga farq qiladi. 7.8-rasmda diod VAX si siniq chiziq bilan approksimatsiya qilinganda u orqali o'tadigan tok U_0 ni hisobga olingan holda ko'rsatilgan. R_{yu} katta qiymatga ega bo'lgani uchun tok u orqali kichik kesish burchagi davomida o'tadi. Diod ochiq holatida u orqali tok o'tib kondensator C_{yu} tezda zaryadlanadi, undagi kuchlanish U_0 oshishi kuzatiladi. Kirish kuchlanishi $u_k(t)$ kondensatoridagi kuchlanish U_c dan kam vaqt oralig'ida diod yopiq bo'ladi. C_{yu} kondensator katta qarshilik R_{yu} orqali asta zaryadsizlanadi, bunda zaryadlanish toki i_z zaryadsizlanish tokidan ancha katta bo'ladi.



7.7-rasm. AD sxemasi

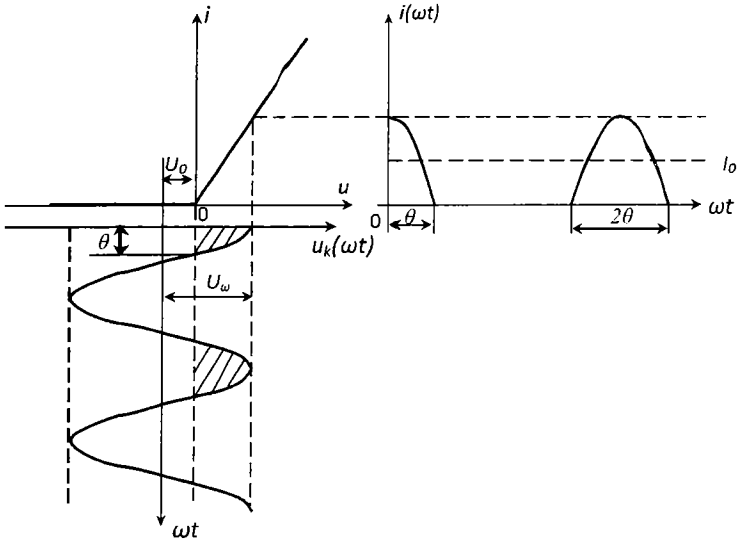
(7.1) ga asosan zaryadsizlanish vaqti $\tau_{z.s} = R_{yu} C_{yu}$, yuqori chastotali tashuvchi davri $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ dan ancha katta bo'lgani uchun kondensatoridagi kuchlanish sezilarli darajada kamaymaydi. Kirish kuchlanishi u_k , chiqish kuchlanishi $u_{ch} = u U_c$ va diod orqali o'tuvchi vaqt diagrammalari 7.9-rasmda keltirilgan.

Chiqish kuchlanishi uning sezilarli o'zgarmasligini hisobga olib doimiy kattalik U_0 ga teng deb hisoblaymiz (shtrix punktir chiziq). Natijada diodga qo'yilgan kuchlanishni

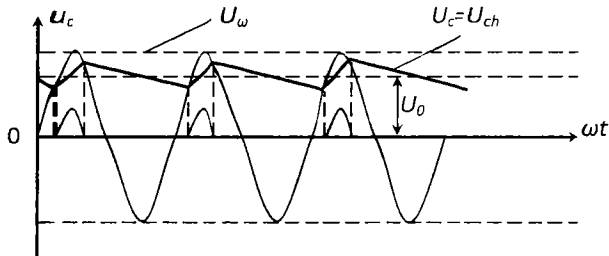
$$U = U_\omega \cos \omega_0 t + I_0' R_{yu} \quad (7.15)$$

deb hisoblaymiz. (7.15) dan $U=0$ holatdagi kesish burchagi θ ni aniqlaymiz

$$\cos\theta = \frac{I'_0 R_{yu}}{U_\omega} = \frac{U_{ch}}{U_\omega}. \quad (7.16)$$



7.8-rasm. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashiga oid vaqt diagrammalari



7.9-rasm. Amplituda detektori kirishidagi va chiqishidagi kuchlanish vaqt diagrammalari

Diod orqali o'q tovuchi tok doimiy tashkil etuvchisi

$$I'_0 = \frac{SU_\omega}{\pi} (\sin\theta - \theta \cos\theta). \quad (7.17)$$

(7.17) ni (7.16) ga qo'yib, kesish burchagi θ ni aniqlash imkoniyatini beruvchi tenglamani olamiz

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi}{SR_{yu}} \quad (7.18)$$

(7.18) ifodaga kirish signali amplitudasi U_ω kirmaydi, demak θ kirish kuchlanishi $u_k(t)$ amplitudasiga bog'liq emas. U faqat S va R_{yu} qiymatlari orqali aniqlanadi.

Tok doimiy tashkil etuvchisi I'_0 kirish kuchlanishi amplitudasi U_ω proporsional o'zgaradi (7.17 ifodaga asosan), demak detektorlash buzilishsiz amalga oshadi.

Detektorlash xarakteristikasi chiziqli bo'lgan detektor chiziqli detektor deb ataladi. Bunda chiziqli detektor nochiziqli qurilmasiga xotiradan chiqmasligi kerak, u kesish burchagi θ bo'lgan holda ishlaydi.

Chiziqli AD uzatish koeffisienti $K = \frac{U_{ch}}{U_\omega}$ (7.15) ifodaning o'ng tomoniga mos keladi. Demak

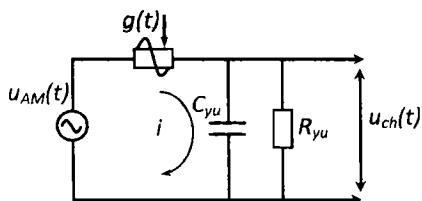
$$K = \cos\theta < 1 \quad (7.19)$$

Odatda chiziqli detektor kesish burchagi $\theta = 20 \div 30^\circ$ ni tashkil qiladi. Kesish burchagi θ ni qiymatini quyidagi taqribiy ifoda orqali aniqlash mumkin

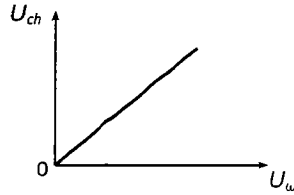
$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_{yu}}} \quad (7.20)$$

7.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni sinxron detektorlash

Sinxron detektor deb biron-bir parametri (o'tkazuvchanligi, xarakteristikasi qiyaligi, uzatish koeffisienti va h.k.) tashuvchi chastotasiga teng chastota bilan o'zgaruvchi parametrik elementdan foydalanishga asoslangan detektorga aytiladi. Sinxron detektorning sxemasi 7.10-rasmda keltirilgan.



7.10-rasm. Sinxron detektor sxemasi



7.11 -rasm. Sinxron detektor detektorlash xarakteristikasi

Sinxron detektor kirishiga

$$u_{AM}(t) = U_{\omega}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (7.21)$$

kuchlanish berilgan. Parametrik elementni o'tkazuvchanligi

$$g(t) = G_0 [1 + m_g \cos \omega_0 t] \quad (7.22)$$

ifodaga mos ravishda vaqt bo'yicha o'zgarib turadi.

(7.22) ifodada G_0 – boshlang'ich o'tkazuvchanlik, $m_g = \frac{\Delta G}{G_0}$ –

o'tkazuvchanlikni o'zgarish koeffitsienti.

Sinxron detektorda yuklama kondensatori va qarshiligi xuddi AD dagidek (7.1) shart asosida tanlanadi.

Parametrik element $g(t)$ dan o'tayotgan tokni aniqlaymiz

$$\begin{aligned} i &= g(t) \cdot U_{AM}(t) = G_0 [1 + m_g \cos \omega_0 t] \cdot U_{\omega}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= G_0 U_{\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5 G_0 m_g U_{\omega}(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ 0,5 G_0 m_g U_{\omega}(t) \cos \varphi = i_{yuch} + i_{pch} \end{aligned} \quad (7.23)$$

(7.23) ifodadan detektorlash natijasi bo'lgan past chastotali tok tashkil etuvchisini $R_{yu} C_{yu}$ – yuklama (past chastotalar filtri) orqali ajratib olamiz

$$i_{pch} = 0,5 G_0 \cdot m_g U(t) \cos \varphi. \quad (7.24)$$

(7.24) ga asosan chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = 0,5 G_0 \cdot m_g U_{\omega}(t) \cos \varphi \quad (7.25)$$

ga teng bo'ladi. (7.25) dan ko'rinib turibdiki chiqish kuchlanishi $\varphi=0$, ya'ni $\cos \varphi=1$ bo'lganda o'zining eng katta qiymatiga ega bo'ladi

$$U_{,hmax} = 0,5G_0 \cdot R_{yu} \cdot m_g U_{\omega}(t). \quad (7.26)$$

Chiqish kuchlanishi U_{ch} kirishdagi kuchlanish $u_{\omega}(t)$ ga proporsional, demak detektorlash buzilishsiz amalga oshadi. Chiqish kuchlanishi kirishdagi kuchlanish bilan parametrik element o'tkazuvchanligi chastotasi va fazasi bir-biriga teng bo'lganda detektorlash eng maqbul holatda amalga oshadi. Sinxron detektor faza va chastota tanlovchanlik xususiyatiga ega.

Sinxron detektor yordamida tashuvchisiz bir yoki ikki yon polosali AM signallarni detektorlash mumkin.

Endi sinxron detektor (SD) yordamida bir polosali tashuvchisiz amplitudasi modulyatsiyalangan signalni detektorlashni ko'rib chiqamiz.

Amplitudasi modulyatsiyalangan bir polosali signal quyidagicha ifodalanadi:

$$u_{AMP}(t) = U_0 m \cos(\omega_0 t \pm \Omega)t. \quad (7.27)$$

Agar ushbu signal chastotasi $(\omega_0 t + \Omega)$ ga teng bo'lsa, bu yuqori yon polosa va $(\omega_0 t - \Omega)$ ga teng bo'lsa, u holda pastki yon polosa amplitudasi modulyatsiyalangan signal bo'ladi.

Misol uchun yuqori yon polosa signalini ko'rib chiqamiz, u holda parametrik elementdan o'tuvchi umumiy tok quyidagicha aniqlanadi:

$$i(t) = g(t)u_{AMP}(t) = G_0 [1 + m_g \cos \omega_0 t] U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t. \quad (7.28)$$

SD yordamida bir polosali amplitudasi modulyatsiyalangan signalni detektorlash uchun qabul qilinadigan signalning chastotasi va boshlang'ich fazasi qabullash tomonida avvaldan ma'lum bo'lishi kerak. Qabullash qurilmasida tashuvchi signal maxsus tayanch generatorida shakllantiriladi va uning yordamida parametrik elementning o'tkazuvchanligi (qarshiligi) vaqt bo'yicha ushbu chastota bilan o'zgarib turishi ta'minlanadi.

SD chiqishida past chastotali xabar signali (7.28) ifodani yoyish, parametrik elementdan o'tayotgan umumiy tok $i(t)$ dan uning past chastotali tashkil etuvchisi $R_{yu}C_{yu}$ filtr yordamida hosil bo'ladi.

$$\begin{aligned} i(t) &= G_0 U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t + G_0 m_g \cos \omega_0 t U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t = \\ &= G_0 U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t + 0,5 G_0 m_g U_0 m \cos(2\omega_0 t + \Omega)t + \\ &\quad + 0,5 G_0 m_g U_0 m \cos(\Omega)t = i_{YUCH}(t) + i_{PCH}(t). \end{aligned} \quad (7.29)$$

$$i_{PCH}(t) = 0,5 G_0 m_g U_0 m \cos(\Omega)t, \quad (7.30)$$

$$i_{shiq}(t) = 0,5 R_{yu} G_0 m_g U_0 m \cos(\Omega)t. \quad (7.31)$$

(7.31) ifodadan ko'rinadiki chiqish kuchlanishi bir polosali amplitudasi modulyatsiyalangan signalga mos ravishda o'zgaradi, detektorlash buzilishlarsiz amalga oshiriladi.

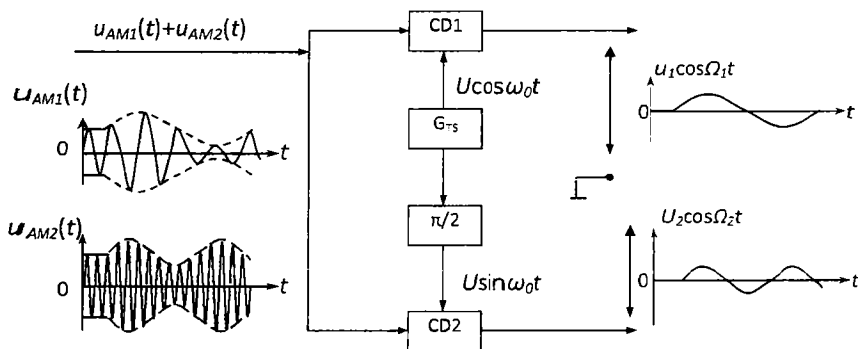
SD yordamida ikki yon polosasi turlicha xabarlar bilan mdulyatsiyalangan signalni ham detektorlashni amalga oshirish mumkin. SD yordamida shuningdek tashuvchisining chastotasi bir-biriga teng, ammo o'zaro ortogonal bo'lgan garmonik tebranish ko'rinishida bo'lgan bir polosali, ikki polosali tashuvchisi bor yoki tashuvchisi yo'q amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni ham qabullash, detektorlash mumkin.

Tashuvchi bir-biriga nisbatan ortogonal bo'lgan amplitudasi modulyatsiyalangan ikki signalni quyidagicha ifodalanadi:

$$u_{AM1}(t) = U_0 [1 + m_1 \cos \Omega_1 t] \cos(\omega_0 t + \varphi_1) t. \quad (7.32)$$

$$u_{AM2}(t) = U_0 [1 + m_2 \cos \Omega_2 t] \sin(\omega_0 t + \varphi_2) t. \quad (7.33)$$

(7.32) va (7.33) ko'rinishidagi signallarni detektorlash quyidagi strukturaviy sxema orqali amalga oshiriladi. Ushbu qurilma kirishiga bir vaqtning o'zida (7.32) va (7.33) matematik formula bilan ifodalangan signallarning yig'indisi ta'sir qiladi. Tahlilni osonlashtirish uchun $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ deb qabul qilamiz.



7.12-rasm. Tashuvchi bir-biriga nisbatan ortogonal bo'lgan amplitudasi modulyatsiyalangan signalni detektorlash

7.12-rasmdagi SD1 chiqishida faqat $u_{AM1}(t)$ signal ta'sirida past chastotali signal hosil bo'ladi, chunki SDdagi parametrik element o'tkazuvchanligining o'zgarish fazasi kirish signali boshlang'ich fazasiga nisbatan $\pi/2$ (90°) ga farq qiladi. Xuddi shuningdek ikkinchi SD2 chiqishida birinchi signal $u_{AM1}(t)$ ta'sirida past chastotali chiqish kuchlanishi hosil bo'lmaydi, chunki SD faza tanlovchanlik xususiyatiga ega.

Endi SDning chastota tanlovchanlik xususiyatini ko'rib chiqamiz. Bunda SD kirishiga tashuvchisi chastotasi turlicha va bir-biridan $\Delta\omega = \omega_F - \omega_X$ ga farq

qiluvchi ikki signal berilgan deyu hisoblaymiz. Bunda ω_F va ω_X mos ravishda foydali va xalaqit signali tashuvchilari chastotasi.

$$u_{AMF}(t) = U_{0F}[1 + m_F \cos \Omega_F t] \cos \omega_F t, \quad (7.34)$$

$$u_{AMX}(t) = U_{0X}[1 + m_X \cos \Omega_X t] \cos \omega_X t. \quad (7.35)$$

(7.34) va (7.35) ifodalarda m_F , m_X , ω_F va ω_X lar mos ravishda foydali va xalaqit signallarining modulyatsiya koeffitsientlari va modulyatsiya chastotalari.

Kirishiga $u_{AMF}(t)$ va $u_{AMX}(t)$ signallar berilgan SD parametrik elementi orqali o'tuvchi umumiy tok quyidagicha aniqlanadi:

$$i(t) = g(t)u_{AMF}(t)u_{AMX}(t) = G_0[1 + m_g \cos \omega_{TG} t] \times \{U_{0F}[1 + m_F \cos \Omega_F t] \cos \omega_F t U_{0X}[1 + m_X \cos \Omega_X t] \cos \omega_X t\}. \quad (7.36)$$

Foydali signal $u_{AMF}(t)$ signalni qabullash uchun SD parametrik elementining o'zgarish chastotasi foydali signal tashuvchisi chastotasi ω_F ga teng va chiqish signalining eng katta qiymatiga erishish uchun fazalar farqi nolga teng bo'lishi talab qilinadi.

(7.36) ifodani spektral tashkil etuvchilarga yoyib undan tokning past chastotali tashkil etuvchilarini ajratib, quyidagi ifodalarni olamiz:

$$i(t) = i_{yuch}(t) + i_{pch}(t)$$

$$i_{pch}(t) = 0,5m_g m_F G_0 U_{0F} \cos \Omega_F t + 0,5m_g m_X G_0 U_{0X} \cos(\omega_X - \omega_F + \Omega_X)t. \quad (7.37)$$

Parametrik elementdan o'tuvchi tokning past chastotali tashkil etuvchilari $i_{pch}(t)$ SD yuklamasi $R_{yu}C_{yu}$ da $U_2(t)$ kuchlanish hosil bo'ladi, ya'ni

$$U_{chiq}(t) = 0,5Z_{yu}^{\Omega} m_g m_F G_0 U_{0F} \cos \Omega_F t + 0,5Z_{yu}^{\Omega} m_g m_X G_0 U_{0X} \cos(\Delta\omega + \Omega_X)t. \quad (7.38)$$

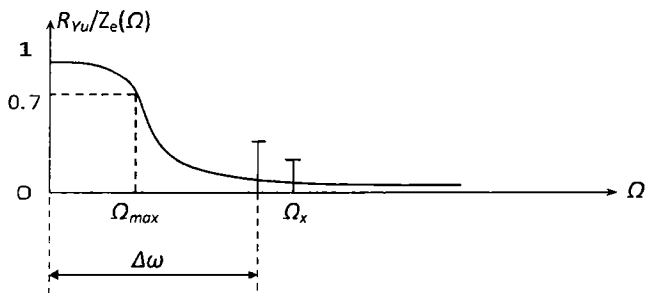
SD yuklamasi $R_{yu}C_{yu}$ ning ekvivalent qarshiligi

$$Z_e(\Omega) = \frac{R_{yu}}{\sqrt{1 + \Omega^2 C_{yu}^2 R_{yu}^2}} \quad (7.39)$$

ga tengligini e'tiborga olib, uning chiqishidagi kuchlanishni quyidagi ko'rinishda ifodalash mumkin:

$$U_{chiq}(t) = \frac{R_{yu}}{2\sqrt{1 + \Omega^2 C_{yu}^2 R_{yu}^2}} m_g G_0 [m_F U_{0F} \cos \Omega_F t + m_X U_{0X} \cos(\Delta\omega + \Omega_X)t]. \quad (7.40)$$

7.13-rasmda SD parametrik elementidan o'tuvchi tok past chastotalar tashkil etuvchilari $i_{PCh}(t)$ ning uning past chastotalar filtri $R_{yu}C_{yu}$ ning chastotalar xarakteristikasiga nisbatan joylashishi keltirilgan. Odatda past chastotalar filtri (PChF) ekvivalent qarshiligi R_{yu} dan $Z(\Omega) = 0.7R_{yu}$ gacha kichiklashgan qismiga amplitudasi modulyatsiyalangan signalning eng yuqori modulyatsiyalovchi signal chastotasi, ya'ni past chastotali signalning eng yuqori chastotasi Ω_{max} ga teng qilib olinadi.



7.13-rasm. SD parametrik elementidan o'tuvchi tok past chastotalar tashkil etuvchilarining joylashishi

7.13-rasmdan ko'rinadiki, xalaqit signali tashuvchi chastotasini foydali signal tashuvchisidan farqi $\Delta\omega = |\omega_F| - |\omega_X|$ qancha katta bo'lsa, SDning ushbu xalaqit signaliga nisbatan chastota tanlovchanligi shuncha yuqori bo'ladi.

Shunday qilib SD yordamida ikki va bir polosali tashuvchisi bor va tashuvchisi yo'q AM signalni buzilishsiz chiziqli detektorlash, bitta chastota ω_0 li o'zaro ortogonal tashuvchilar bilan modulyatsiyalash natijasida olinadigan AM signallarni detektorlash mumkin. Bundan tashqari SD foydali signalni ajratib olish – tanlovchanlik xususiyatiga ham ega.

7.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signal fazasi o'zgarishiga mos ravishda o'zgaruvchi qurilma faza detektor (FD) deb ataladi.

Fazasi va chastotasi modulyatsiyalangan signallar doimiy U_m amplitudaga egalar, shuning uchun ularni amplituda detektor yordamida detektorlab bo'lmaydi, chunki AD lar chiqish kuchlanishlari uning kirishidagi signal amplitudasiga bog'liq.

Agar bir vaqtning o'zida AD (7.14b-rasm) kirishiga generatordan tayanch kuchlanishi

$$u_g(t) = U_G \cos \omega_0 t \quad (7.41)$$

va detektorlanadigan FM kuchlanish

$$u_{FM}(t) = U_{\omega} \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (7.42)$$

bersak uning kirishida

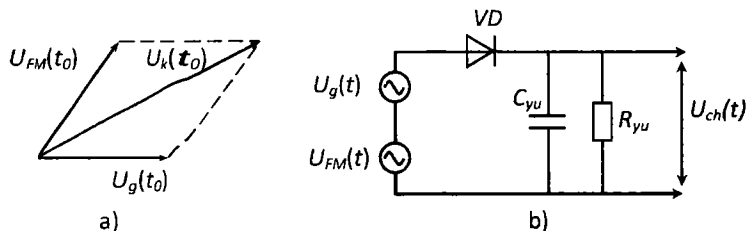
$$u_k = u_g(t) + u_{FM}(t) \quad (7.43)$$

bo'ladi. Bu holda chiziqli rejimda ishlovchi AD kirishidagi kuchlanish amplitudasi

$$u_k(t) = \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 + 2U_g U_{FM} \cos \varphi(t)} \quad (7.44)$$

ga teng bo'lib u $\varphi(t)$ ga bog'liq va $u_g(t)$ va $u_{FM}(t)$ signallar to'qnashuvi o'rovchisining vaqt bo'yicha o'zgarishi shaklini takrorlaydi (7.14-rasm)

U_{FM} signalning fazasi $\varphi(t)$ sekin o'zgarsa $u_k(t)$ kuchlanish amplitudasi o'zgaradi, natijada chiqish kuchlanishi $u_{ch}(t)$ ham o'zgaradi. U_{ch} ning $\varphi(t)$ ga bog'liq o'zgarishi nochiziqli bo'lgani uchun bir taktli faza detektori (FD) katta buzilishlar bilan detektorlaydi. Shuning uchun bunday detektorlar kam qo'llanadi.



7.14-rasm. a) FM signal ni detektorlashga oid chizma, b) faza detektori sxemasi

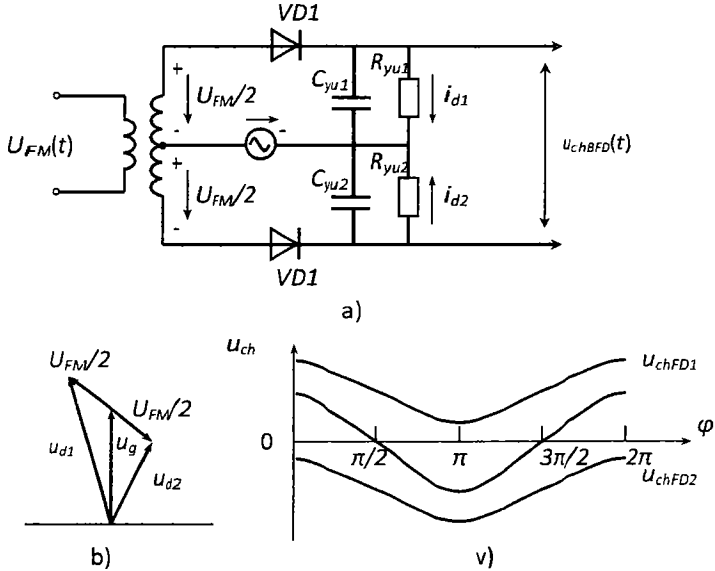
FM signallarni detektorlashda ikki taktli FD lar keng qo'llanadi, u ikkita bir xil bir taktli FD dan iborat bo'lib, uning chiqish kuchlanishi bir taktli FD chiqish kuchlarining ayirmasiga teng. Bunday ikki taktli FD odatda balans faza detektori deb ataladi, chunki bu FD da: $R_{yu1} = R_{yu2} = R_{yu}$; $C_{yu1} = C_{yu2} = C_{yu}$, diodlar bilan bir xil xarakteristikali va transformatorning ikkilamchi o'rami qoq o'rtasiga tayanch generatori kuchlanishi $u_{\alpha}(t)$ beriladi. Balans FD elektr sxemasi va detektorlash xarakteristikasi 7.15-rasm da keltirilgan.

\dot{U}_{d1} va \dot{U}_{d2} diodlar kabi kuchlanishlar kompleks amplitudasi

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{d1} &= \dot{U}_g + \frac{\dot{U}_{FM}}{2} \\ \dot{U}_{d2} &= \dot{U}_g - \frac{\dot{U}_{FM}}{2} \end{aligned} \right\}; \quad (7.45)$$

Bir taktli FD chiqishlaridagi kuchlanishlar

$$\left. \begin{aligned} U_{chfd1} &= K_d \cdot U_{d1} = K_d \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 / 4 + U_g U_{FM} \cos \varphi(t)}; \\ U_{chfd2} &= K_d \cdot U_{d2} = K_d \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 / 4 - U_g U_{FM} \cos \varphi(t)}; \end{aligned} \right\} (7.46)$$



7.15-rasm. a) balansli faza detektori sxemasi, b) balansli detektor ishlashiga oid vektor diagrammalari, v) balansli detektor detektorlash xarakteristikasi

Balans FD chiqishidagi kuchlanish

$$U_{chBFD} = U_{chfd1} - U_{chfd2} = K_d (U_{d1} - U_{d2}). \quad (7.47)$$

Balans faza detektorlash xarakteristikasi $\varphi=90^\circ$ va 270° ga yaqin qismi deyarli chiziqli ko'rinishga ega. Detektorlash xarakteristikasining ushbu qismida detektorlash kam buzilishlarga ega bo'ladi. Buning uchun $u_g(t) = U_g \cos \omega_0 t$ qonuni bo'yicha o'zgarishi kerak.

7.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signal chastotasiga mos ravishda o'zgaruvchi qurilma chastota detektori (ChD) deb ataladi. ChM signallarni chiziqli elektr zanjirlarda detektorlash mumkin emas, chunki uning chiqishida tokning yangi spektr tashkil etuvchilari paydo bo'lmaydi. ChD inersiyasiz NEZ da ham yaratib bo'lmaydi, chunki uning chiqishidagi kesish burchagi θ bo'lgan kosinusoidal impulslar amplitudasi o'zgarmaydi. Odatda ChM va FM signallar detektorlar kirishiga berilishidan avval amplituda cheklagich qurilmasidan o'tadilar.

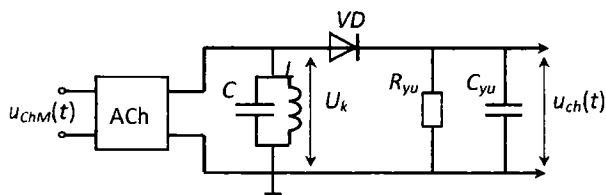
ChM signallarni to'g'ridan-to'g'ri detektorlanmaydi. Ularni detektorlashdan oldin modulyatsiya shaklini chiziqli tizim yordamida o'zgartiriladi va so'ngra mos detektor yordamida detektorlanadi. Odatda:

- a) ChM signal AM signalga aylantiriladi va AD yordamida detektorlanadi;
- b) ChM signal FM signalga aylantiriladi va FD yordamida detektorlanadi;
- v) ChM signal impulslar ketma-ketligi oraliq'i o'zgaruvchan signalga aylantiriladi va impuls detektori yordamida detektorlanadi.

Odatda detektorlash xarakteristikasi simmetrik shaklga ega bo'lgan ChD lardan keng foydalaniladi, chunki ular chiziqchiga yaqin detektorlash xarakteristikasiga egalar. Natijada ularning chiqish kuchlanishlari $U_{ch}(t)$ kirish signali chastotasi o'zgarishiga mos keladi.

7.6.1. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori

Bir parallel konturli chastota detektori sxemasi 7.16-rasmda keltirilgan.



7.16-rasm. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori

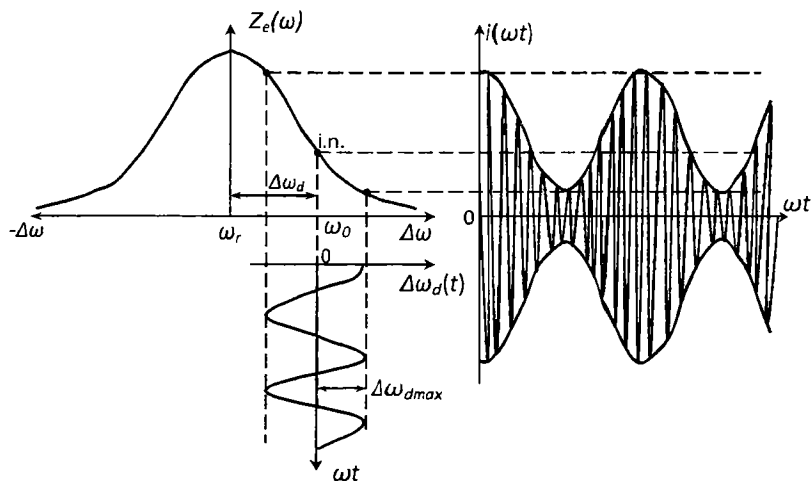
Bu rasmda ACh — amplituda cheklagich bo'lib, LC kontur amplituda-chastota xarakteristikasi o'ng yoki chap tomoni deyarli chiziqli qismi o'rtasida kirishdagi chastotasi modulyatsiyalangan signal chastotasi o'rtacha qiymatiga mos qilib ish nuqtasi o'rnatiladi (7.17-rasm).

ACh chiqishidagi tok birinchi garmonikasi I_1 amplitudasi o'zgarmaydi, ammo uning chastotasi $\Delta\omega_d$ ga o'zgarishiga LC kontur ekvivalent qarshiligi $Z_e(\omega)$

ning turli qiymatlari mos keladi, natijada LC konturdagi kuchlanish amplitudasi $\Delta\omega_d$ ga mos ravishda o'zgaradi. Umuman LC konturdagi kuchlanish chastota va amplitudasi barobariga o'zgaruvchi ChAM tebranish ko'rinishida bo'ladi. Konturdagi kuchlanish U_k AD yordamida detektorlanadi. Detektor xarakteristikasi shakli LC kontur AChX ning $\pm\Delta\omega_d$ oraliqdagi qismi shaklida bo'ladi. Bu ChD chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = \frac{K_d \cdot U_d}{\sqrt{1 + \frac{2(\omega_0 - \omega_r)^2}{\omega_r^2} Q}} \quad (7.48)$$

bunda K_d – AD uzatish koeffitsienti, ω_0 – ChM signal chastotasi, ω_r – LC kontur rezonans chastotasi, $d_{ekv} = \frac{1}{Q}$ – kontur so'nish koeffitsienti, Q – kontur aslligi.

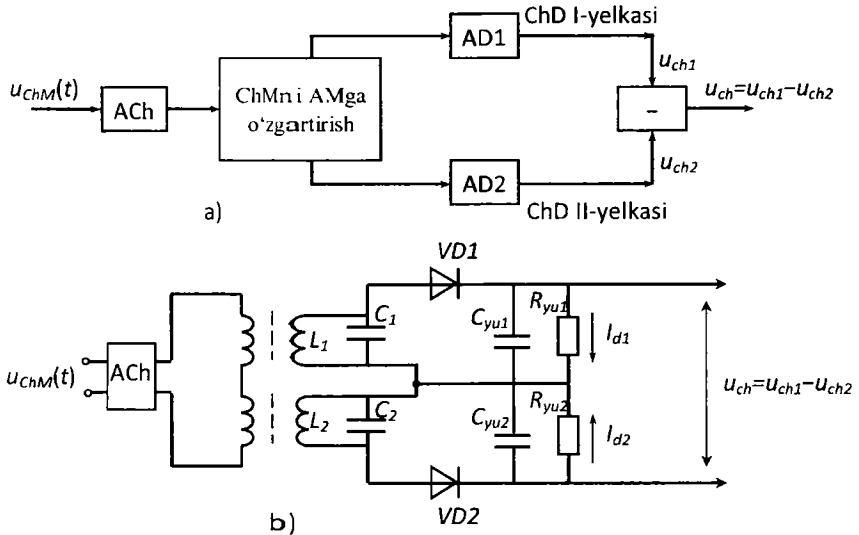


7.17-rasm. Tebranish konturi sozlanmagan chastota detektori ishlashiga oid vaqt diagrammalari

Ushbu ChD detektorlash xarakteristikasini yanada chiziqliroq qilish uchun uning aslligi Q ni kamaytirish yoki tebranish konturlari rezonans chastotalari kirish signali o'rtacha chastotasi ω_0 dan $\pm\Delta\omega$ ga farq qiluvchi ikki konturli balanslangan ChD dan foydalanish kerak.

7.6.2. Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori

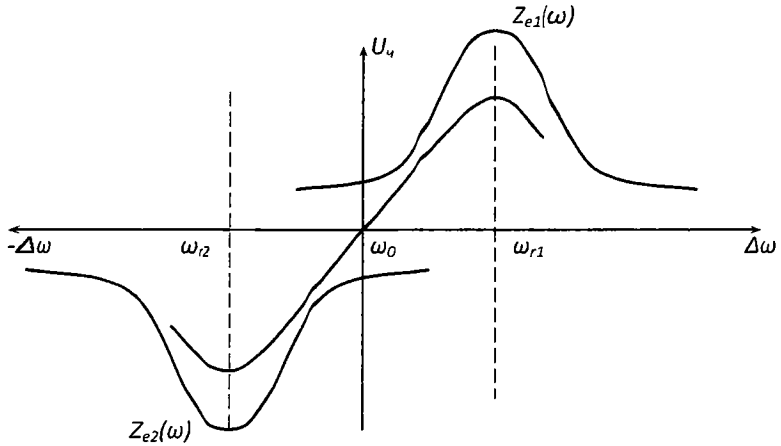
Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balans ChD strukturaviy va elektr sxemasi 7.18-rasmda keltirilgan.



7.18-rasm. Balansli chastota detektori: a) strukturaviy sxemasi, b) elektr sxemasi

Bunda L_1C_1 kontur $\omega_{r1} = \omega_0 + \Delta\omega$ va L_2C_2 kontur $\omega_{r2} = \omega_0 - \Delta\omega$ chastotalarga sozlangan. Agar: kirish signali chastotasi $\omega = \omega_0$ bo'lsa, har ikki tebranish konturidagi kuchlanish bir-biriga teng bo'ladi, ya'ni $U_{k1} = U_{k2}$, bunda chiqish kuchlanishi $U_{ch} = 0$; kirish signali chastotasi $\omega > \omega_0$ bo'lsa, L_1C_1 konturdagi kuchlanish $U_{k1} > U_{k2}$ bo'ladi, natijada $U_{ch} > 0$ va nihoyat kirish signali chastotasi $\omega < \omega_0$ bo'lsa, L_2C_2 konturdagi kuchlanish $U_{k1} < U_{k2}$, natijada $U_{ch} < 0$ bo'ladi. Ushbu ChD detektorlash xarakteristikasi 7.19-rasmda keltirilgan.

Balans ChD detektorlash xarakteristikasi, agarda tebranish konturi aslligi Q va konturlar orasidagi o'zaro sozlanmaganlik $\pm\Delta\omega$ to'g'ri tanlansa amalda to'g'ri chiziqli va simmetrik bo'ladi. Agar Q va $\pm\Delta\omega$ noto'g'ri tanlansa ChD detektorlash xarakteristikasi nochiziqli bo'lib qoladi.

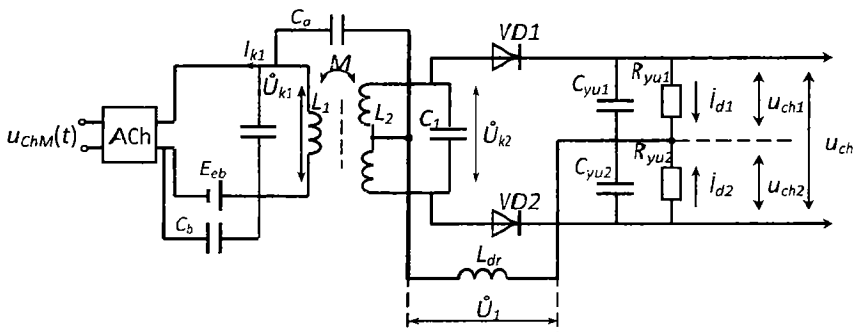


7.19-rasm. Balans chastota detektori detektor xarakteristikasi

7.6.3. O‘zaro induktiv bog‘langan, kirish ChM signali o‘rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan ChD

Ushbu ChD kirishdagi ChM signal modulyatsiyasini FM ga o‘zgartirish va FD orqali detektorlashga asoslangan.

Konturlari o‘zaro induktiv bog‘langan ChD sxemasi 7.20-rasmda keltirilgan. Odatda ushbu ChD har ikki sxemasidagi elementlar qiymatlari bir xil etib tanlanadi: ya‘ni $R_{yu1}=R_{yu2}=R_{yu}$; $C_{yu1}=C_{yu2}=C_{yu}$, va diodlar bir turli.



7.20-rasm. Konturlari o‘rtacha chastotaga sozlangan chastota detektori

L_1C_1 va L_2C_2 konturlar ChM signal o‘rtacha chastotasiga sozlangan. Konturlar chiqishiga AD_1 va AD_2 ulangan bo‘lib, ularning chiqishidagi

kuchlanishlar U_{ch1} va U_{ch2} . Tok doimiy tashkil etuvchisi $VD_1 \rightarrow R_{y1} \rightarrow L_{dr} - L_1$ ning yuqori yarim qismi va VD_1 yopiq kontur orqali; ikkinchi diod orqali $VD_2 \rightarrow R_{y2} \rightarrow L_{dr} - L_2$ ning pastki yarim qismi va VD_2 yopiq kontur orqali o'tadi. L_{dr} – diodlar orqali o'tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi zanjirini yopish uchun xizmat qiladi. Ushbu ChD da maxsus ayiruvchi qurilma yo'q, chiqish kuchlanishi U_{ch1} va U_{ch2} larni bir-biridan oddiy ayirish natijasida hosil bo'ladi, ya'ni

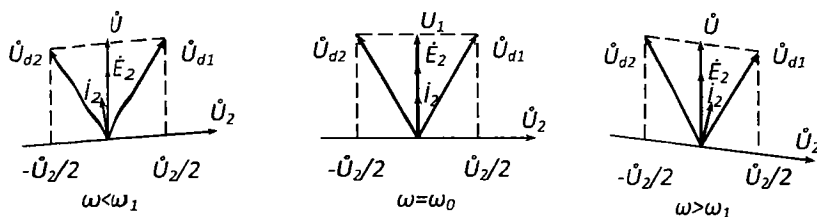
$$U_{ch} = U_{ch1} - U_{ch2}; \quad (7.49)$$

bunda:

$$\begin{aligned} U_{ch1} &= U_{d1} K_d = K_d (U_1 + 0,5 U_2); \\ U_{ch2} &= U_{d2} K_d = K_d (U_1 - 0,5 U_2); \end{aligned} \quad (7.50)$$

(7.49) ifodaga asosan U_{ch} ni aniqlash uchun U_{d1} va U_{d2} ni aniqlash kerak. Diod VD_1 orqali o'tuvchi yuqori chastotali toklar quyidagi yopiq zanjirdan: $VD_1 \rightarrow C_{k1} \rightarrow C_{k2} \rightarrow$ umumiy ularish simi $\rightarrow C_{h1} \rightarrow L_1 C_1 -$ kontur $\rightarrow C_A \rightarrow L_2 C_2$ kontur VD_1 .

Diod VD_1 ga ikki kuchlanish: birinchi $L_1 C_1$ konturdagi \dot{U}_{k1} kuchlanish va ikkinchi $L_2 C_2$ konturdagi kuchlanishning yarimi, ya'ni $0,5 \dot{U}$ qo'yilgan. \dot{U}_{k1} kuchlanishi yuqori chastota bo'yicha $L_1 C_1$ konturga parallel ulangan L_{dr} – drossel ajraladi. L_{dr} – drossel $L_1 C_1$ konturga ta'sir etmasligi uchun $L_{dr} \approx 10 L_1$ sharti bajarilishi kerak. Har bir onda U_{d1} va U_{d2} kuchlanishlar bir-biriga teskari bo'ladi.



7.21-rasm. Konturlari o'rtacha chastotaga sozlangan chastota detektori ishlashiga oid vektor diagrammalari

Bog'langan va sozlangan konturli ChD ishlash prinsipini 7.21-rasmda keltirilgan vektor diagrammalar bilan tushuntirish oson. Agar $\omega = \omega_0$ bo'lsa (7.21a-rasm), signal o'rtacha chastotasi ω_0 konturlar $L_1 C_1$ va $L_2 C_2$ rezonans chastotasiga teng bo'ladi. \dot{U}_{k1} kuchlanish fazasini nol deb olsak, ikkinchi konturdagi elektr yurituvchi kuch (EYuK) \dot{E}_2 fazasi \dot{U}_{k1} fazasiga mos keladi. Rezonansda ikkinchi konturdagi tok \dot{I}_2 EYuK \dot{E}_2 bilan fazasi bir xil bo'ladi. $L_2 C_2$ konturdagi kuchlanish $\dot{U}_{k2} = \dot{I}_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}$ kondensator C_2 ga qo'yilgan bo'lib, uning fazasi \dot{I}_2 tok

fazasidan 90° kech qoladi. \dot{U}_2 kuchlanishning VD_2 ga qo'yiladigan yarmi \dot{U}_{k1} fazasidan 90° ga ortadi; VD_1 ga qo'yiladigan ikkinchi yarmi 90° ga kechikadi. Diagrammadan U_{d1} va U_{d2} larni aniqlaymiz, $U_{d1}=U_{d2}$, demak $U_{ch1}=U_{ch2}$ va $U_{ch}=0$ bo'ladi.

7.21b-rasmda ko'rish signali chastotasi $\omega > \omega_0$ holat uchun vektor diagrammasi keltirilgan. Bunda ham \dot{U}_{k1} ni asosiy vektor deb tanlaymiz.

$\dot{E}_2 = \frac{M}{L_1} \cdot \dot{U}_{k1}$ bo'lgani uchun uning fazasi \dot{U}_{k1} fazasiga mos keladi.

$\omega > \omega_0$ da $\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$ tok \dot{I}_2 uchun induktiv xarakterga ega bo'ladi. U E_2

fazasiga nisbatan kech qoladi. \dot{U}_{k2} kuchlanish \dot{I}_2 dan 90° ga kech qoladi. Uning birinchi yarmi VD_1 diodga va ikkinchi yarmi VD_2 diodga beriladi. VD_1 dagi qismi \dot{I}_2 dan 90° ga kechikadi va VD_2 dagi qismi \dot{I}_2 dan 90° ga ilgarilaydi. \dot{U}_{k1} va $0,5 \dot{U}_{k2}$ vektorlarni qo'shib \dot{U}_{d1} va \dot{U}_{d2} kuchlanishlarni aniqlaymiz. Diagrammadan ko'rinish turibdiki $\dot{U}_{d2} > \dot{U}_{d1}$, bunda $U_{ch1} > U_{ch2}$ va natijada $U_{ch} < 0$ bo'ladi.

Yuqoridagi tartibda $\omega < \omega_0$ holatni ham tahlil etish mumkin, natijada $U_{ch} > 0$ bo'ladi.

Tebranish konturlari bir-biri bilan induktiv bog'langan va har ikkala L_1C_1 va L_2C_2 konturi kirishdagi ChM signal o'rtacha chastotasiga sozlangan balanslangan ChD detektorlash xarakteristikasi ancha keng chiziqli qismga ega bo'lib, uning kengligini L_1C_1 va L_2C_2 konturlar aslligi Q ga va ular orasidagi magnit induksiyasi M kattaligiga bog'liq. Kirish chastotasining o'zgarishi L_2C_2 konturdagi \dot{U}_2 kuchlanish bilan birinchi kontur L_1C_1 dagi kuchlanish \dot{U}_{k1} orasidagi fazaning 90° dan oshishiga yoki kamayishiga sabab bo'ladi, natijada VD_1 va VD_2 larga qo'yilgan kuchlanishlar \dot{U}_{d1} va \dot{U}_{d2} qiymatlari o'zgaradi. Bu o'z navbatida ChD chiqishidagi kuchlanish U_{ch} ni kirish chastotasi o'zgarishiga mos o'zgarishiga olib keladi.

Nazorat savollari

1. Detektorlash nima? Detektor qanday qurilma?
2. AD detektor xarakteristikasi nima?
3. ChD detektor xarakteristikasi nima?
4. FD detektor xarakteristikasi nima?
5. Modulyatsiyalangan signallar buzilishsiz detektorlanishi uchun ularning detektorlash xarakteristikalari qanday ko'rinishda bo'lishi kerak?
6. AD larda R_{yu} va C_{yu} qiymatlari qanday shart asosida tanlanadi?

-
7. *AD* kuchsiz signal ta'sirida ishlaganda uning detektorlash xarakteristikasi qanday ko'rinishda bo'ladi? Buzilish koeffitsienti $m=0,5$ bo'lganda qanday qiymatga ega bo'ladi?
 8. kuchli signal ta'sirida *AD*i qaysi rejimda ishlaydi va uning detektorlash xarakteristikasi qanday ko'rinishda bo'ladi?
 9. *FM* signallarni qaysi usul bilan detektorlash mumkin?
 10. *ChM* signallarni qaysi usullar bilan detektorlash mumkin?
 11. *ChD* larning qaysi turlarini bilasiz?

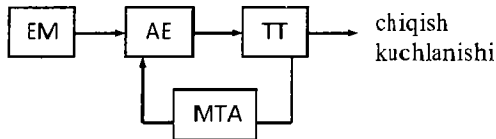
8. AVTOGENERATORLAR

8.1. LC-avtogenetorlarning ishlash prinsipi

Kuchaytirish qurilmalari, chastota ko'paytirgichlar, modulyatorlar, detektorlar va shu kabi bir qator qurilmalar, faqat ularning kirish uchlariga tashqi qurilmalardan signallar berilganda o'z chiqishlarida tegishli aks ta'sir signalni paydo qiladilar. Bunday qurilmalar odatda majburan qo'zg'aluvchi qurilmalar deb ataladilar.

Ammo shunday qurilmalar borki, ularning chiqishidagi tebranuvchan kuchlanishlar, ularning kirishiga tashqaridan hech qanday ta'sir kuchlanishi berilmaganda ham hosil bo'ladi. Bunday tebranishlar avtotebranishlar deb va ularni hosil qiluvchi qurilmalar avtogenetorlar (AG) yoki genetorlar deb ataladilar.

Tebranishlarni generatsiyalash axborot tizimlaridagi asosiy vazifalardan biri hisoblanadi. Avtogenetorlar doimiy tok elektr manbai (EM) quvvatini so'nmaydigan davriy tebranishlar quvvatiga aylantirib beradilar. AG ning strukturaviy sxemasi 8.1-rasmida keltirilgan.

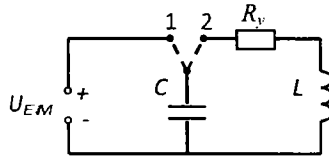


8.1-rasm. Avtogenetor strukturaviy sxemasi

AG ning asosiy elementlari: EM – elektr manbai, AE – aktiv element (tranzistor, elektron lampa va h.k.), TT – tebranish tizimi va MTA – musbat teskari aloqa.

AG o'z-o'zidan qo'zg'alishi uchun kerakli shartlarni batafsilroq ko'rib chiqamiz. Buning uchun dastlab oddiy LC parallel konturga tashqi ta'sir bo'lganda unda bo'ladigan fizik jarayonni kuzatamiz. Tashqi impuls ta'sir etganda LC konturda sinusoidal shaklda o'zgaruvchi elektr tebranishlari hosil bo'ladi. Konturdagi bu tebranish cheksiz davom etmaydi, asta-sekin so'nadi, chunki konturdagi yo'qotishlar sababli undagi energiya uzluksiz kamayib boradi, yeyiladi va natijada nolga teng bo'ladi.

Tebranish konturidagi tebranishlar so'nmasligi uchun LC konturga yeyilayotgan (yo'qotilayotgan) energiyani qoplovchi energiya berib turish kerak. LC konturning o'zida bunday ichki manba yo'qligi uchun, uni tashqi manba hisobiga qoplash kerak. Elektr manbai sifatida doimiy tok yoki kuchlanish manbaidan foydalaniladi. Endi LC konturdagi fizik jarayonni 8.2-rasm yordamida ko'rib chiqamiz.

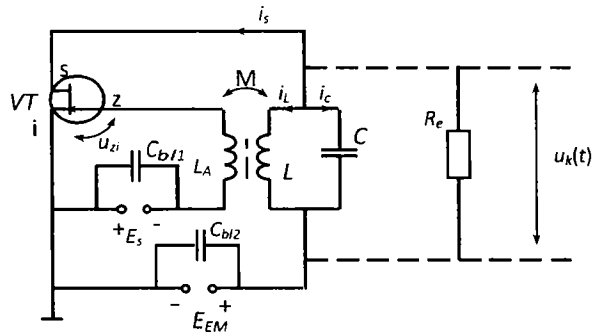


8.2-rasm. Avtogenerator tebranishiga oid chizma

LC konturda boshlang'ich holatda tebranishlar yo'q deb hisoblab K kalitni ikkinchi holatga o'tkazsak kondensator C kuchlanish U_{em} gacha zaryadlanadi. So'ngra kalitni 1-holatga o'tkazsak LC konturda sinusoidal shaklidagi erkin tebranishlar paydo bo'ladi. LC konturdagi tebranishlar induktivlik L ning yo'qotish qarshiligi R_v hisobiga so'nmasligi uchun, tebranishlar davriga mos ravishda kondensator C ni elektr manbai U_{em} ga ulab-uzib turamiz. Natijada kondensator doimiy ravishda o'z zaryadini to'ldirib turadi. Shuning hisobiga LC konturdagi tebranishlar so'nmaydi.

Kalit K ni tebranishlar bilan sinxron ravishda U_{em} ga ulab-uzib turish boshqaruv zanjiri (teskari aloqa zanjiri) bo'lishi va u kalit K ni uzib-ulash haqida ko'rsatma berishi kerak. Bu holda ko'rsatmani tebranishlar chastotasi $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

ni o'rnatuvchi LC kontur bo'lishi kerak. Ushbu oddiy sxema avtogenerator modeli sifatida qabul qilinishi mumkin. 8.3-rasmda AE sifatida maydon tranzistoridan foydalanilgan LC avtogenerator sxemasi keltirilgan.



8.3-rasm. Maydonli tranzistorli avtogenerator elektr sxemasi

Bunda tebranishlar chastotasini LC kontur elementlari qiymatlari aniqlaydi, E_{em} – doimiy kuchlanish manbai va E_s – tranzistor zatvoriga beriladigan siljish kuchlanishi. Kalit K vazifasini tranzistor zatvori bajaradi. Zatvordagi kuchlanish U_z stok tokini boshqaradi. Stok tokining o'zgaruvchan tashkil etuvchisi LC kontur energiyasini to'ldiradi. Teskari musbat bog'lanish L bilan induktiv bog'liq bo'lgan

L_A – aloqa katushkasi yordamida amalga oshiriladi. L_A ni L ga bog‘liqligi o‘zaro induksion bog‘liqlik koeffisienti M kattaligi bilan aniqlanadi. Tranzistor na faqat kalit K vazifasini bajaradi, u “teskari bog‘lanishga”, o‘zining kuchaytirish xususiyati hisobiga LC konturga navbatdagi energiya qismini yetkazib beradi. E_s yordamida tranzistorning kerakli ish rejimi o‘rnatiladi, boshlang‘ich ish nuqtasi o‘rnatiladi. Ammo o‘z-o‘zidan generatsiya hosil bo‘lishi uchun qo‘zg‘alish sharti va tebranishlar amplituda va chastotasini o‘zgarmas barqaror saqlab turish uchun turg‘unlik shartlari bajarilishi kerak.

Dastlab o‘z-o‘zidan qo‘zg‘alish jarayonini ko‘rib chiqamiz. Tabiiyki generatorda tebranishlar yo‘qdan bor bo‘lmaydi, qandaydir ichki yoki tashqi turtki bo‘lishi kerak. Shunday turtki vazifasini zaryad tashuvchi (elektron, ion) larning issiqlik harakati natijasida paydo bo‘ladigan tok yoki kuchlanish qiymatining tasodifiy o‘zgarishi – fluktuatsiyasi hisoblanadi. Bu fluktuatsiyalar quvvati juda oz bo‘lib, ma‘lum bir sharoitda tartibli tebranishlar manbai bo‘lishi mumkin. Buning uchun 8.3-rasmdagi qurilmada E_{em} – elektr manbai ulanishi bilan sodir bo‘ladigan jarayonni ko‘rib chiqamiz. i_s – stok toki paydo bo‘lishi bilan LC kontur kondensatori C zaryadlanadi va konturda erkin so‘nuvchi tebranishlar hosil bo‘ladi. Induktivlik L dan o‘tayotgan i_L tok L_A g‘altagida o‘zaro induksiya natijasida o‘zgaruvchan kuchlanish U_z ni hosil qiladi. Tranzistor zatvori va istoki orasiga qo‘yilgan U_z kuchlanish, stok toki i_s ni birdan o‘zgarishiga olib keladi. Bu i_s – toki o‘zgaruvchan tashkil etuvchisi LC konturda U_k kuchlanish hosil qiladi. Bu U_k kuchlanish zatvor-istok oralig‘idagi U_z kuchlanishni K_k marta kuchaytirish natijasi deb qaralishi mumkin. Zatvordagi tebranishlar chastotasi LC konturdagi tebranishlar chastotasiga teng, demak i_s – toki o‘zgaruvchi spektral tashkil etuvchisi chastotasi ham $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ga teng. Shuning uchun LC konturda toklar

rezonansi sodir bo‘ladi va kontur qarshiligi oshib R_c ga teng rezistiv qarshilikka ekvivalent bo‘ladi. O‘z-o‘zidan qo‘zg‘alish uchun teskari musbat bog‘lanish kerakligicha katta bo‘lishi kerak, aks holda zatvordagi kuchsiz kuchlanish U_z stok toki i_s ning o‘zgaruvchi spektral tashkil etuvchisining quvvati LC konturdagi yo‘qotilgan energiyani qoplashga yetarli bo‘lmashligi mumkin.

Avtoeneratorni bir tomondan kuchaytirish qurilmasiga o‘xshash, chunki LC konturdagi tebranish kuchlanishining bir qismi teskari bog‘lanish orqali tranzistor kirishiga beriladi, u kuchaytiriladi va LC konturda kuchlanish hosil qiladi. yana takroran teskari bog‘lanish orqali tranzistor kirishiga beriladi va ushbu jarayon qayta-qayta takrorlanadi. Tebranishlar amplitudasi asta-sekin oshib boradi va ma‘lum kattalikka ega bo‘lgandan so‘ng, zatvordagi U_z kuchlanish kichik qiymatlarida chiziqli rejimda ishlayotgan tranzistor. asta-sekin U_z katta qiymatga erishgandan so‘ng nochiziqli rejimga o‘tadi, stok toki to‘yinish tokiga teng bo‘ladi. Natijada LC konturda qancha energiya yo‘qotsa, unga shuncha miqdorda energiya stok toki orqali keladi, tebranishlar amplitudasi barqarorlashadi.

Shunday qilib generator o‘z-o‘zidan qo‘zg‘alishi uchun va undagi tebranishlar so‘nmasligi uchun teskari bog‘lanish musbat bo‘lishi va uning qiymati konturda yo‘qotilayotgan energiyani to‘liq qoplash uchun yetarli bo‘lishi kerak.

Agar teskari bog‘lanish manfiy bo‘lsa, na faqat o‘z-o‘zidan generatsiya sodir bo‘lishi, balki dastlab bo‘lgan tebranishlarni ham so‘nishiga sabab bo‘ladi.

8.2. Avtogeneratorlardagi energetik bog‘lanishlar

LC konturda energiya yo‘qotilishining asosiy sababi induktivlik L ning xususiy qarshiligi R_e hisoblanadi. Ushbu qarshilik R_e da yo‘qotiladigan quvvat

$$P_- = 0,5I_1U_k. \quad (8.1)$$

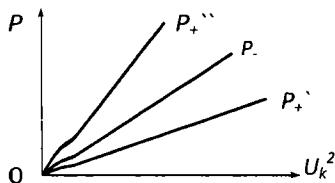
bunda, I_1 – stok toki birinchi garmonikasi amplitudasi, U_k – konturdagi kuchlanish bo‘lib $I_1 = U_k/R_e$ ligini va o‘z navbatida $R_e = \frac{L}{R_e C}$ ni e‘tiborga olsak

$$P_- = 0,5U_k^2 / R_e. \quad (8.2)$$

bo‘ladi.

(8.2) ifodadan ko‘rib turibdiki P_- quvvat konturdagi kuchlanish U_k ning kvadratiga proporsional.

Elektr manбайдan konturga berilayotgan quvvat P_+ ham konturdagi kuchlanish U_k ning kvadratiga proporsional, ya‘ni $P_+ \sim U_m^2$. P_+ va P_- larning o‘zaro nisbatlari LC konturdagi jarayonning holatini va uning rivojlanishini bildiradi. 20.4-rasmda P_+ va P_- quvvatlarning U_k^2 ga bog‘liqlik grafiği keltirilgan.



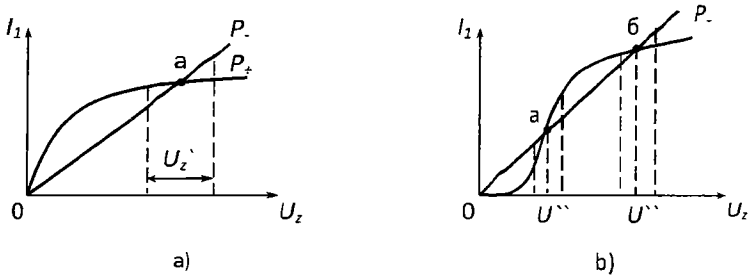
8.4-rasm. P_+ va P_- quvvatlarning U_k^2 ga bog‘liqlik grafiği

Agar $P_- > P_+$ bo‘lsa, konturda faqat so‘nuvchi tebranish bo‘ladi. $P_+^I > P_-$ bo‘lsa kontur ortiqcha quvvat oladi va undagi tebranishlar amplitudasi oshadi. Tok fluktuatsiyasi natijasida hosil bo‘lgan tok va kuchlanishning kichik qiymatlari asta-sekin oshib boradi generatorning qo‘zg‘alish sharti bajariladi, konturni turg‘un holatdan tebranish holatiga keltiradi. (O) nuqtasi turg‘un bo‘lmaydi. Generatorda kuchaytirish elementining asta-sekin nochiziqli rejimga o‘tishi dastlab P_+ qiymatining o‘shishini sekinlashtiradi, natjada $P_+^I = P_-$ ga erishiladi. Tebranishlar amplitudasi barqarorlashadi.

8.3. Avtogeneratorlarning ishlash rejimlari

Avtogeneratorlarning ishlash rejimlari ularning tebranish xarakteristikallari va o'rtacha qiyalik xarakteristikallari orqali baholanadi.

AG ning tebranish xarakteristikasi deb, aktiv element (tranzistor, elektron lamp va h.k.) dan o'tayotgan tok birinchi garmonikasi I_1 ning uning kirishidagi garmonik shakldagi kuchlanish U_z amplitudasiga bog'liqligiga aytiladi, ya'ni $I_1 = F(U_z)$.



8.5-rasm. a) yumshoq rejim uchun tebranish xarakteristikasi, b) qattiq rejim uchun tebranish xarakteristikasi

8.5a-rasmdagi holatda U_z qiymati nolga yaqin holatdan to (a) nuqtagacha $P_+ > P_-$, demak o'z-o'zidan qo'zg'alish generatsiya sodir bo'ladi va $P_+ = P_-$ (a) nuqtada tebranishlar amplitudasi barqarorlashadi agar ba'zi sabablarga ko'ra U_z ning (a) nuqtasiga mos qiymati $\pm \Delta U$ ga o'zgarsa, uning qiymati bir-oz vaqtdan keyin o'zining (a) nuqtasiga mos holatiga qaytadi, chunki (a) nuqtadan chapda $P_+ > P_1$ jarayon rivojlanib (a) nuqtaga intiladi. (a) nuqtadan o'ngda $P_- < P_-$ bo'lib bu holat uzoq davom etolmaydi va yana asta-sekin $P_+ = P_-$ bo'lgan (a) nuqtaga qaytadi. Bu rejim yumshoq rejim deb yuritiladi. Bu rejimda (O) nuqtasi dinamik rejimda barqaror emas, (a) nuqtasi dinamik rejimda barqaror, bu holat generatsiya davomida o'zgar olmaydi agar tashqi ta'sir generatsiyani so'ndirishga sabab bo'lmasa.

8.5b-rasmda P_+ va P_- uch nuqtada kesishadi. Boshlang'ich nuqtada (O) $P_+ = P_-$, agar, biron bir sabab bilan $U_z > 0$ ammo $< U_z^1$ bo'lsa generatsiya sodir bo'lmaydi $P_+ < P_-$, 0 nuqtada rejimi turg'an. (a) nuqtasida $P_+ = P_-$, ammo undan chapda $P_+ < P_-$, o'ngda esa $P_+ > P_-$. Agar (a) nuqtasiga mos kuchlanish qiymati U_z^1 amplitudasi $\pm \Delta U$ ga o'zgarsa, qurilma ish rejimi o'zgaradi, bunda (a) nuqtadan chapda $P_+ < P_-$ bo'lgani uchun bor bo'lgan tebranish asta so'nadi, (a) nuqtaning o'ng tomonida $P_+ > P_-$ bo'lgani uchun u (a) nuqtadagi holatidan (b) nuqtaga mos ish holatiga o'tadi. (a) nuqtasi dinamik rejimda barqaror emas. (b) nuqtasi dinamik rejimda barqaror (bu holat yumshoq rejimdagi (a) nuqtasiga o'xshash holat). 8.5b-

rasmdagi holatda generatsiya hosil qilish uchun unga tashqaridan amplitudasi U_z^1 dan katta bo'lgan turtki kuchlanishi berilishi kerak. Bu tahlilda o'z-o'zidan qo'zg'aluvchi generator rejimi qattiq rejimda qo'zg'alish rejimi deb ataladi.

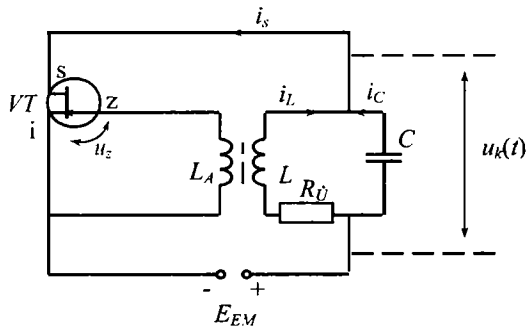
Generatorning yumshoq yoki qattiq rejimda o'z-o'zidan qo'zg'alishi – generatsiya qilishi ish nuqtasi AE VAX sining qaysi qismida o'rnatilganligiga bog'liq.

Agar boshlang'ich holat ish nuqtasi AE VAX sining eng katta qiyalikka ega qismida o'rnatilsa va qo'zg'alish sharti bajarilsa, bu yumshoq rejimga mos keladi. Boshlang'ich ish nuqtasi AE VAX sining qiyaligi kam bo'lgan boshlang'ich qismiga o'rnatilgan bo'lsa, bu qattiq ish rejimiga mos keladi.

8.4. Avtogeneratorlar qo'zg'alish sharti

Tranzistor kirishidagi kuchlanish uning VAX sining juda oz qismiga mos kelsa, ushbu nuqta atrofida uning xarakteristikasini chiziqli va qiyaligi S_0 deb hisoblash mumkin, chunki generatsiya juda kuchsiz tok va kuchlanishlar qiymatining tasodifiy o'zgarishi natijasida yuzaga keladi. Generatsiya sodir bo'lishi jarayonida, uni chiziqli doimiy parametrga ega deb qaraladi.

Avtogenerator tenglamasini tuzish uchun Kirxgof qonunidan foydalanamiz.



8.6-rasm. Maydon tranzistorli avtogenerator soddalashgan elektr sxemasi

Tranzistor stok toki $i_s = i_L + i_c$ bo'lib

$$I_1 = S_1 U_z \quad (8.3)$$

ga teng. Tranzistor zatvoridagi kuchlanish U_z aloqa induktivligidagi EYuK E_p ga teng

$$U_z = E_p = M \frac{di_L}{dt} \quad (8.4)$$

(8.4) ni (8.3) ifodaga qo'yib

$$i = MS_0 \frac{di_L}{dt} \quad (8.5)$$

ni olarniz. Sig'im orqali o'tuvchi tokni LC konturdagi kuchlanish U_k orqali ifodalaymiz

$$i_c = C \frac{dU_k}{dt}. \quad (8.6)$$

U_k kuchlanishi L induktivlik va R_k dagi kuchlanishlar yig'indisiga tengligini e'tiborga olsak

$$u_k = R_k i_L + L \frac{di_L}{dt}, \quad (8.7)$$

(8.7) ifodani differensiallab i_c tok uchun quyidagi ifodani olamiz

$$i_c = R_k C \frac{di_L}{dt} + LC d^2 \frac{i_L}{dt^2}. \quad (8.8)$$

i_c va i_L toklar yig'indisi i ni aniqlaymiz, ya'ni

$$MS_0 \frac{di_L}{dt} = i_L + R_k C \frac{di_L}{dt} + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2}. \quad (8.9)$$

(8.9) ifodaning hamma tashkil etuvchilarini LC ga bo'lib, quyidagi ifodani olamiz

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{R_k}{L} - \frac{MS_0}{LC} \right) \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0, \quad (8.10)$$

bunda $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ LC kontur rezonans chastotasi.

(8.10) tenglama generatorning o'z-o'zidan qo'zg'alish ish rejimini ifodalaydi. Bu ikkinchi darajali differensial tenglama bo'lib, uning hamma koeffitsientlari doimiy va tokka bog'liq emas.

Oddiy parallel LC tebranish konturi quyidagi differensial tenglama bilan ifodalanadi

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0, \quad (8.11)$$

bunda $2\alpha = \frac{R_k}{L}$ – kontur so'nish koeffitsienti.

(8.10) va (8.11) tenglamalar tuzilishi bir xil. Shuning uchun generatoring soʻnish koeffitsienti teskari bogʻlanish qiymatiga bogʻliq tebranish konturi sifatida qaralishi mumkin. Bu holda (8.10) ni (8.11) oʻxshash koʻrinishga olib kelish mumkin.

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \quad (8.12)$$

bunda, ekvivalent soʻnish koeffitsienti

$$2\alpha_e = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC}. \quad (8.13)$$

(8.13) dan koʻrinib turibdiki, agar teskari bogʻlanish musbat boʻlsa soʻnish koeffitsienti α kamayadi, chunki $\frac{MS_0}{LC}$ – musbat. Soʻnish koeffitsienti α tebranishning soʻnish tezligini, yaʼni energiyaning qarshilik R_y da yoʻqotilish tezligini tavsiflaydi. Demak MTB (musbat teskari bogʻlanish) orqali tebranish konturiga qoʻshimcha energiya olib kiriladi, bu soʻnish koeffitsientini kamaytirish demakdir.

8.7a-rasmda α_e ning musbat qiymatlarida konturdagi tebranishning soʻnish jarayoni keltirilgan. Soʻnish tezligi α_e ning absolyut qiymatiga bogʻliq. Teskari bogʻlanishli M ni oshirish hisobiga

$$2\alpha_e = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} = 0 \quad (8.14)$$

holatga erishish mumkin. Bunda konturdagi tebranishlar soʻnmas boʻladi (8.7b-rasm) va energiyani yoʻqotish toʻliq qoplangan boʻladi.

Agar M qiymatini, yaʼni MTB qiymatini yanada oshirsak $2\alpha_e$ manfiy boʻladi va LC konturdagi tebranishlar amplitudasining oshishiga olib keladi, yaʼni

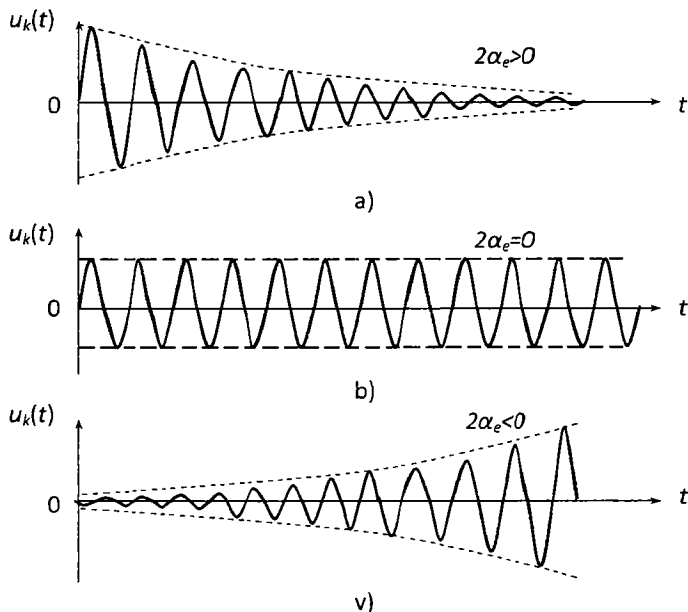
$$2\alpha_e = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} < 0. \quad (8.15)$$

(8.15) oʻz-oʻzidan qoʻzgʻalish shartini aniqlash imkoniyatini beradi. (8.15) ifodaga $2\alpha = \frac{R_y}{L}$ ni qoʻyib

$$\frac{R_y}{L} - \frac{MS_0}{LC} < 0 \quad (8.16)$$

ni olamiz. Bu (8.16) ifodadan M -ning o'z-o'zidan generatsiya bo'lishi uchun kerak qiymatini aniqlaymiz, ya'ni

$$M > M_{kr} = \frac{R_y C}{S_0}. \quad (8.17)$$



8.7-rasm. Avtogenerator tebranishining α_e ga bog'liqlik grafi

Quyida musbat teskari bog'lanishning boshqacha talqinini keltiramiz. (8.10) tenglamani boshqa ko'rinishida

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{L} \left(R_y - \frac{MS_0}{C} \right) \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0 \quad (8.18)$$

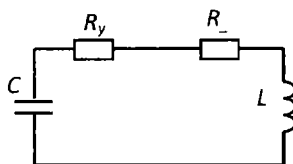
(8.18) ifodada $\frac{MS_0}{C}$ – qarshilik o'lchamiga ega, chunki ushbu tenglamadagi

R_y dan faqat ushbu fizik birlikdagi kattalikni ayirish mumkin, ya'ni $-\frac{MS_0}{C} = R_y$, bo'lib, konturga energiya olib kiruvchi musbat teskari bog'lanish, ushbu konturga manfiy qarshilik kiritilganligiga teng bo'ladi. Shuning uchun generatorni LC

tebranish konturiga uning yoʻqotish qarshiligi R_y ga qoʻshimcha manfiy R_- qarshilik kiritilgan ekvivalent sxema (8.8-rasm) koʻrinishida tasvirlash mumkin. Generator oʻz-oʻzidan qoʻzgʻalishi uchun $R_y + R_- < 0$ yoki

$$|R_-| > |R_y| \quad (8.19)$$

boʻlishi shart.

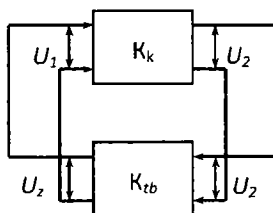


8.8-rasm. Avtogeneator ekvivalent sxemasi

Demak LC tebranish konturiga manfiy qarshilik R_- ning kiritilishi natijasida undagi yoʻqotilayotgan energiyani qoplovchi energiya kiritildi deb hisoblanishi mumkin.

8.5. Avtogeneatorlar barqaror rejimi

Avtogeneatorni quyidagi umumiy koʻrinishda tasavvur etish mumkin. U ikki asosiy qismdan: kirish signalini K marta kuchaytiruvchi qurilma va kuchaytirilgan kuchlanishning bir qismini teskari bogʻlanish hisobiga kuchaytirgich kirishiga qayta kiritishni taʼminlovchi qism.



8.9-rasm. Avto generator barqaror rejimda ishlashiga oid strukturaviy sxema

Avtogeneator barqaror rejimda ishlashi uchun uning chiqishidagi kuchlanish \dot{U}_{ch} , teskari bogʻlanish qismida necha marta kamaygan boʻlsa, kuchaytirish qurilmasi shuncha marotaba \dot{U}_2 ni kuchaytirishi kerak. Agar kuchaytirish qismi va teskari bogʻlanish koeffitsientlarini mos ravishda

$$\dot{K}_k = K_k e^{j\varphi_k(\omega)} \quad \text{va} \quad \dot{K}_{tb} = K_{tb} e^{j\varphi_{tb}(\omega)} \quad (8.20)$$

deb olishimiz mumkin. Barqaror rejimda

$$\dot{K}_k \cdot \dot{K}_{tb} = 1 \quad \text{yoki} \quad K_k \cdot K_{tb} = 1 \quad \text{va} \quad \varphi_k(\omega) + \varphi_{tb} = 0; 2\pi n \quad (8.21)$$

shart bajarilishi kerak.

(8.21) ifoda avtogeneratorlarning kompleks tenglamasi deb ataladi. Unga binoan AG yopiq tizimidagi umumiy kompleks uzatish koeffitsienti birga teng bo'lishi kerak yoki alohida-alohida shart sifatida, ya'ni:

- AG yopiq tizimidagi uzatish koeffitsienti birga teng bo'lishi;
- AG yopiq tizimidagi fazalar o'zgarishi yig'indisi 0 (nol) ga yoki $2\pi n$ ga teng bo'lishi kerak.

(8.21) ifodadagi fazalar balansi sharti bajarilishi uchun LC tebranish konturi yopiq tizimga olib kirayotgan faza $\varphi_{LC}(\omega) = 0$ bo'lishi kerak. Ushbu shartdan

avtogeneratorning tebranish chastotasi aniqlanadi, ya'ni $\omega_r = \omega_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, chunki faqat konturning rezonans chastotasida u faqat rezistiv kattalik bo'ladi.

Xulosa qilib aytganda LC generator o'z-o'zidan qo'zg'alishi uchun dastlab $\dot{K}_k \cdot \dot{K}_{tb} > 1$ bo'lishi va barqaror rejimda yoki $\dot{K}_k \cdot \dot{K}_{tb} = 1$ bo'lishi kerak.

8.6. Uch nuqtali avtogeneratorlar

Avtogeneratorlarni 8.10-rasmda keltirilgan ekvivalent sxema orqali o'rganish mumkin. Bunda AG aktiv element tranzistor stoki va zatvori orasidagi elementlar \dot{Z}_1 ; zatvor-istok orasidagi elementlar \dot{Z}_2 va stok-istok orasidagi elementlar \dot{Z}_3 ekvivalent kattalikka ega deb hisoblanadi. Ma'lumki, AG tebranish chastotasi uning konturi rezonans chastotasi uning konturi rezonans chastotasiga teng bo'ladi. Buning uchun hamma reaktiv qarshiliklar yig'indisi nolga teng bo'lishi kerak, ya'ni

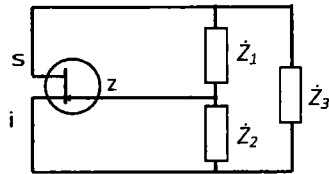
$$\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 = 0 \quad (8.22)$$

(8.22) shart bajarilish uchun:

$$\dot{Z}_1 > \dot{Z}_2 \quad \text{va} \quad \dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 - \dot{Z}_3 \quad (8.23)$$

bo'lishi, demak \dot{Z}_2 va \dot{Z}_3 bir xil reaktiv xarakterga ega bo'lishi kerak.

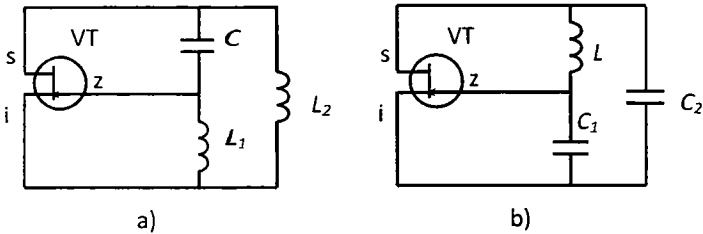
(8.22) va (8.23) ifodani e'tiborga olib \dot{Z}_1 , \dot{Z}_2 va \dot{Z}_3 larni tegishli induktiv element va kondensator bilan almashtiramiz.



8.10-rasm. Avtogenerator uch nuqtali ekvivalent sxemasi

8.11a-rasmda keltirilgan induktivlik uch nuqta AG deb nomlanadi, chunki tranzistor – AE ning uch ulanish nuqtasiga induktivliklar ulangan. L_1, L_2 va C ning ma'lum bir qiymatlarida (8.22) shart bajariladi, ya'ni faza balansi sharti bajariladi.

8.11b-rasmda keltirilgan sig'imli uch nuqta AG deb nomlanadi, chunki tranzistor – AE ning uch ulanish nuqtasiga kondensatorlar ulangan, bo'lib L, C_1 va C_2 ning ma'lum bir qiymatlarida (8.22) shart bajariladi. Ushbu (8.22) shart bajarilgan chastotada AG tebranadi, chunki fazalar balansi sharti bajariladi. Ikkinchi shart, amplitudalar balansi sharti juda oson bajariladi, chunki hozirgi AE – tranzistorlar va operasion kuchaytirgichlar katta kuchaytirish qobiliyatiga ega.



8.11-rasm. a) uch nuqtali induktivlik avtogenerator sxemasi, b) uch nuqtali sig'imli avtogenerator sxemasi

AG asosiy ko'rsatkichlaridan biri u tebranyotgan chastotaning doimiyliги – barqarorligidir. AG tebraniш chastotasi barqarorligi absolyut o'zgarishi $\pm \Delta\omega_0$ va nisbiy o'zgarishi $\pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ orqali baholanadi. AG chastotasining barqarorligi birinchi navbatda LC kontur aslligi Q ga bog'liq, shuning uchun AG tebraniш chastotasini asllik ta'minlaydi deb qaraladi.

AG tebraniш chastotasining barqarorligini ta'minlash maqsadida LC kontur o'miga kvars rezonatorlaridan foydalaniladi, chunki uning aslligi $Q=10^3 \div 10^4$ qilib olinishi mumkin. Bundan tashqari AG chastotasini barqarorlashtirish elektr manba E_m – kuchlanishini doimiy-o'zgarmas saqlash va AG ni maxsus issiqlik va namlik o'zgarmas konteynerlarga joylashtiriladi.

8.7. RC-generatorlar

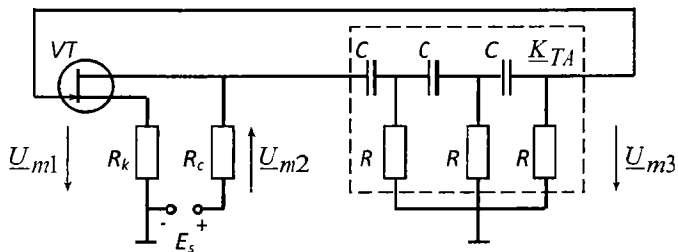
LC konturli AG yordamida past chastotali signallarni generatsiyalash qiyin, chunki L va C larning qiymatlari oshgan sari LC kontur aslligi Q juda kamayib ketadi va amplituda balansi sharti bajarilmaydi, induktivlik L o'ramlari oshadi, natijada yo'qotish qarshiligi R_p da tok katta quvvati sarf bo'ladi, L va C larning geometrik o'lchamlari ham katta bo'ladi.

RC -generatorlarda generatsiyalanadigan tebranishlar davri, ushbu elementlar vaqt davriyligi $\tau = RC$ bilan o'lchamdosh. R va C larning qiymatlari katta bo'lgani bilan geometrik o'lchamlari kichik qilib tanlash mumkin, natijada generatsiya chastotasi Gersning mingdan biridan bir necha yuz kHz bo'lishi mumkin.

Xuddi LC AG dek, RC -generatorlarda ham amplituda va faza balansi sharti bajarilishi kerak. AE – bipolyar tranzistor umumiy emitter yoki maydon tranzistori umumiy istok sxemasi bo'yicha foydalanilsa, ularning chiqishidagi kuchlanish kirishdagiga nisbatan 180° ga o'zgaradi. Fazalar balansi bajarilishi uchun uni yana $\pm 180^\circ$ ga surish kerak. Fazalarni 180° ga surishni RC zanjirchalar orqali amalga oshirish mumkin.

8.7.1. Faza suruvchi RC zanjirli generatorlar

Bunday generator sxemasi 8.12-rasmda keltirilgan bo'lib, maydon tranzistori VT, uning yuklamasi R_{yu} va teskari bog'lanish zanjiri K_{TBZ} dan iborat. Faza balansi bajarilishi uchun teskari bog'lanish zanjiri o'z kirishidagi kuchlanishni 180° ga surishi kerak, natijada umumiy faza surishi 2π ga teng bo'ladi.



8.12-rasm. RC avtogenerator elektr sxemasi

Bitta yuqori chastota RC zanjiri (8.13a-rasm) kirishidagi U_m kuchlanishni φ gradusga suradi. 8.13b-rasmda 8.12-rasmdagiga mos belgilashda vektor diagramma keltirilgan. Bunda asos qilib tok \dot{I}_m olingan, u bilan rezistor R dagi kuchlanish \dot{U}_{m2} mos keladi; kondensator S dagi kuchlanish \dot{U}_{m3} tok I_m dan 90° ga kechikadi. Kirish kuchlanishi \dot{U}_{m1} chiqish kuchlanishi \dot{U}_{m2} va kondensatordagi kuchlanish vektor yig'indisi shaklida aniqlanadi, natijada U_{m2} fazasi U_{m1} ga nisbatan 90° ga surilgan bo'ladi.

RC zanjir faza-chastota karakteristikasini 8.13b-rasmdagi vektor diagramma orqali aniqlaymiz

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\dot{U}_{m1}}{\dot{U}_{m2}} = \frac{1}{\omega RC} \quad (8.24)$$

8.13v-rasmdagi RC zanjir faza-chastota karakteristikasidan ko‘rinib turibdiki, kirish va chiqish orasidagi kuchlanish fazasi chastotaga bog‘liq. Chastota nolga teng bo‘lganda faza siljishi 90° bo‘ladi. Ushbu zanjirning uzatish koeffitsienti

$$K_{uk} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{R}{\frac{1}{\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega RC}} \quad (8.25)$$

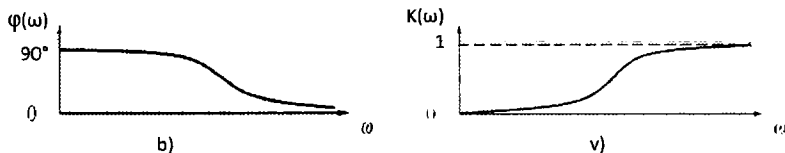
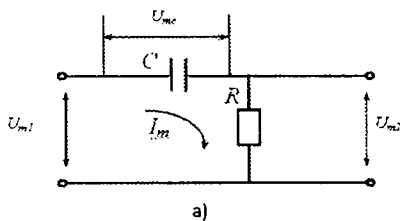
RC zanjirning uzatish koeffitsienti $\omega = 0$ da nolga teng va $\omega \rightarrow \infty$ da $K_{uk} = 1$.

Har bir RC zanjir qandaydir chastota ω da kirish kuchlanishi fazasini 60° ga siljitsa, ulardan uchta 180° ga suradi.

Ushbu uchta RC zanjirli generator $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$ chastotada tebranadi.

Tranzistorning kuchaytirish koeffitsienti $K_{kk} = 29$ bo‘lganda amplituda balansi sharti bajariladi.

Agar past chastota RC zanjiridan (8.13a-rasm) uchta olsak, generatsiya chastotasi $\omega_g = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ va $K_{kk} = 18$ bo‘ladi.

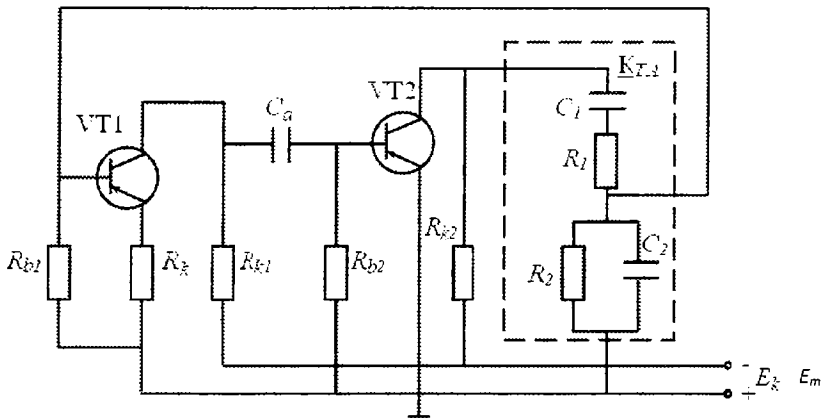


8.13-rasm. a) RC -generator elementar RC zanjiri, b) RC zanjir faza-chastota karakteristikasi, v) RC zanjir amplituda-chastota karakteristikasi

8.8. Fazabalanslovchi Vinn ko‘priqli RC-generatorlar

Fazabalanslovchi Vinn ko‘priqli RC generatorning sxemasi 8.14-rasmda keltirilgan.

Generator ikkita umumiy emitterlik kaskadli kuchaytirgichdan va teskari bog‘lanish zanjiridan iborat. Ma‘lumki har bir kaskad kirish signali fazasini 180° ga buradi, natijada ikki kaskad 360° faza surilishini, ya‘ni faza balans shartini bajarilishini ta‘minlaydi. Kuchaytirish kaskadlari yuklamalari R_{k1} va R_{k2} lardagi kuchlanishlar shakli trapesiyasimon bo‘ladi, chunki bir vaqtning o‘zida keng spektrli chastotalar uchun faza balans sharti bajariladi. Bunga sabab yuklamalar R_{k1} va R_{k2} tanlovchanlik xususiyatiga ega emaslar. Dastlab generatsiya chiziqli rejimda boshlanib so‘ngra tranzistorlar nochiziqli rejimda ishlaydilar. Faza balans shartini faqat bitta chastotada bajarilishini ta‘minlash, boshqa chastotalarda ushbu shartni bajarilishini buzish uchun parallel va ketma-ket ulangan RC zanjir VT_2 tranzistor kollektori va umumiy ulanish simiga ulanadi hamda uning parallel ulangan RC zanjiri va umumiy sim orasidagi kuchlanish qismi VT_1 bazasi va umumiy ulanish simi orasiga beriladi. Odatda $R_1=R_2$ va $C_1=C_2$ qiymatlar tanlanadi. Ketma-ket RC zanjir va parallel RC zanjirlar kiritadigan faza surilishi faqat bitta chastotada nolga teng bo‘ladi, boshqa chastotalardagi tok tashkil etuvchilari uchun ushbu zanjirlar turlicha kattaliklarda fazani suradilar. Faza surilishi teng bo‘lgan chastotada generatsiya sodir bo‘ladi.



8.14-rasm. Fazabalanslovchi Vinn ko‘priqli RC-generator sxemasi

8.15a-rasmda RC zanjirlar alohida keltirilgan, 8.15b-rasmda RC zanjirlarning amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikalari keltirilgan. 8.15a-rasmda $U_{m1} - VT_2$ tranzistor chiqishidagi kuchlanish va $U_{m2} - VT_1$ kirishidagi kuchlanish 8.15a-rasmdagi zanjir kirishiga chastotasi $\omega_0 \rightarrow 0$ kuchlanish berilsa, kondensatorning qarshiligi rezistorning qarshiligidan juda katta bo‘ladi, ya‘ni

$$\frac{1}{\omega C_1} \gg R_1 \text{ va } \frac{1}{\omega C_2} \gg R_2 \quad (8.26)$$

bunda RC zanjir yuqori chastotalar filtri sifatida qaralishi mumkin. Agar RC zanjir kirish kuchlanishining chastotasi $\omega \rightarrow \infty$ bo'lsa, (8.26) ning teskarisi yuz beradi, ya'ni

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll R_1 \text{ va } \frac{1}{\omega C_2} \ll R_2 \quad (8.27)$$

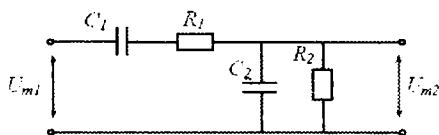
bo'ladi. Ma'lum bir chastotada ushbu qarshiliklar teng bo'ladi

$$\frac{1}{\omega_0 RC} = \omega_0 RC. \quad (8.28)$$

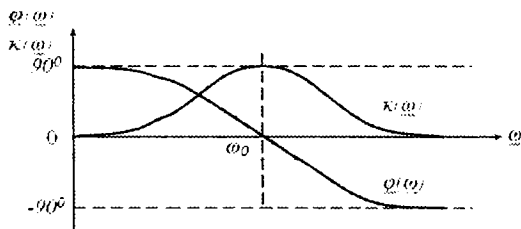
(8.28) ifodadan generatsiya chastotasi aniqlanadi

$$\omega_x = \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (8.29)$$

Ushbu ikki kaskadli kuchaytirgichda amplituda balansi, sharti juda oson bajariladi, chunki ikki kaskaddan $K_{kk}=3$ talab qilinadi. Teskari bog'lanish zanjiri uzatish koeffisienti K_{ud} odatda birga yaqin bo'ladi.



a)



b)

8.15-rasm. a) fazabalanslovchi RC elektr zanjiri, b) fazabalanslovchi RC elektr zanjiri amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristiklari

Vinn ko‘priki RC generator amaliyotda keng qo‘llanadi. Bu generatorda ham generatsiya qilinishi kerak bo‘lgan umumiy chastotalar diapazoni bir necha diapazonlarga bo‘linadi. Har bir diapazonchalar ichida generatsiya chastotasi har ikki kondensator sig‘imini bir xil kattalikda o‘zgartirish hisobiga enishiladi. Keng chastotalar diapazonini qamrash har ikki rezistorni qarshiligi boshqa rezistorlar bilan almashtirish hisobiga amalga oshiriladi.

Ushbu turdagi generatorlarda ma‘lum bir keng chastotalar diapazonini qoplash kerak bo‘lsa, u bir necha alohida diapazon qismlariga bo‘linadi. Bunda har bir diapazon ichida generatsiya chastotasini o‘zgartirish bir vaqtda har uch kondensator C larning sig‘imini o‘zgaruvchan kondensator yordamida bajariladi. Bir chastotalar diapazonidan boshqasiga o‘tish rezistorlar qarshiligini almashtirish hisobiga amalga oshiriladi.

Nazorat savollari

1. *Avtogenerator qanday qurilma?*
2. *AG dagi LC kontur nima vazifani bajaradi?*
3. *Nima uchun LC konturga berilgan quvvat asta-sekin kamayadi va tebranishlar so‘nadi?*
4. *LC kontur so‘nish koeffitsienti nima va u qanday aniqlanadi?*
5. *AG da musbat teskari bog‘lanish nima uchun kerak?*
6. *AG da tranzistor qanday vazifani bajaradi?*
7. *Qaysi usul bilan LC konturdagi tebranishlar amplitudasini barqaror qilish mumkin?*
8. *O‘z-o‘zidan qo‘zg‘alish sharti nimalardan iborat?*
9. *AG tebranishlari chastotasi nimaga teng?*
10. *AG tebranishlari chastotasini qanday o‘zgartirish mumkin?*
11. *AG tebranish xarakteristikasi deb qanday bog‘lanishga aytiladi?*
12. *AG da amplituda va faza balansi nima uchun kerak?*
13. *AG yumshoq qo‘zg‘alganda boshlang‘ich ish nuqtasi AE VAX sining qaysi qismida tanlanishi kerak?*
14. *AG qattiq qo‘zg‘alganda boshlang‘ich ish nuqtasi AE VAX sining qaysi qismida tanlanishi kerak?*
15. *3 ta faza suruvchi RC elementli generatsiya chastotasi va AE kuchaytirish koeffitsienti nimaga teng?*
16. *Vipp ko‘prigili RC generator generatsiya chastotasi nimaga teng?*
17. *Majburiy tebranish qurilmalari avtogeneratorlardan qanday farq qiladi?*
18. *LC konturdagi tebranish so‘nmasligini ta‘minlash uchun nima qilish kerak?*
19. *Nima sababdan avtogenerator chiqishidagi kuchlanish cheksiz katta qiymatga erisha olmaydi?*
20. *AG tebranish chastotasi nimaga teng va u qanday shart orqali aniqlanadi?*
21. *Yumshoq va qattiq rejim bir-biridan nima bilan farq qiladi?*

-
22. AG qo'zg'alish shartlarini yozing.
23. Kiritiluvchi manfiy qarshilik qanday fizik ma'noga ega?
24. Amplituda balans va faza balans shartlari qanday fizik ma'noga ega?
25. Faza suruvchi RC zanjirli generatorda faza balans sharti qanday bajariladi va generatsiya chastotasi nimaga teng?
26. Vinn ko'prigi RC generatorida baza balans sharti qanday bajariladi?
27. 3-nuqtali LC avtogenerator deb qanday generator nomlanadi va nima uchun?
28. RC-generatorlarda generatsiya chastotasini qanday usulda o'zgartirish mumkin?

9. SIGNALLAR VA XALAQITLAR

9.1. Signallarning tavsiflari va turlari

Axborotlarni uzatish va saqlash signallar yordamida amalga oshiriladi. Aloqa va boshqaruv tizimlarida elektr signallaridan foydalaniladi. Elektr signali deb elektr zanjiridagi tok (yoki kuchlanish)ning uzatilayotgan xabarga mos ravishda o'zgaruvchi fizik kattalik tushuniladi.

Signallarni ularning asosiy belgilariga qarab quyilagi turlarga bo'lish mumkin. Bular: uzluksiz va diskret signallar; avvaldan o'zgarish qonuniyati ma'lum-determinant va tasodifiy shakldagi signallar; oddiy va murakkab signallar.

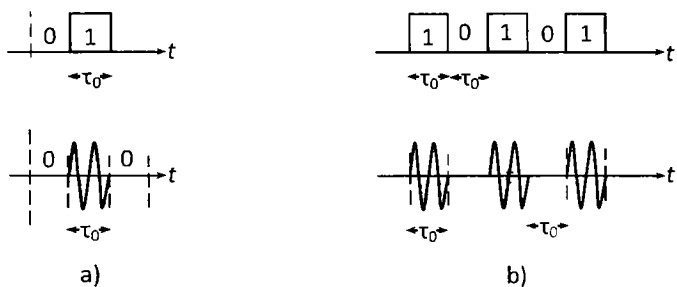
Determinant – davriy takrorlanuvchi signallar matematik nuqtai nazaridan ma'lum bir vaqt funksiyasi shaklida ifodalanishi mumkin. Davriy takrorlanuvchi – determinant signal hech qanday axborot bermaydi, tashimaydi.

Aloqa tizimining asosiy vazifasi axborot oluvchiga unga noma'lum ma'lumotni yetkazib berishdan iborat. Axborot tashuvchi signalning shakli uni qabul qilish tomonida avvaldan ma'lum emas, u tasodifiy ko'rinishda bo'ladi. Xuddi foydali signallarga o'xshab xalaqitlar ham tasodifiy shaklga ega nodeterminant bo'ladi. Ammo nodeterminant signal tushunchasi nisbiy bo'lib, uzatilayotgan axborotga mos o'zgaruvchi signalning shakli axborot uzatilayotgan tomon uchun ma'lum bo'lib, qabul qilish tomoni uchun noma'lum bo'ladi. Aloqa kanali orqali uzatilayotgan signallarning asosiy bir necha parametrlaridan bir yoki bir nechasi qabul qilish tomonida avvaldan ma'lum bo'ladi. Ushbu ma'lum parametrlar asosida uning tasodifiy shaklda o'zgaruvchi parametri (bir yoki bir necha)dan uzatilayotgan axborot ajratib olinadi.

Signal va xalaqitlar bir-biridan tasodifiy jarayon sifatida prinsipial farqlanmaydi. Xalaqitlar ham elektr nuqtai nazaridan signal bo'lib, u faqat boshqa aloqa tizimi yoki qurilmasi uchun foydali hisoblanadi, u bir radioqabul qilish qurilmasi uchun foydali signal, boshqalari uchun xalaqit hisoblanadi. Fazoga tarqatilyotgan bir necha radiostansiyalar elektromagnit to'lqinlaridan faqat bittasi bir yoki bir necha radioqabul qilish qurilmasi uchun foydali signal bo'lib, qolganlari uchun xalaqit bo'lib hisoblanadi.

Matematik ifodasi vaqtning tasodifiy funksiyasi bo'lgan signallarni tasodifiy signallar deb ataladi. Xabarlarini diskret raqamli uzatish tizimlarida 0 (– toksiz) va 1 (+ tokli) elementar signallardan foydalaniladi. Ularning davomiyligi – τ odatda bir hil bo'ladi. Bunday signallarning har biri alohida-alohida oddiy signal (9.1a-rasm) deb ataladi. Aloqa kanali orqali uzatiladigan elementar signallar ko'p hollarda davomiyligi τ_0 bo'lgan garmonik signallardan iborat bo'ladi. Oddiy elementar signallardan tuzilgan kod kombinatsiyalari murakkab signallar deb ataladi. (9.1b-rasm).

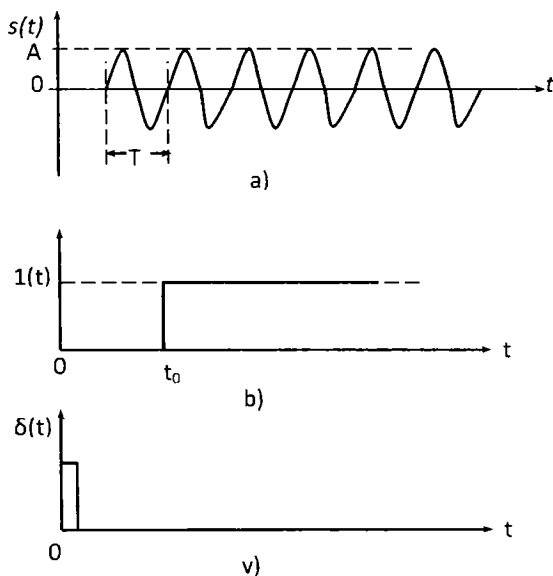
Oddiy signallar uchun $B \approx 1$, shuning uchun oddiy signallar ba'zan tor polosali, murakkab signallar keng polosali signallar deb ham ataladi.



9.1-rasm. a) oddiy signal, b) murakkab signal

Yuqoridagilardan tashqari etalon yoki sinov signallari ham mavjud. Bular: garmonik signal (9.2a-rasm)

$$s(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad \text{agar } -\infty < t < \infty; \quad (9.2)$$



9.2-rasm. a) garmonik signal, b) sakrovchi impuls, v) delta impuls

sakrovchi impuls (9.2b-rasm)

$$1(t) = \begin{cases} 0, & \text{agar } t < 0, \\ 1, & \text{agar } t > 0. \end{cases} \quad (9.3)$$

delta impuls (9.2v-rasm)

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & \text{agar } t < 0, \\ \infty, & \text{agar } t = 0, \\ 0, & \text{agar } t > 0. \end{cases}, \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (9.4)$$

9.2. Signal va xalaqitlar – tasodifiy jarayon

Xabar uzatilganda qabul qilish nuqtasida uning shakli avvaldan ma'lum emas, shuning uchun uni avvaldan ma'lum bir vaqt funksiyasi ko'rinishida tasvirlab bo'lmaydi. Xuddi shuningdek qabul qilish nuqtasida xalaqitning paydo bo'lish vaqti, uning qiymati avvaldan ma'lum emas. chunki xalaqitlar qaysi fizik jarayonlar natijasida hosil bo'lishini avvaldan aniq bilib bo'lmaydi, u tasodifiy ko'rsatkichlarga ega.

Shunday qilib, signallar va xalaqitlar matematik nuqtai nazardan tasodifiy jarayonlardir. Tasodifiy jarayon vaqtning tasodifiy funksiyasi bilan ifodalanadi, vaqtning har qanday qiymatida ham uning funksiyasi tasodifiy kattalikka ega. Umuman, argument har qanday kattalik bo'lishi mumkin, elektr signallar uchun argument vazifasini vaqt bajaradi.

Tasodifiy jarayon $\zeta(t)$ tajriba yoki kuzatish natijasida qandaydir aniq $\zeta_i(t)$ ko'rinish (shakl)ni oladi (9.3-rasm). Tajriba yoki kuzatish natijasida tasodifiy jarayon qabul qilgan ko'rinish – uning realizatsiyasi deb ataladi. Tajribalar yoki kuzatishlar natijasida tasodifiy jarayon qabul qilgan ko'rinishlarning jamlamasi – realizatsiya ansambli deb ataladi.

Tajribadan so'ng tasodifiy jarayon qabul qilgan ko'rinishlar endi tasodifiy emas, ammo bu tajribadan so'ng tasodifiy jarayon qanday ko'rinishda bo'lishini avvaldan bashorat etib bo'lmaydi, u tasodifiy ko'rinishni qabul qiladi.

Agar tasodifiy jarayon har bir realizatsiyasini emas, realizatsiyalar ansambli asosida tasodifiy jarayonning ehtimollik tavsiflarini aniqlash mumkin.

Bunday tavsiflar tasodifiy jarayonning taqsimot qonunlari bo'lib, ularni tajriba asosida va nazariy hisoblash natijasida aniqlanadi. Taqsimot qonunlari ikki turli, bular: integral taqsimot qonuni va differensial taqsimot qonunlaridir.

Tasodifiy jarayon realizatsiyalari t_1 vaqtda $\zeta_1(t_1), \zeta_2(t_1), \zeta_3(t_1), \dots, \zeta_n(t_1)$ qiymatlarga ega bo'ladi (9.3-rasm). Tasodifiy jarayonning t_1 vaqtdagi qiymati tasodifiy qiymatga ega bo'ladi.

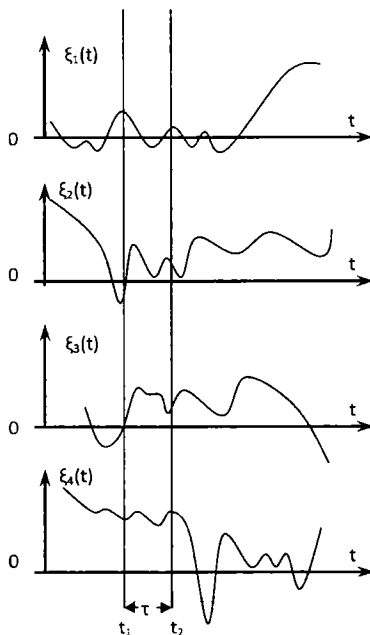
Bir o'lchamli integral taqsimot qonuni asosida tasodifiy jarayonning t_1 vaqtdagi qiymati $\zeta(t_1)$ berilgan x_1 dan katta bo'lmasligi aniqlanadi, ya'ni

$$F_1(x_1, t_1) = P[\zeta(t_1) \leq x_1]. \quad (9.5)$$

(9.5) ifodaning xususiy xosilasi

$$\frac{\partial F_1(x_1, t_1)}{\partial x_1} = P_1(x_1, t_1) \quad (9.6)$$

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



9.3-rasm. Tasodifiy jarayonlarning realizatsiyalari

$F_1(x_1, t_1; x_2, t_2)$ tasodifiy jarayon $\zeta_k(t)$ ning qiymati t_1 vaqtda x_1 dan va t_2 vaqtda x_2 dan kichik bo'lishi ikki o'lchamli integral taqsimot qonuni deb ataladi, ya'ni

$$F_2(x_1, t_1; x_2, t_2) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2]. \quad (9.7)$$

Ikki o'lchamli ehtimollik zichligi (9.7) ifodadan ikkinchi tartibli hosila olish orqali aniqlanadi

$$\frac{\partial^2 F_2(x_1, t_1; x_2, t_2)}{\partial x_1 \partial x_2} = P_2(x_1, t_1; x_2, t_2). \quad (9.8)$$

Olingan hosila tasodifiy jarayon $\zeta(t)$ ning qiymati t_1 vaqtda $x_1 + dx_1$ va t_2 vaqtda $x_2 + dx_2$ orasida bo'lish ehtimoligini ifodalaydi.

Tasodifiy jarayonning eng to'liq tavsifi uning n -o'lchovli integral taqsimot qonuni bo'lib, u tasodifiy jarayonning n -ta istalgan ondagi qiymatlarining taqsimotini aniqlash imkoniyatini beradi, ya'ni

$$F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2; \dots; \zeta(t_n) \leq x_n]. \quad (9.9)$$

n -o'lchamli integral taqsimot qonuni ifodasi (9.9) dan olingan n -tartibli xususiy hosila

$$\frac{\partial^n F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n)}{\partial x_1 \partial x_2 \dots \partial x_n} = P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) \quad (9.10)$$

orqali n -o'lchamli ehtimollik zichligini aniqlash mumkin.

Agar tasodifiy jarayonning har qanday n ta vaqt $t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$ lar uchun n -o'lchamli taqsimot qonuni ma'lum bo'lsa, bunday tasodifiy jarayon aniqlangan hisoblanadi. Agar tasodifiy jarayon $\zeta(t)$ ning qiymatlari vaqt t ning har qanday qiymati uchun o'zaro bir-biriga bog'liq bo'lmasa, u holda

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = P_1(x_1, t_1) P_2(x_2, t_2) \dots P_n(x_n, t_n). \quad (9.11)$$

Demak, har qanday vaqtdagi qiymatlari bir-biriga bog'liq bo'lmagan tasodifiy jarayonning asosiy tavsifi uning bir o'lchamli taqsimot qonunidir.

Taqsimot qonunlari tasodifiy jarayonning eng to'liq tavsiflari hisoblanadi. Ammo ularni aniqlash uchun katta hajmdagi tajriba natijalariga ishlov berish talab etiladi. Bundan tashqari jarayonga bunday to'liq tavsif berish hamma vaqt ham talab etilmaydi. Ko'p hollarda amaliy ahamiyatga ega masalalarni hal qilishda tasodifiy jarayonning to'liq bo'lmasa ham soddaroq tavsiflarini bilish yetarli hisoblanadi.

Tasodifiy jarayonning shunday tavsiflari qatoriga uning o'rtacha qiymati va korrelyatsiya funksiyasi kiradi.

Tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati (matematik kutilma qiymati) quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$\overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (9.12)$$

bunda $\overline{x(t_1)}$ ustidagi to'g'ri chiziq tasodifiy jarayon o'rtacha qiymati uning bir necha realizatsiyalarining t_1 vaqtdagi qiymatlari orqali topilganligini bildiradi. Tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati atrofida uning boshqa qiymatlari guruhlanadi (to'planadi). O'rtacha qiymatning kvadrati quyidagicha aniqlanadi

$$\overline{x^2(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1^2 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (9.13)$$

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

$$D[x(t_1)] = \overline{[x(t_1) - \overline{x(t_1)}]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t_1) - \overline{x(t_1)}]^2 dx_1 dx_2, \quad (9.14)$$

Dispersiya matematik nuqtai nazardan tasodifiy jarayon qiymatlarining o'zining o'rtacha qiymati atrofida tarqalganligini (yoyilganligini) bildiruvchi (baholovchi) kattalikdir. Agar $\overline{x(t)} = 0$ bo'lsa, dispersiya o'rtacha qiymatga teng bo'ladi:

$$D[x(t_1)] = \overline{x^2(t_1)} = \sigma_x^2. \quad (9.15)$$

O'rtacha qiymat va dispersiya tasodifiy jarayonni alohida vaqtlardagi tavsiflaridir.

Agar tasodifiy jarayon sifatida signal nazarda tutilgan bo'lsa, u holda: tasodifiy jarayon o'rtacha qiymati qurilmaning ma'lum qismidagi kuchlanish (tok) o'rtacha qiymatini; o'rtacha qiymat kvadrati esa qarshiligi shartli 1 Om bo'lgan yuklamada ajralayotgan quvvatni; dispersiya esa signal quvvatining o'zgaruvchan qismini anglatadi.

Tasodifiy jarayonning t_1 va t_2 vaqtlardagi qiymatlari $x(t_1)$ va $x(t_2)$ orasidagi statistik bog'lanish uning korrelyatsiya funksiyasi orqali aniqlanadi. Bu bog'lanish $x(t_1)$ va $x(t_2)$ qiymatlarning o'rtacha qiymati shaklida aniqlanadi, ya'ni

$$B_{xx}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)x(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, t_1; x_2, t_2) dx_1 dx_2 \quad (9.16)$$

Ikki tasodifiy jarayon $x(t_1)$ va $x(t_2)$ ning t_1 va t_2 vaqt qiymatlari orasidagi statistik bog'lanish ularning o'zaro korrelyatsiya funksiyalari orqali ifodalanadi, ya'ni

$$B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} xy P_2(x, t_1; y, t_2) dx dy \quad (9.17)$$

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

$$P_2(x, t_1; y, t_2) = P_1(x, t_1)P_1(y, t_2), \quad (9.18)$$

natijada $B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)}$, $\overline{x(t_1)} = \overline{y(t_2)} = 0$ va $B_{xy}(t_1, t_2) = 0$ bo'ladi.

Agar ikki tasodifiy jarayon bir-biriga statistik bog'liq bo'lsa, u holda o'zaro korrelyatsiya funksiyasi noldan farqlanadi; teskarisi ham vaqt ham to'g'ri bo'lmaydi va qo'shimcha tahlil etishni talab qiladi.

Ba'zi hollarda korrelyatsiya koeffisienti, nisbiy korrelyatsiya tushunchalaridan foydalanishga ehtiyoj seziladi.

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

$$R_{xx}(t_1, t_2) = R_{xx}(\tau) = \frac{B_{xx}(t_1 - t_2)}{B_{xx}(0)} = \frac{B_{xx}(\tau)}{B_{xx}(0)}. \quad (9.19)$$

$R_{xx}(\tau)$ odatda avtokorrelyatsiya koeffisienti deb ataladi va uning qiymati -1 va 1 oralig'ida bo'ladi. Agar $R_{xx} = 1$ bo'lsa to'liq bog'liqlik, $R_{xx} = 0$ bo'lsa bog'liqlik yo'q, $R_{xx} = -1$ bo'lsa bog'liqlik qarama-qarshi teskari bo'ladi.

Xuddi yuqoridagi singari $x(t_1)$ va $y(t_2)$ tasodifiy jarayon orasidagi bog'liqlik o'zaro korrelyatsiya koeffisienti orqali baholanadi

$$R_{xy}(t_1, t_2) = R_{xy}(\tau) = \frac{B_{xy}(\tau)}{B_{xy}(0)}. \quad (9.20)$$

O'zaro korrelyatsiya koeffisienti $R_{xy}(\tau)$ ham $+1$ va -1 oralig'ida bo'ladi. Bunda $R_{xy} = 1$ ikki tasodifiy jarayon bir-biriga to'liq bog'liqligini, $R_{xy} = 0$ ikki

tasodifiy jarayon o'zaro bog'liq emasligini va $R_{xy} = -1$ ikki tasodifiy jarayon o'zaro qarama-qarshi qiymatga ega ekanligini bildiradi.

Ba'zi tasodifiy jarayonlar, shu jumladan Normal taqsimot qonuniga bo'syunuvchi tasodifiy jarayonlar uchun o'rtacha qiymat va korrelyatsiya funksiyasi yetarli ma'lumot beruvchi tavsiflar hisoblanadi. Amalda uchraydigan ko'p tasodifiy jarayonlar stasionar jarayonlardir. Agar n -o'lchamli taqsimot qonuni n -ning har qanday qiymatida $t_i - t_j$ qiymatlari farqiga oralig'iga bog'liq va alohida-alohida qiymatlariga bog'liq bo'lmasa, bunday tasodifiy jarayonlar tor ma'nodagi stasionar tasodifiy jarayonlar deb ataladi, ya'ni

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots x_n, t_n) = P_n(x_1, t_1 + \tau; x_2, t_2 + \tau; \dots x_n, t_n + \tau). \quad (9.21)$$

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

Agar tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati

$$\overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1. \quad (9.22)$$

vaqtga bog'liq bo'lmasa va uning korrelyatsiya funksiyasi faqat $\Delta = t_i - t_j$ ga bog'liq bo'lsa, bunday tasodifiy jarayon keng ma'noda stasionar tasodifiy jarayon deb ataladi, ya'ni

$$B_{xx}(t_1, t_2) = B_{xx}(t_2 - t_1) = B_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2. \quad (9.23)$$

Bundan buyon stasionar jarayon deganda, keng ma'nodagi stasionar jarayonni tushunish kerak.

Stasionar tasodifiy jarayonlar uchun amal ko'p hollarda ergodiklik teoremasini qo'llash mumkin. Bu teoreмага asosan tasodifiy jarayonlarning ansambli bo'yicha aniqlangan o'rtacha qiymati $T \rightarrow \infty$ holatda vaqt bo'yicha qiymatlarni o'rtalashtirish natijasida olingan qiymati ehtimolligi birga yaqin darajada teng deb hisoblasa bo'ladi, ya'ni

$$\overline{\tilde{x}(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x P(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \tilde{x}(t); \quad (9.24)$$

$$\overline{\tilde{x}^2(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 P(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt = \tilde{x}^2(t); \quad (9.25)$$

$$B_{xx}(\tau) = \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau) dt = \overline{\tilde{x}(t)\tilde{x}(t+\tau)}. \quad (9.26)$$

Ergodiklik hossasi amaliyotda katta ahamiyatga ega. Bu hossa tasodifiy jarayon bir necha realizatsiyalarining o'rniga bitta realizatsiyasini yetarli darajadagi vaqt davomida kuzatib uning statistik tavsiflarini aniqlash imkoniyatini yaratadi. Misol uchun biror bir radiotexnik qurilma chiqishidagi shovqin xususiyatlarini aniqlash uchun bir necha bir hil qurilmadan foydalanish o'rniga, bitta qurilma chiqishidagi shovqinni ishonarli statistik natija olguncha kuzatib aniqlash mumkin.

Korrelyatsiya funksiyasining asosiy xossalari:

- ergodik jarayonning avtokorrelyatsiya funksiyasi juft funksiya, ya'ni $B_{xx}(\tau) = B_{xx}(-\tau)$;

- ergodik jarayonning $\tau=0$ bo'lgandagi korrelyatsiya funksiyasi ushbu jarayonning o'rtacha quvvatiga teng, ya'ni $B_{xx}(0) = \overline{x^2(t)} = \sigma_x^2$;

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

$$[\tilde{x}(t) - x(t+\tau)]^2 = \tilde{x}^2(t) - 2\tilde{x}(t)\tilde{x}(t+\tau) + \tilde{x}^2(t+\tau) = 2B_{xx}(0) - 2B_{xx}(\tau) \geq 0; \quad (9.27)$$

- korrelyatsiya funksiyasining nisbiy kattaligi (normirovka qilingan) moduli birdan katta bo'lmaydi, ya'ni $|R_{xx}(\tau)| \leq 1$;

- agar tasodifiy jarayon avtokorrelyatsion funksiyasi $\tau=0$ da $B_{xx}(0) \neq 0$ va $|\tau| > 0$ bo'lganda $B_{xx}(\tau) = 0$ bo'lsa, u holda tasodifiy jarayonning $x(t)$ va $x(t-\tau)$ qiymatlari orasida bog'liqlik bo'lmaydi. Bunday tasodifiy jarayon to'loq (toza) tasodifiy jarayon hisoblanadi;

- agar ergodik tasodifiy jarayon tarkibida davriy takrorlanuvchi (determinant) tashkil etuvchisi bo'lmasa uning korrelyatsiya funksiyasi $\tau \rightarrow \infty$ bo'lganda nolga intiladi, ya'ni $x(t)$ va $x(t+\tau)$ oralaridagi bog'liqlik asta-sekin kamayadi va $\tau \rightarrow \infty$ da nolga yaqinlashadi.

- agar ergodik tasodifiy jarayon tarkibida doimiy takrorlanuvchi (determinant) tashkil etuvchisi bo'lsa, u holda $\tau \rightarrow \infty$ bo'lganda yakuniy korrelyatsiya funksiya $B_{xx}(\tau) = x_0^2$ bo'ladi, chunki

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} B_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} [\zeta(t) + x_0][\zeta(t+\tau) + x_0] = x_0^2. \quad (9.28)$$

- davriy takrorlanuvchi j arayon avtokorrelatsiya funksiyasi o'z davriga teng jarayon bo'ladi. Misol uchun $x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k)$ bo'lsa, uning o'rtacha qiymati

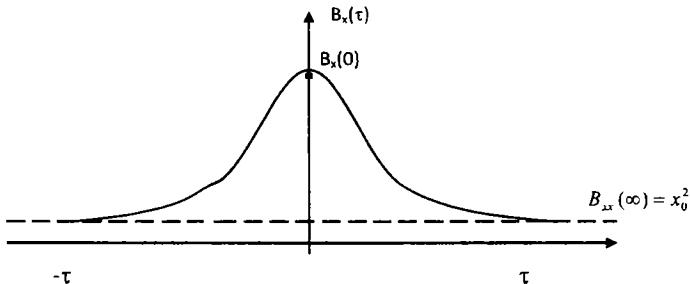
$$B_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_k A_n \cos(k\omega t + \varphi_k) \cos(n\omega t + \varphi_n) dt, \quad (9.29)$$

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

$$B_{xx}(\tau) = A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k^2}{2} \cos k\omega\tau \quad (9.30)$$

bo'ladi.

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

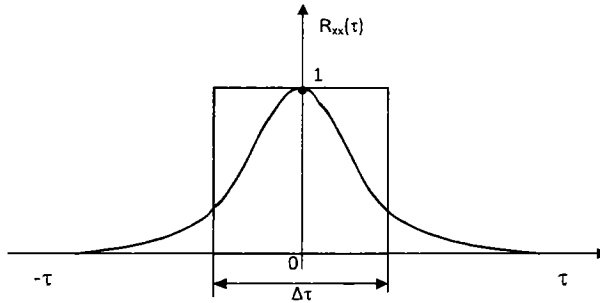


9.4-rasm. Tasodifiy jarayon va determinant signal korrelyatsion funksiyasi

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

Korrelyatsiya oraliq'i. Tarkibida determinant tashkil etuvchisi bo'lmagan tasodifiy jarayon uchun $\Delta\tau$ ning shunday oraliq qiymatini ko'rsatish mumkinki, agar $\tau > \Delta\tau$ bo'lsa, tasodifiy jarayonning $x(t)$ va $x(t+\tau)$ vaqtdagi qiymatlari orasidagi bog'liqlik kamayib boradi, uning bog'liqligi (korrelyatsiyasi) yo'q deb hisoblash mumkin. $\Delta\tau$ ning ushbu qiymati korrelyatsiya (bog'liqlik) oraliq'i deb ataladi. Uni odatda korrelyatsiya funksiyasi chizig'i va absissa o'qi bilan chegaralangan yuzaga teng hamda balandligi birga teng to'g'ri to'rtburchak asosi kengligi orqali aniqlanadi (9.5-rasm).

$$\Delta\tau = \frac{1}{B_{xx}(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B_{xx}(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) d\tau. \quad (9.31)$$



9.5-rasm. Tasodifiy jarayon korrelyatsiya funksiyasi

9.3. Fluktuatsion xalaqitning statistik tavsiflari

Fluktuatsion xalaqit statsionar tasodifiy jarayon bo'lib, ehtimollik normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Chunki fluktuatsion xalaqit juda ko'p sonli bir-biri bilan bog'liq bo'lmagan tasodifiy kattaliklarning yig'indisidan iborat bo'lgani uchun ehtimollik nazariyasining markaziy chegaraviy teoremasiga asosan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi.

Bir o'lchamli zichlik ehtimollik taqsimoti ifodasi Gauss jarayoni uchun quyidagi ko'rinishga ega:

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}} \quad (9.32)$$

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

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

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}. \quad (9.33)$$

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

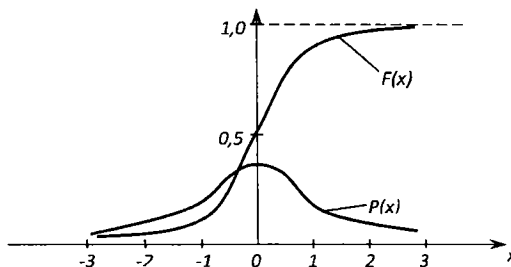
$$F(u_0) = P(u \leq u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-\frac{u^2}{2}} du = \frac{1}{2} [1 + \Phi(u_0)], \quad (9.34)$$

bunda, $u = \frac{x}{\sigma_x}$ – xalaciqitning nisbiy qiymati;

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (9.35)$$

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

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



9.6-rasm. Differensial va integral taqsimot qonunlari

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

$$P[u_1 < u < u_2] = \int_{u_1}^{u_2} P(u) du. \quad (9.36)$$

(9.36) ifodadagi $P(u)$ o'rniga (9.35) ni qo'yib quyidagini olamiz:

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2} [\Phi(u_2) - \Phi(u_1)] \quad (9.37)$$

(9.37) ifodaga $u_2 = \infty$ va $u_1 = u_0$ ni qo'yib, xalaqitning berilgan u_0 dan katta qiymatda bo'lish ehtimolligini ham aniqlash mumkin:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2} [\Phi(\infty) - \Phi(u_0)] = \frac{1}{2} [1 - \Phi(u_0)] \quad (9.38)$$

(9.38) formula asosida hisoblashlar shuni ko'rsatadiki, xalaqitning berilgan u_0 sathdan katta bo'lish ehtimolligi u_0 kattalashgan sari undan tezroq kichiklashadi.

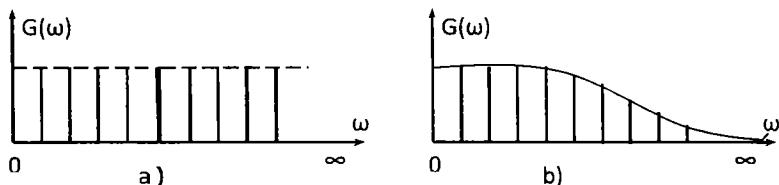
Xalaqit nisbiy sath $u_0 = 1$ dan katta bo'lish ehtimolligi 0,16 ga; $u_0 = 3$ dan katta bo'lish ehtimolligi 13×10^{-2} ; va nihoyat $u_0 = 4$ nisbiy sathdan katta bo'lish ehtimolligi $3,5 \times 10^{-5}$ ga teng. Bundan ko'rinib turibdiki, xalaqit o'zining effektiv (samarador) qiymatida 3 marta katta bo'lish ehtimolligi juda kam. Xalaqitning eng katta qiymati uning effektiv qiymatidan 3,5÷4,5 marotaba katta, shuning uchun fluktuasion xalaqitni impulssimon xalaqitdan farqliroq tekis xalaqit deb ataladi. Chunki impulssimon xalaqitning eng katta qiymatining eng kichik qiymatiga nisbati juda katta ($10^2 \div 10^6$) bo'ladi.

Fluktuatsion xalaqit tashkil etuvchilari bir-biri bilan statistik bog'lanishga ega bo'lmaganligi uchun bunday xalaqitlar "oq shovqin" xalaqitlar deb ataladi, chunki uning spektri oq rang spektriga o'xshash juda keng, nazariy nuqtai nazardan 0 dan ∞ orasida joylashgan fluktuatsion xalaqitlar avtokorrelyatsion funksiyalari ko'effisienti $R_{ij} = 0$ bo'ladi agar $i \neq j$ bo'lsa va $R_{ij} = 1$ bo'ladi agar $i = j$ bo'lsa.

Fluktuatsion xalaqit n -o'lchamli ehtimollik taqsimot qonuni quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P_n(w_1, w_2, w_3, \dots, w_n) = \prod_{k=1}^n P(w_k) = \frac{1}{(2\pi\sigma_x^2)^{n/2}} e^{-\frac{1}{2\sigma_x^2} \sum_{k=1}^n w_k^2} \quad (9.39)$$

"Oq shovqin" shaklidagi fluktuatsion xalaqit energetik spektri hamma chastotalar diapazonida bir hil sathga ega. Shuni ta'kidlash kerakki, "oq shovqin" tushunchasi ideallashtirilgan tushuncha bo'lib, haqiqatda chastota oshishi bilan uning energetik spektri sathi ham kamayib boradi (9.7-rasm).



9.7-rasm. a) Oq shovqinning energetik spektri, b) haqiqiy fluktuasion xalaqitning energetik spektri

Xuddi shuningdek fluktuatsion xalaqit avtokorrelyatsion funksiyasi $\Delta\tau \neq 0$ da ma'lum kattalikda bo'ladi, ya'ni $\Delta\tau$ ning juda kichik ammo nolga teng bo'lmagan qiymatlari uchun $R_{ij} \neq 0$ bo'ladi. Amalda idellashtirilgan shakldan fluktuatsion xalaqit korrelyatsiya oralig'i $\Delta\tau$ radiotexnik qurilma yoki tizimda o'tish jarayoni davomiyligi τ dan kichik bo'lganda, ya'ni $\Delta\tau \ll \tau$ bo'lganda foydalaniladi, yoki radiotexnik qurilma signal o'tkazish polosasida xalaqit spektral tashkil etuvchilari sathi o'zgarmas bo'lganda foydalaniladi.

Amaldagi aloqa qurilmalari va tizimlarida yuqoridagi shartlar odatda taxminan bajariladi, shuning uchun fluktuatsion xalaqitlarni bu hollarda "oq shovqin" deb hisoblash mumkin.

Fluktuatsion tasodifiy jarayon spektri kengligi o'zining o'rtacha chastotasiga nisbatan juda kichik bo'lsa, bunday tasodifiy jarayon tor polosali deb ataladi. Bunday tasodifiy jarayon yuqori va oraliq chastotada ishlovchi radioqurilmalar chiqishida kuzatiladi. Agar tor polosali tasodifiy jarayon otsilloqraf ekranida ko'rilsa, u amplitudasi va fazasi asta-sekin tasodifiy o'zgaruvchi amplitudasi bo'yicha modulyatsiyalangan tebranishlarni eslatadi. Bunda uning chastotasi tasodifiy jarayon spektri o'rtacha chastotasi atrofida asta-sekin o'zgaradi, amplitudasining o'zgarish tezligi esa tasodifiy jarayon spektri kengligiga bog'liq bo'ladi. Bunda spektri keng tasodifiy jarayon spektri tor tasodifiy jarayonga qaraganda tezroq o'zgaradi. Tor polosali qurilma yoki tizim chiqishidagi tasodifiy jarayon amplitudasi va fazasi asta-sekin o'zgarayotgan amplitudasi bo'yicha modulyatsiyalangan tebranish ko'rinishida bo'ladi. Tor polosali tasodifiy jarayon quyidagi matematik formula bilan ifodalanadi:

$$w(t) = u(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (9.40)$$

bunda, ω_0 - o'rtacha chastota, $u(t)$ va $\varphi(t)$ tasodifiy jarayonning asta-sekin o'zgaruvchi o'rovchisi va fazasi.

Tasodifiy jarayonni (9.40 ifoda) trigonometrik yoyishlardan foydalanib quyidagi ko'rinishga keltirishimiz mumkin:

$$w(t) = U_1(t) \cos(\omega_0 t) + U_2(t) \sin(\omega_0 t), \quad (9.41)$$

bunda, $U_1(t) = u(t) \cos \varphi(t)$ va $U_2(t) = u(t) \sin \varphi(t)$ bo'lib, ularning har biri vaqt bo'yicha asta-sekin o'zgaruvchi funksiya hisoblanadi.

Tasodifiy jarayon o'rovchisi va fazasi quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$u(t) = \sqrt{U_1^2(t) + U_2^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{U_2(t)}{U_1(t)}. \quad (9.42)$$

Agar birlamchi tasodifiy jarayon normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo'ysunsa, u holda uning tashkil etuvchilari u_1 va u_2 lar ham o'rtacha qiymati nolga va dispersiyasi σ_n^2 ga teng bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi.

Tasodifiy jarayonning u_1 va u_2 tashkil etuvchilari o'zaro bog'liq bo'lmaganliklari uchun ularning birgalikdagi ehtimollik zichligi kuzatilayotgan vaqt oniy qiymatlari $U_1(t)$ va $U_2(t)$ lar uchun bir o'lchamli ehtimollik zichliklari ko'paytmasiga teng bo'ladi, ya'ni

$$P(u_1, u_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_x^2} e^{-\frac{u_1^2 + u_2^2}{2\sigma_x^2}}. \quad (9.43)$$

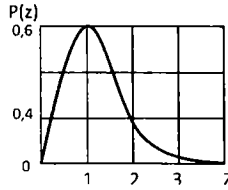
Tor polosali Gauss tasodifiy jarayon o'rovchisi ehtimolliги zichligi quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$P(u) = \frac{u}{\sigma_x^2} e^{-\frac{u^2}{2\sigma_x^2}}, \quad (u \geq 0). \quad (9.44)$$

Hisoblashlarda u o'rovchi o'rniga uning σ_x ga nisbati $z = \frac{u}{\sigma_x}$ dan foydalanish qulay, (9.44) ifodaga $z = \frac{u}{\sigma_x}$ va $dz = \frac{du}{\sigma_x}$ kattaliklarni kiritib

$$P(Z) = ze^{-\frac{z^2}{2}} \quad (9.45)$$

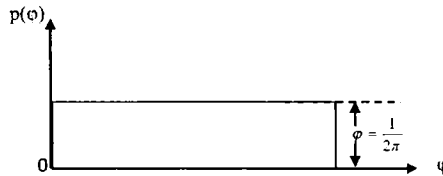
ifodani olamiz. Bu ehtimollik taqsimoti Rele taqsimot qonuni deb ataladi (9.8-rasm). Rele taqsimot qonunini bu tor polosali normal tasodifiy jarayon o'rovchisi qonuni bo'lib, u bir tomonlama taqsimotga ega, keng polosali fluktuatsion xalaqit esa ikki tomonlama normal ehtimollik qonuniga bo'ysunadi.



9.8-rasm. Rele taqsimoti grafigi

Tor polosali tasodifiy jarayon fazasi φ ning hamma qiymatlari uchun uning ehtimollik zichligi taqsimoti bir xil bo'ladi (9.9-rasm)

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, \quad (0 \leq \varphi \leq 2\pi). \quad (9.46)$$



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

Ko'p hollarda garmonik shakldagi signal va xalaqit yig'indisi $z(t) = s(t) + w(t)$ ning o'rovchisi va fazasi ehtimolligi taqsimotini aniqlash talab etiladi. Agar xalaqitni tor polosali deb hisoblasak, u holda

$$z(t) = s(t) + w(t) = (U_1 + A) \cos \omega_0 t + U_2 \sin \omega_0 t = u(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (9.47)$$

bo'lib, bunda

$$u(t) = \sqrt{(U_1 + A)^2 + U_2^2}; \quad \varphi(t) = \arctg \frac{U_2(t)}{U_1(t) + A}.$$

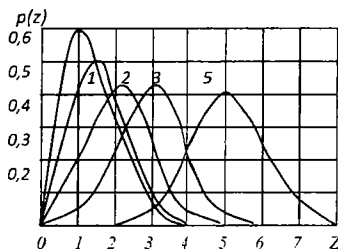
Signal va xalaqit yig'indisining o'rovchisi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$P(U) = \frac{1}{\sigma_x^2} B_0 \left(\frac{Au}{\sigma_x^2} \right) e^{-\frac{U^2 + A^2}{2\sigma_x^2}}, \quad (9.48)$$

bunda, $B_0(x)$ – Bessel nolinch tartibli modifikatsiyalangan funksiyasi, σ_x^2 – xalaqit dispersiyasi. (9.48) ifoda Rele umulashgan ehtimollik taqsimot qonuni yoki Rays taqsimot qonuni deb ataladi. Signal amplitudasi $A=0$ bo'lsa (9.48) ifoda Rele taqsimot qonuniga aylanadi. Agar $z = \frac{u}{\sigma_x}$ va $a = \frac{A}{\sigma_x}$ deb belgilasak Rays taqsimotini quyidagi shaklga keltirish mumkin

$$P(z) = ze^{-\frac{a^2+z^2}{2}} \times B_0(az). \quad (9.49)$$

9.10-rasmda bu taqsimotlarning a ning turli qiymatlari uchun grafiklari keltirilgan. Bunda $a = \frac{A}{\sigma_x} = \frac{\sqrt{2P_s}}{P_x}$ bo'lib, $P_s = \frac{A^2}{2}$ – signal quvvati va $P_x = \sigma_x^2$ – xalaqit quvvati.



9.10-rasm. Rele umulashgan taqsimoti

Signal va xalaqit yig'indisi fazalarning taqsimoti quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$P(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A^2}{2\sigma_x^2}} + \frac{1}{2} \frac{A \cos \varphi}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \left[1 + \Phi\left(\frac{A \cos \varphi}{2\sigma_x^2}\right) \right] e^{-\frac{A^2 \sin^2 \varphi}{2\sigma_x^2}}, \quad (9.50)$$

bunda, $\Phi(x)$ – Kramp funksiyasi. (9.50) ifodadan $A=0$ bo'lgan holda fazalarning bir tekis taqsimot qonuni kelib chiqadi.

Nazorat savollari

1. Uzlüksiz signal deb qanday signalga aytiladi? Uzlüksiz signal vaqt diagrammasini chizib ko'rsating.
2. Satx bo'yicha diskretlash deganda nimani tushunisiz? Satx bo'yicha diskretlash (kvantlangan) signal vaqt diagrammasini chizing.

3. Vaqt bo'yicha diskretlash deganda qanday jarayonni tushunasiz? Vaqt bo'yicha diskretlash signal vaqt diagrammasini chizing.
4. Raqamli signal deganda qanday signalni tushunasiz? Raqamli signal vaqt diagrammasini chizing.
5. Determinant signal deb qanday signallarga aytiladi? Determinant signal vaqt diagrammasini chizing va matematik ifodasini yozing.
6. Tasodifiy signal deb qanday signalga aytiladi?
7. Oddiy va murakkab signallarining bir-biridan farqini ytib bering.
8. Sinov signallari turlarini sanab o'ting va ularning vaqt diagrammalarini chizing.
9. Tasodifiy jarayon bir realizatsiyasi qanday ko'rinishda bo'ladi? Tasodifiy jarayon grafisini chizing.
10. Ehtimollik integral taqsimot qonuni grafisini chizing, bir o'lchamli integral taqsimot qonuni nimani anglatadi?
11. Ehtimollik differensial zichligi qonuni grafisini chizing. Bir on uchun differensial zichlik qonuni nimani anglatadi?
12. Tasodifiy jarayon asosiy parametrlarini aytib bering. O'rtacha qiymat va dispersiya nima?
13. Avtokorreksiya funksiyasi deganda nimani tushuniladi?
14. O'zaro korreksiya funksiyasi deganda nimani tushuniladi?
15. Korreksiya koeffitsienti nima va u qanday oraliqda o'zgaradi?
16. Ergodiklik xossasi nima?
17. Vaqt bo'yicha o'rtacha qiymat formulasini yozing.
18. Avtokorelyatsiya funksiyasi formulasini yozing.
19. Korrelyatsiya formulasini yozing.
20. Avtokorelyatsiya funksiyasining asosiy xossalarini aytib bering.
21. Korrelyatsiya oralig'i nima va qanday aniqlanadi?
22. Normal taqsimot qonuni grafisini chizing.
23. Normal taqsimot qonuni umumiy formulasini yozing.
24. Funktsional xalaqit qaysi tahmin qonuniga bo'ysunadi?
25. Qanday xalaqit «oq shovqin» shaklidagi xalaqit deb ataladi?
26. Tor polosali xalaqit nima? Uning matematik ifodasini keltiring va vaqt diagrammasini chizing.
27. Tor polosali xalaqit sinfaz va kvadratura tashkil etuvchilari amplitudasi qaysi qonunga bo'ysunadi?
28. Tor polosali xalaqit o'rovchisi qaysi qonunga bo'ysunadi?
29. Rele qonuni grafisini chizing.
30. Fluktuatsion xalaqit fazasi ehtimolligi qanday taqsimot qonuniga bo'ysunadi?

10. SIGNALLARNI ELEMENTAR TASHKIL ETUVCHILARGA YOYISH

10.1. Signallarni elementar tashkil etuvchilarga yoyish to'g'risida umumiy tushunchalar

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

$$s(t) = \sum_{k=1}^n a_k \varphi_k(t). \quad (10.1)$$

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

Oddiy signal $\varphi_n(t)$ shunday tanlanadiki, ularning har birini tegishli mos koeffitsientlariga ko'paytmasining yig'indisi $S(t)$ ga yaqinlashishi kerak. Ushbu yaqinlik – tenglashish oddiy signallarni tanlash va ularning soniga bog'liq. Bundan tashqari a_n koeffitsientlar oson aniqlanishi kerak va ularning sonining oshishi avvalgilarining qiymatiga ta'sir etmasligi shart. Qo'shilayotgan yangi tashkil etuvchilar (10.1) tenglikning yanada aniqroq bajarilishiga olib kelishi kerak.

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

$$\int_{-T/2}^{T/2} \varphi_i(t) \varphi_j(t) dt = 0, \quad \text{agar } i \neq j. \quad (10.2)$$

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

$$\int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_i(t)]^2 dt = c_i; \quad \int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_j(t)]^2 dt = c_j; \quad \int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_k(t)]^2 dt = c_k \quad \text{va hakazo.} \quad (10.3)$$

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

$$\psi_i(t) = \frac{\varphi_i(t)}{\sqrt{c_i}}; \quad \psi_j(t) = \frac{\varphi_j(t)}{\sqrt{c_j}}; \quad \psi_k(t) = \frac{\varphi_k(t)}{\sqrt{c_k}} \text{ va hakazo.} \quad (10.4)$$

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

$$\int_{-T/2}^{T/2} \psi_i(t) \psi_j(t) dt = \begin{cases} 0, & \text{agar } i \neq j \\ 1, & \text{agar } i = j \end{cases} \quad (10.5)$$

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

$$s(t) = \sum_{k=1}^n a_k \psi_k(t), \quad (10.6)$$

bunda, a_k – oddiy elementar signal miqdor koeffitsientlari.

Miqdor koeffitsientlari a_k larni aniqlash uchun (10.6) ifodaning har ikki tomonini $\psi_i(t)$ ga ko'paytirib $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$ oralig'ida integrallash kerak:

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

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

$$a_i = \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \psi_i(t) dt. \quad (10.7)$$

(10.7) formula orqali aniqlangan a_i koeffitsientlar Fure qatorining umumlashgan koeffitsientlari deb ataladi va (10.6) formula Fure umumlashgan qatori deb ataladi.

Aloqa nazariyasi va tizimlarida asosan murakkab signallarni ikki turli: trigonometrik funksiyalar va $\sin x/x$ funksiyalari ko'rinishidagi ortogonal funksiyalarga yoyish usulidan foydalaniladi. Birinchi tur ortogonal funksiyalarga yoyishda signal odatdagi Fure qatoriga yoyiladi va ikkinchisi V.A.Kotelnikov

qatoriga yangi diskret vaqtlar uchun $\sin x/x$ ko'rinishdagi funksiyalar qatoriga yoyish. Keyingi yillarda Uolsh, Lager, Lejandr ortogonal funksiyalariga yoyishdan ham foydalanilmoqda.

Murakkab signallarni oddiy ortogonal funksiyalarga yoyishda (10.5) ifoda ma'lum berilgan, talab etiladigan xatolik ε dan katta bo'lmashligi kerak, ya'ni

$$\tilde{\varepsilon}^2 \leq \int_{-T/2}^{T/2} [s(t) - \sum a_n \psi_k(t)]^2 dt. \quad (10.8)$$

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

$$\int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2 = P_s, \quad (10.9)$$

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

Agar (10.9) tenglik bajarilsa ortonormal funksiyalar (10.4) to'liq to'plam hisoblanadi. Shuning uchun (10.9) formuladagi shartning bajarilishi murakkab signalni oddiy elementar ortonormal tashkil etuvchilarga yoyish uchun yetarli va zaruriy shart hisoblanadi.

Tasodifiy shakldagi signallar va xalaqitlarni ham oddiy elementar tashkil etuvchilarga yoyish mumkin, bunda miqdor koeffitsientlari a_n lar ham tasodifiy qiymatga ega bo'ladilar. Agar tasodifiy signalni $-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}$ orasidagi realizatsiyasini (10.1) yoki (10.6) umumlashgan Fure qatoriga yoysak, bunda a_k miqdoriy koeffitsientlar ma'lum bir ehtimollik bilan u yoki bu kattalikka ega bo'ladi.

10.2. Signallarni spektral tashkil etuvchilarga yoyish

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

$$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t), \quad (10.10)$$

bunda,

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos k\omega_0 t dt; \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin k\omega_0 t dt. \quad (10.11)$$

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

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt. \quad (10.12)$$

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

$$s(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{jk\omega_0 t}, \quad (10.13)$$

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

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

$$\dot{A}_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jk\omega_0 t} dt. \quad (10.14)$$

(10.13) va (10.14) ifodalar Fure juftligini tashkil etadi. Bu ifodalar yordamida agar signal $s(t)$ vaqt funksiyasi shaklida ma'lum bo'lsa, uning kompleks tashkil etuvchilari \dot{A}_k kattaliklarini aniqlash mumkin va aksincha signalning \dot{A}_k kompleks tashkil etuvchilari ma'lum bo'lsa signal $s(t)$ ni vaqt funksiyasi shaklida ifodalash mumkin.

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

$$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t), \quad (10.15)$$

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

$$P = \tilde{s}^2(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2. \quad (10.16)$$

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

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

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

Nodavriy signalni davri cheksizga intiluvchi ($T \rightarrow \infty$) davriy signal deb tahlil etish mumkin. Bu holda signal spektri tashkil etuvchilari orasidagi masofa nolga intiladi va spektral tashkil etuvchilar amplitudasi cheksiz kichik bo‘ladi. Signalni kompleks tashkil etuvchilarga yoyish va kompleks tashkil etuvchilar orqali signalni vaqt funksiyasi shaklida tiklash Fure to‘g‘ri va teskari o‘zgartirishlar, nodavriy signal uchun quyidagi Fure integral to‘g‘ri va teskari o‘zgartirishlari juftligiga aylanadi:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega; \quad (10.17)$$

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (10.18)$$

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

$$S(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega) = s(\omega) e^{-j\varphi(\omega)}, \quad (10.19)$$

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

Spektral ta'v sifat moduli va fazasi quyidagicha aniqlanadi:

$$s(\omega) = \sqrt{|A(\omega)|^2 + |B(\omega)|^2}; \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (10.20)$$

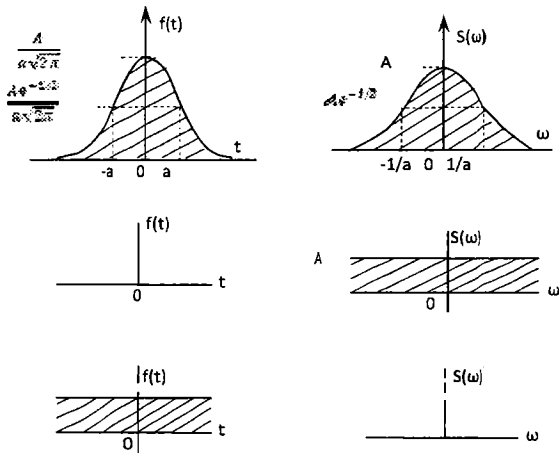
Nodavriy signallarning tarkibiy tashkil etuvchilari ularning amplituda-chastota va faza-chastota tavsiflari orqali to'liq aniqlanadi. Misol tariqasida qo'ng'iroqsimon ko'rinishdagi signal spektrini ko'rib chiqamiz. Qo'ng'iroqsimon impuls quyidagi formula orqali ifodalanadi:

$$s(t) = \frac{A}{a\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2a^2}}. \quad (10.21)$$

Ushbu funktsiyaning ajoyib xususiyatlaridan biri uning Fure o'zgartirishi natijasida aniqlangan spektri funktsiyasi ham qo'ng'iroqsimon shaklga ega, ya'ni:

$$S(j\omega) = \frac{A}{a\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\frac{t^2}{2a^2} + j\omega t\right)} dt = A e^{-\frac{1}{2}a^2\omega^2} \quad (10.22)$$

10.1-rasmda (10.21) va (10.22) to'g'ri va teskari Fure o'zgartirishlari orqali bog'langan $s(t)$ va $S(j\omega)$ grafiklari keltirilgan. Ushbu rasmlardan ko'rinib turibdiki, a ko'rsatkichning o'zgarishi impulsni kengayishiga yoki torayishiga olib keladi. Bundan keng impuls spektri tor impuls spektriga qaraganda torroq bo'ladi. Bu hamma shakldagi signal impulslariga tegishli, ya'ni signalning spektri kengligi impuls kengligiga teskari proporsional bo'ladi. 10.1-rasmda a ko'rsatkichning qiymatlariga qarab signal $s(t)$ ning va uning spektri $S(j\omega)$ ning o'zgarishi keltirilgan. A va a koeffitsientlarning nisbati saqlangan holda ularning qiymatining oshishi natijasida impuls doimiy signal shaklini oladi, uning chastotasi nolga teng bo'ladi.



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

10.3. Signal energetik spektri

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

$$S(j\omega) = \int_0^T s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (10.23)$$

Bu (10.23) funksiya tasodifiy bo'ladi, uni tasodifiy jarayonning $t > T$ qismiga tadbiiq etib bo'lmaydi. Energetik spektr tushunchasini kiritamiz, natijada tasodifiy jarayon uchun uning spektr funksiyasi tasodifiy bo'lmashligiga erishamiz.

Ma'lumki stasionar tasodifiy jarayonlar korrelyatsiya funksiyasi uni tasodifiy jarayonning qaysi vaqtda aniqlanishiga bog'liq emas, ya'ni t_1 va t_2 larning alohida qiymatlariga bog'liq emas. Agar $\tau = t_2 - t_1$ o'zgarishsiz saqlansa stasionar tasodifiy jarayon korrelyatsiya funksiyasi o'zgarmaydi. Shuning uchun signal energetik spektrini uning korrelyatsiya funksiyasi orqali aniqlash mumkin, ya'ni:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau. \quad (10.24)$$

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

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (10.25)$$

(10.24) va (10.25) ifodalar bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari o'zgartirishlari orqali bog'langan bo'lib, ularni Viner-Xinchin formulalari deb ataladi.

Ma'lumki korrelyatsiya funksiyasi juft funksiya, ya'ni $B(-\tau) = B(\tau)$, shuni e'tiborga olgan holda (10.24) va (10.25) formulalarni quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$B(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \cos \omega\tau d\omega; \quad (10.26)$$

$$G(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) \cos \omega\tau d\tau. \quad (10.27)$$

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

$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = P, \quad (10.28)$$

bunda, P – tasodifiy jarayonning to'liq quvvati.

(10.28) formuladan ko'rinadiki $G(\omega)$ funksiya tasodifiy jarayon quvvati spektrining zichligini ifodalaydi va Vt/Hz o'lchov birligiga ega bo'lib, har bir Hz polosaga mos keluvchi tasodifiy jarayon quvvatini baholaydi. Tasodifiy jarayonning berilgan $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ polosadagi umumiy quvvati $G(\omega)$ dan ω_1 dan ω_2 gacha integral olish orqali aniqlanadi, ya'ni:

$$P_{\omega_1, \omega_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega. \quad (10.29)$$

Energetik spektrni tasodifiy jarayon amalga oshirilgan davomiyligi T bo'lgan qismi uchun quyidagicha aniqlash mumkin. Parvesal tengligi yordamida $x(t)$ tasodifiy jarayonning T vaqt davomida ajralgan energiyasi

$$E_T = \int_0^T x^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |S_T(j\omega)|^2 d\omega. \quad (10.30)$$

Tasodifiy o'rtacha quvvati E_T/T orqali $T \rightarrow \infty$ sharti uchun quyidagiga teng bo'ladi:

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E_T}{T} = \frac{1}{\pi} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} |S_T(j\omega)|^2 d\omega, \quad (10.31)$$

(10.29) va (10.31) ni taqqoslash natijasida $G(\omega)$ (energetik spektr) va $S(j\omega)$ (amplituda spektri) orasidagi bog'lanish ifodasini olamiz, ya'ni

$$G(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2|S(j\omega)|^2}{T}. \quad (10.32)$$

Energetik spektr tushunchasi tasodifiy jarayon realizatsiyasini o'rtacha tavsiflaydi. Agar tasodifiy jarayon energetik spektri $G(\omega)$ past chastotalar diapazonida joylashgan bo'lsa, bu protsess spektri $G(\omega)$ yuqori chastotalar diapazonida joylashgan tasodifiy jarayonga nisbatan sekinroq o'zgaruvchi bo'ladi. Tor polosali tasodifiy jarayonning energetik spektri $\Delta\omega$ o'rtacha chastota ω_0 atrofida joylashgan bo'ladi va $\Delta\omega \ll \omega_0$ bo'ladi. Bu tasodifiy jarayon avval ko'rib o'tganimizdek amplitudasi va fazasi asta o'zgaruvchi o'rtacha chastotasi ω_0 ga teng bo'lgan garmonik tebranishni eslatadi.

Energetik spektr va korrelyatsiya funksiyasi bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari juft o'zgartirish orqali bog'langanligi uchun ularga nisbatan spektral tahlil teoremasini qo'llash mumkin. Ushbu teoreмага asoslangan ba'zi natijalar 10.1-jadvalda keltirilgan. Bunda $\bar{x} = 0$, $x_1(t)$ va $x_2(t)$ funksiyalar o'zaro bog'liq emas deb hisoblangan.

Energetik spektr va korrelyatsiya funksiyasi bir-biri bilan bog'liqligi
10.1-jadval.

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

Energetik spektri $G(\omega) = \frac{N_0}{2}$ chastotalar diapazoni $-\infty < \omega < \infty$ da joylashgan tasodifiy jarayon "oq shovqin" turidagi fluktuasion xalaqitga tegishli

bo'lib, bu spektr chastota $\omega_c = 0$ ga nisbatan simmetrik joylashgan, shuning uchun $G(\omega)$ qiymati haqiqiy qiymati N_0 dan ikki marta kichik qilib olingan. N_0 – xalaqitning 1 Hz polosadagi quvvatiga to'g'ri keladi. Oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasi quyidagiga teng:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\tau. \quad (10.33)$$

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

$$\Delta f \cdot \Delta\tau \geq \mu \approx 1 \quad (10.34)$$

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

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

$$\Delta\omega = 2\pi\Delta f = \frac{1}{G(\omega)} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega. \quad (10.35)$$

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

$$G(\omega) = 2 \int_0^{\infty} a^2 e^{-\alpha|\tau|} \cos \omega\tau d\tau = \frac{2a^2\alpha}{\pi(\alpha^2 + \omega^2)}. \quad (10.36)$$

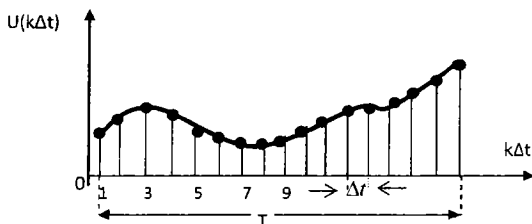
Jarayon quvvati $B(0) = a^2$ bo'lib, $\int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) d\tau = \frac{2a^2}{\alpha}$ va korrelyatsiya oralig'i tarifiga asosan $\Delta\tau = \frac{2}{\alpha}$; spektr doimiy tashkil etuvchisi quvvati $G(0) = \frac{2a^2}{\pi\alpha}$ ga va umumiy quvvati $P \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = 2a^2$; spektr kengligi $\Delta\omega = \pi\alpha$, $\Delta f = \frac{\alpha}{2}$ natijada $\Delta f \cdot \Delta\tau = 1$.

10.4. Analog signallarni diskretlash. V.A. Kotelnikov teoremasi

Haqiqiy signallar ko'p hollarda ularga qandaydir ishlov berishdan oldin filtrdan o'tkaziladi. Filtr chiqishida uning spektri $0 \div F_{y0}$ yoki $F_1 \div F_2$ oralig'ida

bo'ladi. Signal spektri aloqa tizimi turiga va tizimga qo'yilgan talablarga bog'liq. Masalan, diskret xabarlarini uzatishda – uzatish tezligiga, teleko'rsatuv tizimlarida – qabul qilingan standartga, radioeshittirishda – uning toifasiga va h. ga bog'liq.

V.A. Kotelnikov uzluksiz (analog) signallarni diskretizatsiyalash haqidagi teoremasini 1933 yilda "Ochiq fazoning va simning signal uzatish qobiliyati" haqidagi ilmiy ishida keltirgan. Ushbu teoreмага asosan spektri yuqori chastotasi F_{yu} dan katta bo'lmagan uzluksiz funksiya $f(t)$ o'zining $\Delta t = \frac{1}{2F_{yu}}$, sek, oraliqlarida olingan qiymatlari orqali qayta tiklanishi mumkin (10.2-rasm.).



10.2-rasm. Uzluksiz signalni diskretlash

V.A. Kotelnikov teoremasining tasdig'i quyidagilardan iborat. Signal $u(t)$ spektri F_{yu} bilan chegaralangan deb hisoblaymiz. Ushbu $u(t)$ signal amplituda spektri:

$$S(j\omega) = \begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt; & \text{agar } |\omega| \leq 2\pi F_{yu} \\ 0; & \text{agar } |\omega| > 2\pi F_{yu} \end{cases} \quad (10.37)$$

Spektri $-2\pi F_{yu}, 2\pi F_{yu}$ bilan chegaralangan $u(t)$ signalni Fure qatori shaklida ifodalaymiz, ya'ni

$$S(j\omega) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{-jk\omega t} = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{-j\frac{k\omega}{2F}}. \quad (10.38)$$

(10.38) Fure qatori koeffitsientlari quyidagicha aniqlanadi:

$$\dot{A}_k = \frac{2}{4\pi F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{-j\frac{k\omega}{2F}} d\omega. \quad (10.39)$$

Fure juft o'zgartirishidan foydalanib $u(t)$ ni aniqlaymiz:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (10.40)$$

bunda, $S(j\omega)$ kompleks spektr $-2\pi F, 2\pi F$ dan tashqarida nolga tengligini e'tiborga olingan. Agar uzluksiz vaqt t ni uning diskret qiymatlari $t = \frac{k}{2F}$ bilan almashtirsak, quyidagi ifodani olamiz:

$$u(t) = u\left(\frac{k}{2F}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{j\frac{\omega t}{2F}} d\omega, \quad (10.41)$$

(10.41) ifodani A_k bilan taqqoslash natijasida quyidagini aniqlaymiz:

$$A_k = \frac{1}{F} u\left(-\frac{k}{2F}\right) = 2\Delta f(-k\Delta t); \quad (10.42)$$

va

$$S(j\omega) = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) e^{-j\frac{k\omega}{2F}}. \quad (10.43)$$

Kompleks spektr $S(j\omega)$ ni uzluksiz vaqt funksiyasi $u(t)$ orqali aniqlash mumkin, shunga o'xshash $S(j\omega)$ ni $u(k\Delta t)$ diskret funksiya orqali aniqlash mumkin. Bu V.A. Kotelnikov teoremasining tasdig'i hisoblanadi.

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) e^{-jk\omega\Delta t}. \quad (10.44)$$

(10.44) ifodani ba'zi o'zgartirishlardan so'ng quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$u(t) = \frac{\Delta t}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{-j\omega(t-k\Delta t)} d\omega \quad (10.45)$$

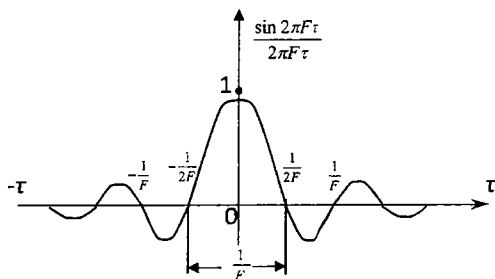
(10.45) ifodadagi integrallash amalini bajarish natijasida quyidagi ifodani olamiz:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F(t-k\Delta t)}{2\pi F(t-k\Delta t)}. \quad (10.46)$$

(10.46) ifoda uzluksiz funksiya $u(t)$ ni $\sin x/x$ shaklidagi ortonormal funksiyalar yordamida V.A. Kotelnikov qatoriga yoyish ifodasidir. $u(k\Delta t)$ kattaliklar $u(t)$ funksiyaning diskret $k\Delta t$ vaqtlardagi oniy qiymatiga teng. Har bir qo'shni qiymatlar orasidagi vaqt Δt diskretlash odimi, ba'zan esa V.A.Kotelnikov odimi deb ham ataladi. Ko'paytma $\frac{\sin 2\pi F(t-k\Delta t)}{2\pi F(t-k\Delta t)}$ esa funksiya $u(t)$ ning oniy qiymatlari funksiyasi deb ataladi. $t-k\Delta t = \tau$ deb belgilasak $k\Delta t$ vaqtlardagi oniy qiymatlar funksiyasi quyidagi ko'rinishni oladi

$$\psi(\tau) = \frac{\sin 2\pi F\tau}{2\pi F\tau}. \quad (10.47)$$

$\psi(\tau)$ – funksiyaning grafigi 10.3-rasmda keltirilgan. Funksiya o'zining eng katta qiymati 1 ga $t = k\Delta t$ vaqtlarda $\tau = 0$ bo'lganda erishadi va $t = (k \pm m)\Delta t$ vaqtlarga teng bo'ladi, bunda $m = 1, 2, \dots$



10.3-rasm. Signal oniy qiymati funksiyasi

Funksiya asosiy qismi (yaproqchasi)ning nol sathidagi kengigi $\frac{1}{F}$ ga teng. $u(k\Delta t)$ diskret funksiya oniy qiymatlari spektri $-F, F$ oralig'ida bir tekis (o'zgarmas) va ushbu chegaradan tashqarida nolga teng. Haqiqatdan ham

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin 2\pi F(t-k\Delta t)}{2\pi F(t-k\Delta t)} e^{-j\omega t} dt = \begin{cases} \frac{1}{2F} e^{-jk\omega\Delta t}; & \text{agar } |\omega| \leq 2\pi F \\ 0; & \text{agar } |\omega| > 2\pi F \end{cases}. \quad (10.48)$$

(10.47) funksiya spektri moduli $s(\omega) = \frac{1}{2F}$. Signal energiyasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi,

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = \frac{1}{2F} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u^2(k\Delta t). \quad (10.49)$$

Agar signal $u(t)$ spektri kengligi behad kengaysa, Δf diskretizatsiyalash odimi nolga intiladi.

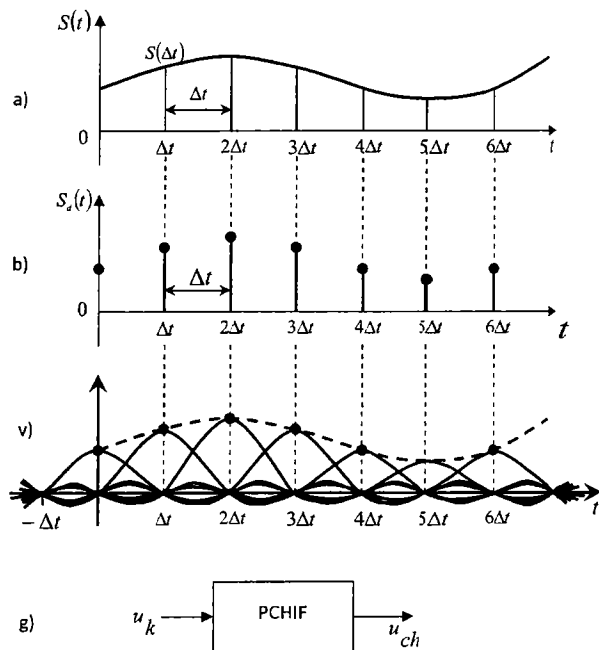
V.A. Kotelnikov qatori (10.46) dagi uning har bir tashkil etuvchisi fizik nuqtai nazardan, chegaralash chastotasi F_m ga teng past chastota ideal filtrning uning kirishiga $t = k\Delta t$ vaqtda ta'sir etuvchi, yuzasi signal $u(t)$ ning $t = k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatiga proporsional juda qisqa impuls aks ta'siriga mos keladi (10.4-rasm).

Uzluksiz $u(t)$ signalni uzatish uchun uning bir hil $\Delta t = \frac{1}{2F}$ oraliqlarda oniy qiymatlarini aniqlab, ushbu oniy qiymatga sathi yoki yuzasi proporsional bo'lgan qisqa impulslarni aloqa kanali orqali uzatish kerak. Aloqa kanalining qabul qilish tomonida past chastotalar filtri orqali o'tkaziladi va birlamchi uzluksiz signal filtr aks ta'sirlari yig'indisi sifatida qayta tiklanadi.

Davomiyligi T_s bo'lgan signal o'zining $n = \frac{T}{\Delta t} = 2TF$ ta oniy qiymatlari orqali aniqlanadi. Nazariy jihatdan davomiyligi cheklangan va shu vaqtning o'zida spektri ham cheklangan funksiya (signal)ning bo'lishi mumkin emas. Ammo deyarli hamma energiyasi ma'lum bir vaqt orasiga, spektri esa chegaralangan polosada joylashgan signal bo'lishi mumkin.

Aloqa tizimida foydalaniladigan ko'pchilik signallar yuqorida eslatilgan toifaga kiradilar. Shuning uchun uzluksiz signalni V.A. Kotelnikov qatoriga yoyish ba'zi bir $\varepsilon \approx \frac{\Delta E}{E}$ xatoliklarni keltirib chiqaradi. Bunda, E – signal to'liq energiyasi va ΔE – signalning filtr yuqori chastotasi F dan tashqari bo'lgan qismi energiyasi. Bundan tashqari signalni qayta tiklashda haqiqiy (foydalanilayotgan) past chastotalar filtri amplituda-chastota va faza-chastota tavsiflari ideal past chastotalar tavsiflaridan farqlanishi natijasida qo'shimcha xatolik paydo bo'ladi. Bu holda foydalanilayotgan past chastotalar filtri (PCHF) chiqishidagi aks ta'sirlarning $t = (k \pm m)\Delta t$ vaqtlardagi algebraik yig'indisi nolga teng bo'lmaydi va bu qoldiq qiymat $t = k\Delta t$ vaqtdagi aks ta'sir signaliga algebraik qo'shiladi, natijada signal $u(t)$ ning $t = k\Delta t$ vaqtdagi qiymatlari asl qiymatidan farqlanadi.

Spektri va davomiyligi cheklangan signalni Fure qatoriga yoyish va V.A. Kotelnikov qatoriga yoyishda ham uning $n = 2TF$ ta spektral tashkil etuvchilardan yoki oniy qiymatlaridan foydalaniladi.



10.4-rasm. a) uzluksiz signal, b) diskretlangan signal, v) birlamchi signalning qayta tiklanishi, g) past chastotalar ideal filtri

Kotelnikov teoremasi uzluksiz va diskret signallarni yagona nuqtai nazardan tahlil etish imkoniyatini beradi. Bu teorema hamma impuls modulyatsiya turlari uchun asos bo'lib xizmat qiladi. Bu teoreмага asosan modulyatsiyalanadigan impulslarning takrorlanish chastotasi $F_p \geq 2F_{yn}$ shartining bajarilishini ta'minlashi kerak. Bunda F_{yn} – uzatiladigan xabar eng yuqori chastotasi.

Aloqa kanallarini vaqt bo'yicha zichlash usuli, ya'ni bir kanaldan vaqt bo'yicha ketma-ket bir necha axborot manbalaridan olingan signallarni uzatish usuliga ham Kotelnikov teoremasi asos bo'lib xizmat qiladi.

Kotelnikov teoremasini spektri chastotasi noldan boshlanmaydigan signallarni ham diskret gaklda uzatishga ham qo'llash mumkin. Ushbu teoreмага asosan spektral tashkil etuvchilari $f_1 \div f_2 = \Delta F$ chastotalar diapazonida joylashgan uzluksiz signal $\Delta t = \frac{1}{2(f_2 - f_1)}$, sek oraliqlarida olingan qiymatlari orqali har

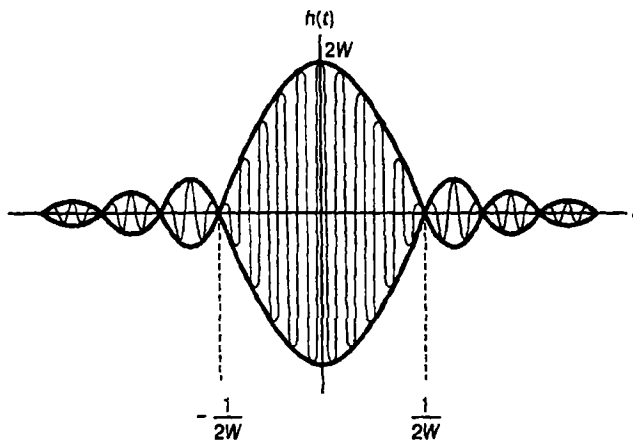
qanday yuqori aniqlikda uzatilishi mumkin. Bunda diskretlash odimi $\Delta t = \frac{1}{\Delta F}$ etib tanlanadi va har bir onda signal amplitudasi va fazasi aniqlanadi. Agar signal

davomiyligi T_s ga teng bo'lsa, uni $n = \frac{T_s}{\Delta t} = TF$ ta signal amplitudasi va fazasini aniqlash diskret vaqtlari bo'ladi. Umumiy aniqlangan amplituda va faza qiymatlari $m = 2n = 2TF$ ga teng bo'ladi.

Spektri f_1 va f_2 chastotalar bilan chegaralangan yuqori chastotali $s(t)$ signalni quyidagi qator bilan ifodalash mumkin:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{k}{\Delta F}\right) \frac{\sin \pi \Delta F \left(t - \frac{k}{\Delta F}\right)}{\pi \Delta F \left(t - \frac{k}{\Delta F}\right)} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{k}{\Delta F}\right) + \varphi \left(\frac{k}{\Delta F}\right) \right], \quad (10.50)$$

bunda, $s\left(\frac{k}{\Delta F}\right)$ va $\varphi\left(\frac{k}{\Delta F}\right)$ – amplituda va fazaning $k\Delta t$ vaqt oralig'ida ketma-ket olingan oniy qiymatlari; $\omega_0 = 2\pi \frac{f_2 + f_1}{2}$ – signal spektri o'rtacha aylanma chastotasi. Oniy qiymatlar funksiyasi o'rovchisi $\frac{\sin x}{x}$ shaklida modulyatsiyalangan tashuvchisining chastotasi ω_0 ga teng bo'lgan shaklda bo'ladi (10.5-rasm).



10.5-rasm. $\frac{\sin x}{x}$ shaklidagi funksiya

Aloqa kanallari orqali uzatiladigan signallar vaqtning haqiqiy funksiyasi bo'ladi. Ammo bir qator signallar uzatish muammolariga tegishli masalalarni yechishda signalni vaqt funksiyasi bo'lgan elementar kompleks tashkil etuvchilar

yig'indisi sifatida qarashni taqazo etadi yoki signalning o'zini to'liq kompleks funksiya deb tadqiq etishga ehtiyoj tug'iladi, ya'ni

$$\dot{s}(t) = s(t) + js^*(t) = u(t)e^{j\psi(t)}, \quad (10.51)$$

bunda, $u(t)$ va $\psi(t)$ – signal o'rovchisi va fazasi. Bu holda haqiqiy signal kompleks signal orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$s(t) = R_s \dot{s}(t) = R_s u(t)e^{j\psi(t)} = u(t) \cos \psi(t). \quad (10.52)$$

Signalni bu shaklda ifodalashdan tor polosali signallarni tadqiq qilishda keng foydalaniladi.

Agar $s(t)$ va $s^*(t)$ Gilbert o'zgartirish juftligi orqali bir-biriga bog'liq bo'lsa, $s(t)$ signal analitik signal deb ataladi, ya'ni

$$\left. \begin{aligned} s^*(t) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau \\ s(t) &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s^*(\tau)}{t - \tau} d\tau \end{aligned} \right\} \quad (10.53)$$

shaklida bog'langan bo'lsa, bunday signal analitik signal hisoblanadi. (10.53) ifodalardagi integrallar Koshining asosiy qiymati sifatida qabul qilinadi. $s^*(t)$ funksiya bilan Gilbert bo'yicha moslashgan hisoblanadi. $s(t)$ va $s^*(t)$ ni Gilbert sharti asosida tanlangan bo'lsa, u holda signal o'rovchisi va fazasi quyidagicha aniqlanadi:

$$u(t) = \sqrt{[s(t)]^2 + [s^*(t)]^2}, \quad (10.54)$$

$$\psi(t) = \arctg \frac{s^*(t)}{s(t)}. \quad (10.55)$$

Agar $s(t)$ signal spektri kengligi o'zining o'rta chastotasi ω_0 dan kichik bo'lsa, u holda bu signalning amplitudasi va fazasi signal $s(t)$ ning o'ziga nisbatan sekin o'zgaradi. Gilbert to'g'ri va teskari bir juft o'zgartirishlari asosida $s(t) = \cos \omega t$ signalga $s^*(t) = \sin \omega t$ signal va $s(t) = \sin \omega_0 t$ signalga $s^*(t) = -\cos \omega_0 t$ signal kompleks moslashganligini tasdiqlash mumkin. Xuddi shunga o'xshash $s(t) = \sum_k (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t)$ signal bilan

$s^*(t) = \sum_k (a_k \sin k\omega_0 t - b_k \cos k\omega_0 t)$ signal kompleks moslashgan bo'ladi.

Shunday qilib $s(t) = A \cos \omega t$ oddiy garmonik tebranish signalga $s^*(t) = A \cos \omega t + jA \sin \omega t = Ae^{j\omega t}$ analitik signal mos keladi.

Agar signal Fure integrali ko'rinishida bo'lsa:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (10.56)$$

uning chastota spektri quyidagicha ifodalanadi:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = \Gamma[s(t)] \quad (10.57)$$

$s(t)$ va $s^*(t)$ sigallarning spektri o'zaro quyidagi bog'lanishga ega:

$$\Gamma[s(t)] = [-j \operatorname{sgn}(\omega)] s(j\omega), \quad (10.58)$$

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

Shunday qilib, Gilbert o'zgarishini $s(t)$ signalning hamma spektral tashkil etuvchilarini $-\frac{\pi}{2}$ ga suruvchi elektr zanjiridan o'tishi deb hisoblash kerak. Ushbu elektr zanjirining chastota va faza tavsiflari quyidagicha bo'ladi:

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

(10.58) ifodani (10.51) ifodaga kiritish natijasi $S^*(t)$ signalning spektri $S(j\omega)$ ning "bir tomonlama" ekanini ko'rsatadi:

$$\hat{s}(j\omega) = \begin{cases} 2S(j\omega), & \text{agar } \omega > 0; \\ s(0), & \text{agar } \omega = 0; \\ 0, & \text{agar } \omega < 0. \end{cases} \quad (10.59)$$

Bu analitik sigalning juda muhim hossasi hisoblanadi.

Davriy signal $s(t)$ ning Gilbert sharti bo'yicha moslashgan $s^*(t)$ funksiyasi ham $s(t)$ signal davriga teng bo'ladi. $s(t)$ va $s^*(t)$ sigallar ularning davri T oralig'ida o'zaro ortogonal bo'ladi, ya'ni

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

Agar $s_i(t)$ va $s_j(t)$ ortogonal signallardan birini uning Gilbert o'zlashtirishi sharti asosida moslashtirilganiga almashtirilganda ham ortogonallik hususiyati saqlansa, bunday signallar kuchaytirilgan ma'noda ortogonal signallar deb ataladilar, ya'ni

$$\begin{aligned} s_i(t) \cdot s_j(t) &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s_j(t) dt = 0; \\ s_i(t) \cdot s^*_j(t) &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s^*_j(t) dt = 0, \quad \text{agar } i \neq j. \end{aligned} \quad (10.60)$$

Bundan tashqari bunday signallardan birini uning $s^*(t)$ kompleks moslashganiga almashtirilganda ham o'zaro ortogonallik hususiyati saqlanib qiladi, ya'ni

$$s_i(t) \cdot s_j(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s^*_j(t) dt = 0; \quad \text{agar } i \neq j. \quad (10.61)$$

Analitik signal tushunchasi har qanday signalni kompleks shaklga keltirish va uning o'rovchisini hamda fazasini aniq aniqlash imkoniyatini beradi. Determinant (o'zgarish qonuniyati ma'lum funktsiya) va tasodifiy signallar analitik shaklga keltirilishi mumkin. Signalni analitik shaklga keltirish natijasida, uning o'rovchisi va fazasi o'zgarishini alohida-alohida tadqiq qilish mumkin bo'ladi. Masalan, tasodifiy jarayon tadqiq etilganda uning oniy qiymatlari bilan shug'ullanish o'rniga, uning o'rovchisi yoki fazasini tadqiq etish bilan chegaralanish mumkin.

Umuman olganda $x(t)$ va $x^*(t)$ jarayonlarning spektrlari va korrelyatsion funksiyalari bir hil: $G_x(\omega) = G_x^*(\omega)$, $B_x(\tau) = B_x(\tau)$. $x(t)$ va $x^*(t)$ jarayonlarning o'zaro energetik spektrlari $G_{xx}(\omega) = jG_{xx}(\omega)$ o'zaro korrelyatsiya funksiyasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$B_{xx}(\tau) = -B_{xx}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) \sin \omega \tau d\omega \quad (10.62)$$

Tasodifiy jarayon taqsimot qonuni bilan uning o'rovchisi $s(t)$ va fazasi $\psi(t)$ taqsimot qonunlari bir-birlariga bog'liq, tasodifiy jarayonning ehtimollik

zichligi taqsimot qonuni $P(x)$ orqali, uning o'rovchisi va fazasi ehtimolligi zichligi taqsimoti qonuni $P(s)$ va $P(\varphi)$ ni aniqlash mumkin.

10.5. Signal va xalaqtlarning chiziqli tizimlar orqali o'tishi

Kompleks uzatish koeffisienti $K(j\omega)$ va impuls aks ta'siri $g(\tau)$ bo'lgan chiziqli tizimdan asosiy tavsiflari ma'lum bo'lgan tasodifiy $x(t)$ ning o'tishini ko'rib chiqamiz.

Chiziqli tizimning kompleks uzatish koeffisienti $K(j\omega)$ va impuls aks ta'siri $g(\tau)$ bir-biri bilan to'g'ri va teskari Fure juft o'zgartirishi orqali bog'langan, ya'ni

$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt; \quad (10.63)$$

$$g(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (10.64)$$

Chiziqli tizim kirishiga $x(t)$ stasionar tasodifiy signal berilganda uning chiqishidagi $y(t)$ tasodifiy signalning asosiy tavsiflarini aniqlash talab etiladi. Dyamel teoremasiga asosan

$$y(t) = \int_0^{\infty} g(\tau)x(t-\tau)d\tau. \quad (10.65)$$

Chiziqli tizim chiqishidagi $y(t)$ avtokorrelyatsion funksiyasini aniqlaymiz

$$\begin{aligned} B_{yy}(\tau) &= \overline{y(t_1)y(t_0)} = \int_0^{\infty} g(\tau_1)x(t_1-\tau_1)d\tau_1 \cdot \int_0^{\infty} g(\tau_2)x(t_2-\tau_2)d\tau_2 = \\ &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)x(t_1-\tau_1)x(t_2-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 \end{aligned} \quad (10.66)$$

bunda, $\tau = t_2 - t_1$.

Shunday qilib, $B_{yy}(\tau)$ chiqishidagi tasodifiy signal avtokorrelyatsion funksiyasi t_1 va t_2 larning alohida qiymatlariga bog'liq emas, u ular orasidagi farq $\tau = t_2 - t_1$ ga bog'liq. Chiziqli tizim chiqishidagi $y(t)$ jarayon xuddi kirishdagidek stasionar tasodifiy jarayon bo'ladi va uning korrelyatsiya funksiyasi (10.66) formula orqali aniqlanadi.

Chiqishdagi signal $y(t)$, korrelyatsiya funksiyasining asosiy xossalariga asosan korrelyatsiya funksiyasi $\tau=0$ bo'lganda, ya'ni $B_{yy}(0)$ bo'lganda tasodifiy jarayon quvvatiga teng bo'ladi:

$$B_{yy}(0) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)B(\tau_1 - \tau_2)d\tau_1d\tau_2 = P_y. \quad (10.67)$$

Ushbu ifodadan chiqish quvvati $P_u=B_{yy}(0)$ ni aniqlash uchun $B_{xx}(0)=P_x$ ni bilish yetarli emas, kirish avto korrelyatsiya funksiyasi $B_{xx}(\tau)$ ni to'liq bilish kerak.

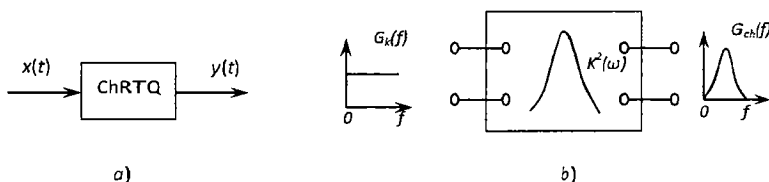
Chiqish signali $y(t)$ ning energetik spektrini Viner-Xinchin formulalari orqali aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} G_y(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} B_y(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)B_{xx}(\tau + \tau_1 - \tau_2)d\tau_1d\tau_2 \right] e^{-j\omega\tau}d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} B_{xx}(\tau + \tau_1 - \tau_2)e^{-j\omega(\tau + \tau_1 - \tau_2)}d\tau \cdot \int_0^{\infty} g(\tau_1)e^{-j\omega\tau_1}d\tau_1 \cdot \int_0^{\infty} g(\tau_2)e^{-j\omega\tau_2}d\tau_2 = \\ &= G_x(\omega) \cdot K(-j\omega) \cdot K(j\omega) = G_x(\omega)|K(j\omega)|^2, \end{aligned} \quad (10.68)$$

ya'ni

$$G_y(x) = G_x(\omega)|K(j\omega)|^2. \quad (10.68^1)$$

Olingan (10.68) ifodadan chiqish signali energetik spektri $G_y(\omega)$ chiziqli tizimning faza tavsifiga bog'liq emas. Chiqish signali $y(x)$ energetik spektri $G_y(\omega)$ uning kirishidagi signal energetik spektri $G_x(\omega)$ ni chiziqli tizim uzatish koeffisienti modulining kvadratik ko'paytmasiga teng.



10.6-rasm. Chiziqli elektr zanjiridan tasodifiy signallarning o'tishiga oid chizma

Misol tariqasida kompleks uzatish koeffisienti $K(j\omega)$ chiziqli tizim kirishiga spektri bir tekis bo'lgan "oq shovqin" $G_x(\omega) = N_0/2$ ning ta'sirini ko'rib chiqamiz. Chiziqli tizim chiqishidagi tasodifiy jarayon energetik spektri

$K(j\omega) = \frac{N_0}{2} |K(j\omega)|^2$ ga teng bo'ladi. $G_y(\omega)$ spektri chiziqli tizim amplituda chastota tavsifining kvadrati shaklida bo'ladi. Chiziqli tizim chiqishidagi shovqin quvvati quyidagicha aniqlanadi:

$$P_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_y(\omega) d\omega = \frac{N_0}{4\pi} |K(j\omega)|^2. \quad (10.69)$$

Chiziqli tizim uchun effektiv (samarador) signal o'tkazish tushunchasini kiritib, uni korrelyatsiya oralig'i va signal spektri effektiv (samarador) kengligini aniqlashga o'xshash usulini qo'llaymiz:

$$\Delta\omega_e = 2\pi\Delta f_e = \frac{\int_0^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega}{|K(j\omega)|^2_{\max}}. \quad (10.70)$$

Chiziqli tizim effektiv polosasidagi shovqin quvvatini (10.70) ifoda yordamida aniqlaymiz:

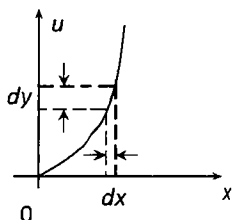
$$P_{shv_e} = N_0 \frac{\Delta\omega_e}{2\pi} |K(j\omega)|^2. \quad (10.71)$$

Umuman chiziqli tizim chiqishidagi tasodifiy jarayon signal va xalaqitning ehtimolliги taqsimoti qonuni uning kirishidagi taqsimoti qonunidan farqlanadi. Faqat bir holatda, agar kirishdagi tasodifiy jarayon normal (Gauss) taqsimot qonuniga bo'ysunsa, u holda chiqishdagi tasodifiy jarayon ham normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi, ammo tasodifiy jarayon dispersiyasi (quvvati) va avtokorrelyatsiya funksiyasi o'zgaradi. Agar chiziqli tizim signal uzatish polosi unga ta'sir etayotgan tasodifiy jarayon spektriga nisbatan ancha tor bo'lsa, u holda chiziqdagi tasodifiy jarayon normallasadi, ya'ni normaltaqsimot qonuniga bo'ysunadi. Chunki bunda chiziqli tizim kirishiga ta'sir etgan tasodifiy jarayon alohida tashkil etuvchilari chiziqli tizimdagi o'tish jarayoni ta'sirida bir-biriga qisman qo'shilib, yangi uzluksiz tasodifiy jarayon hosil qiladi. Ma'lumki, ko'p sonli tasodifiy qiymatlar yig'indisi ehtimollik nazariyasining markaziy intilish teoremasiga asosan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi (intiladi).

10.6. Tasodifiy signallarning nochiziqli tizimga ta'siri

Tasodifiy signal va xalaqlarning nochiziqli tizimlardan o'tishini tadqiqoti umuman olganda murakkab masala. Masalaning yechimi quyidagi hollarda ancha osonlashadi. Birinchidan nochiziqli tizim (NT) inersiyasiz, ya'ni uning chiqishidagi signal $y(t)$ faqat huddi shu vaqtda kirishdagi signal $x(t)$ oniy qiymati

orqali aniqlanishi kerak bo'ladi. ikkinchidan NT bir qiymatli bog'lanishga ega bo'lishi kerak, kirish signalining biron-bir qiymatigi chiqish signalining faqat bitta yagona qiymati mos kelishi kerak (10.7-rasm). Nochiziqli qurilma uchun $y = F(x)$ bog'liqlik va uning kirishidagi signal $x(t)$ statistik xarakteristikalarini berilgan deb hisoblaymiz. Nochiziqli qurilma chiqishida $y(t)$ chiqishidagi jarayon statistik tavsiflarini aniqlash talab etiladi.



10.7-rasm. Nochiziqli elementdan tasodifiy signallar o'tishiga oid chizma

Kirish signali bir o'lchamli tavsiflari shu jumladan kirishdagi tasodifiy jarayon x ning ehtimolligi zichligi $P(x)$ berilgan, chiqish signali y ning ehtimolligi zichligi $P(y)$ ni aniqlash kerak. $y = F(x)$ bir qiymatli bog'lanishga ega bo'lsa, u holda $x = F(y)$ bo'ladi, bundan tashqari x ning $(x_0 + dx)$ qiymati oraliqda bo'lsa u chiqish jarayoni $(y_0 + dy)$ oraliqda bo'ladi. Demak bu jarayonlarning ehtimolligi zichligi bir-biriga teng bo'ladi, ya'ni $P(y)dy = P(x)dx$ va chiqish signali ehtimolligi:

$$p(y) = P(x) \frac{dx}{dy} = p[F(y)]F'(y) \quad (10.72)$$

bo'ladi.

Ehtimollik zichligi manfiy bo'lmasligi uchun (10.72) ifodadagi xosilaning modulidan foydalaniladi.

NQ chiqishidagi tasodifiy jarayon ning o'rtacha qiymati (doimiy tashkil etuvchisi) quyidagicha aniqlanadi:

$$\bar{y} = \int_{-\infty}^{\infty} P(y)dy = \int_{-\infty}^{\infty} F(x)p(x)dx. \quad (10.73)$$

NQ chiqishidagi tasodifiy jarayon to'liq qiymati uning doimiy tashkil etuvchisining qarshiligi 1 Om bo'lgan yuklamada ajraladigin quvvati:

$$\bar{y}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} y^2 P(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} [F(x)]^2 p(x) dx. \quad (10.74)$$

va korrelyatsiya funksiyasi:

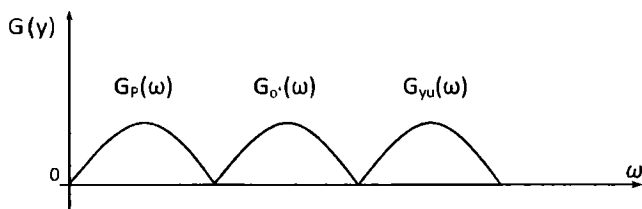
$$B_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(x_1) F(x_2) P(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (10.75)$$

shaklida aniqlanadi.

Chiqishidagi tasodifiy jarayon energetik spektri Viner-Xinchin ifodasi asosida tasodifiy jarayonning korrelyatsiya funksiyasi (10.75) orqali aniqlanadi, ya'ni

$$G_y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_y(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} [F(x_1) F(x_2) P(x_1, x_2)] e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (10.76)$$

Nochiziqli qurilma chiqishidagi signal spektri uning kirishidagi signal spektridan juda katta farq qiladi, chunki nochiziqli qurilmalarda chiqish spektri boyiydi, bunda kirish signali spektri tashkil etuvchilari garmonikalari va kombinasion tashkil etuvchilari paydo bo'ladi. Chiqish signali energetik spektri shartli ravishda uch guruhga bo'linadi (10.8-rasm), bular nisbatan past chastota, o'rtacha chastota va yuqori chastotasi tashkil etuvchilari.



10.8-rasm. Nochiziqli qurilma chiqishidagi tasodifiy signal energetik spektrlari

Agar nochiziqli qurilma tavsifi N va S signal bo'lsa, uning har bir qismi uchun chiqish jarayonlari alohida- alohida aniqlanadi. Agar kirish signali nochiziqli qurilma ikki turli qonuniyatga bo'ysunuvchi qismiga ta'sir etsa, u holda ularning asosiy qismi alohida aniqlanadi va chegaraviy qiymatlarning tahminiy tengligiga erishgan ularning aks ta'sirlari yig'indisi shaklida aniqlanadi, bu holda (10.72) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$P(y) = \sum_{k=1}^N P_k [F_k(y)] \frac{dF_k'(y)}{dy}. \quad (10.77)$$

Bunda nochiqliq qurilma tavsiflari alohida approksimatsiyalangan qismlari soni $F_k'(y)$ funksiya $F_k(y)$ funksiyaga teskari funksiya, ya'ni chiqish signali orqali kirish signallari ko'rsatkichlari aniqlanadi.

10.7. Signallarni geometrik shaklda tasvirlash

Uchta x_1, x_2, x_3 bir yagona vektorning uch o'lchamli fazada yagona bir vektorning koordinatalari deb tasavvur etish mumkin. Agar uzluksiz signalni $n=2TF$ – ta alohida tashkil etuvchilari bor deb tasavvur etsak va shunga o'hshash davomiyligi T_s , yuqori chastotasi F_{yu} ga teng uzluksiz signal ham Kotelnikov teoremasi asosida o'zining $n = T_s / \Delta t = 2T_s F_{yu}$ – ta bir-biriga qiymatlari bog'lanmagan tashkil etuvchilardan iborat deb tasavvur etsak u holda, bu signallarning har bir tashkil etuvchisini o'lchamli fazada alohida-alohida vektor deb hisoblash mumkin, signallarni n -o'lchamli fazada tasavvur qilish 2 va 3 o'lchamli fazada tasavvur qilishning umumlashgan shakli deb hisoblanadi.

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

$$d = \|\bar{x}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^n \bar{x}_k^2}. \quad (10.78)$$

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

$$d^2 = 2T_s F_s P = 2F_s E. \quad (10.78^1)$$

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

$$d(\bar{x}, \bar{y}) = |\bar{x} - \bar{y}| = \sqrt{\sum_{k=1}^n (x_k - y_k)^2}. \quad (10.79)$$

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

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \sum_{k=1}^n x_k y_k. \quad (10.80)$$

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

$$\cos \alpha = \frac{(\bar{x} \cdot \bar{y})}{\|\bar{x}\| \cdot \|\bar{y}\|} = \sum_{k=1}^n x_k y_k. \quad (10.81)$$

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

$$\|\bar{x}\| \cos \alpha = \frac{(\bar{x} \cdot \bar{y})}{\|\bar{y}\|}; \quad \|\bar{y}\| \cos \alpha = \frac{(\bar{x} \cdot \bar{y})}{\|\bar{x}\|}. \quad (10.82)$$

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

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \int_0^T x(t)y(t)dt. \quad (10.83)$$

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

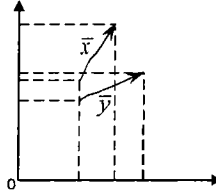
$$\|\bar{x}\| = \sqrt{\int_0^T x^2(t)dt}, \quad (10.84)$$

$$d(\bar{x}, \bar{y}) = \|\bar{x} - \bar{y}\| = \sqrt{\int_0^T [x(t) - y(t)]^2 dt}. \quad (10.85)$$

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

Davomiyliigi T_n ga va spektri F_n ga teng signallar o'lchamli fazada turli vektorlar shaklida tasavvur etiladi. Ikki signal orasidagi farq ularning vektorlari orasidagi masofalar farqi orqali aniqlanadi (10.9-rasm).

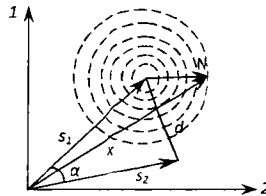
Ikki signal orasidagi masofa vektorlarining uzunligiga va ularning orasidagi burchak \cos bog'liq (10.81). Agar ikki vektor bir-biriga ortogonal bo'lsa, u holda $\pi/2$ bo'ladi va ular orasidagi korrelyatsiya funksiyasi nolga teng bo'ladi, ya'ni bog'liqlik bo'lmaydi.



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

Spektri kengligi foydali signal spektri kengligi bilan cheklangan xalaqit ham n -o'lchamli fazada vektor shaklida tasavvur etilishi mumkin (10.9-rasm). Bu holda xalaqit vektor joylashishi tasodifiy bo'lib, qiymati va yo'nalishi ham tasodifiy bo'ladi. Natijada signal vektori ohirida xalaqitlar sharsimon fazasi hosil bo'ladi. Bu sharsimon fazo shakli foydali signal va xalaqit vektorlari $\bar{x} = \bar{S} + \bar{N}$ qiymatlari ehtimolligi zichligiga bog'liq. Fluktuasion xalaqit uchun bu sharsimon fazo samarali radiusi $\sigma = \sqrt{2T_s F_s F_p}$ ga teng bo'ladi.

Aloqa tizimi orqali uzatilmagan habar $u(t)$ spektri chastotasi eng katta qiymati F_{yu} bilan cheklangan bo'lsa, uni m -o'lchamli fazada vektor shaklida ifoda etish mumkin, bunda $m = 2T_s F_{yu}$. 10.10-rasmda ikki boshqa-boshqa xabarlarga mos keluvchi u_1 va u_2 signallar ikki o'lchamli yassi fazoda joylashishi keltirilgan.



10.10-rasm. Signal va xalaqitning vektor diagrammasi

Ma'lumki, modulyatsiya natijasida nisbatan past chastotali u_1 va u_2 xabarlar modulyatsiya natijasida $s_1(t)$ va $s_2(t)$ ko'rinishini oldilar, natijada xabarlar fazosi u signallar fazosi s^f bilan almashadi. \bar{s}_1 va \bar{s}_2 vektorlar ko'rinishini oladi. Umuman olganda, modulyatsiya natijasida xabar n -o'lchamli fazoli signal m -o'lchamli fazoli signalni keltirib chiqaradi. Faqat bir mintaqali amplitudasi modulyatsiyalangan signallar uchun $n=m$, oddiy amplituda modulyatsiyasi natijasida signal ikki marta ko'p koordinatalarga ega bo'ladi, ya'ni $m=2n$. Chastota yoki fazasi modulyatsiyalangan signallar uchun $m \gg n$ bo'ladi. Bunda m ning n ga nisbati chastota yoki faza modulyatsiyasi koeffitsientiga bog'liq.

Foydali signalga halaqat qo'shilishi natijasida signallar fazosi $\bar{x} = \bar{S} + \bar{N}$ fazoga ay lanadi, natijada s_1 va s_2 signallar \bar{x}_1 va \bar{x}_2 vektorlar holatini egallaydi.

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

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

Qabul qilinayotgan \bar{x} hamma vaqt \bar{s}_1 vektori oxiriga yaqin bo'lsa $v_1 \approx u_1$ va s_1 vektor oxiriga yaqin bo'lsa $v_2 \approx u_2$ xabarni aks ettiruvchi qabul qilish qurilmasi yaratish mumkin. Bunday qabul qilish qurilmasi V.A. Kotelnikov nazariyasi bo'yicha ideal yoki optimal (o'ta ma'qul) qabul qilish qurilmasi deb ataladi. 10.10-rasmdan ko'rinadiki, \bar{s}_1 va \bar{s}_2 signal vektorlari orasidagi oraliq d qancha katta bo'lsa, optimal qabul qilishdagi xatolik shuncha kam bo'ladi. Bu masala aloqa kanalidagi xalaqit sathiga va foydalanilgan modulyatsiya turiga bog'liq bo'ladi.

10.8. Signallarning farqlanishi

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

$$s_1(t), s_2(t) \dots s_n(t) \quad (10.86)$$

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

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

$$d^2(S_i, S_j) = \int_0^T [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt. \quad (10.87)$$

Signallarni farqlanishi ulapr orasidagi masofa d to'liq tavsiflar beradi, d qancha katta bo'lsa farqlanish shuncha katta bo'ladi. (10.87) ifodadagi kvadrat qavsni ochib quyidagi ifodani olamiz:

$$d^2 = \int_0^T s_i^2(t) dt - 2 \int_0^T s_i(t) s_j(t) dt + \int_0^T s_j^2(t) dt. \quad (10.88)$$

(10.88) ifodaning o'ng tomonidagi birinchi va uchinchi tashkil etuvchilari $s_i(t)$ va $s_j(t)$ signallar energiyasiga teng, ikkinchi tashkil etuvchisi $s_i(t)$ va $s_j(t)$ signallar orasidagi o'zaro korrelyatsiya aniqlanadi. Agar $s_i(t)$ va $s_j(t)$ signallar energiyasi $E = \int_0^T s(t)dt$ ga teng deb hisoblab (10.88) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$d^2 = 2E - 2 \int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = 2E(1 - R_{ij}), \quad (10.89)$$

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

Shunday qilib, farqlanish signallar orasidagi o'zaro korrelyatsiya funksiyasi orqali to'liq baholanadi. Demak, signallar orasidagi masofa (10.87) d noldan farqlanishi ($d \neq 0$ bo'lishi) shart. Buning uchun:

$$\int_0^T [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt > 0 \quad (10.90)$$

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

$$2 \int_0^T s_i(t)s_j(t)dt < E_i + E_j \quad \text{va} \quad E_i = E_j \quad (10.91)$$

bo'lsa,

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt < E \quad (i \neq j) \quad (10.92)$$

bo'ladi.

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

$$\gamma = (1 - R_{ij}) \quad (10.93)$$

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

$$s_1(t) = -s_2(t) \quad (10.94)$$

sharti bajarilganda, farqlanish koeffitsienti $\gamma = 2$ bo'ladi. Qarama-qarshi signal sifatida fazasi manipulyatsiyalangan, fazasi siljishi $\Delta\varphi = \pi$ qaralishi mumkin.

Amplitudasi manipulyatsiyalangan signal uchun $\gamma = 1$ ga va chastotasi manipulyatsiyalangan signal uchun $\gamma = 1 + 2$ oralig'ida bo'ladi. Foydali signalga halaqat ta'siri natijasida farqlanish darajasi kamayadi, bu kamayish signal quvvatining xalaqit quvvatiga (S/X) nisbati $q = P_s / P_x$ ga bog'liq.

Nazorat savollari

1. *Ortogonal funksiya deb qanday funksiyalarga aytiladi?*
2. *Ortonormal funksiya deb qanday funksiyalarga aytiladi?*
3. *$s(t)$ signal uchun Fure umumlashgan qatori formulasini yozing.*
4. *Ortogonal funksiyalar koeffitsienti qanday aniqlanadi?*
5. *$s(t)$ signalni Fure qatori ini yozing. Fure qatori a_k, b_k va a_0 koeffitsientlari qanday aniqlanadi?*
6. *Fure to'g'ri va teskari o'zgartirishlari formulasini yozing.*
7. *$s(t)$ signal moduli va fazasi qanday aniqlanadi?*
8. *Energetik spektr nima?*
9. *Amplituda spektri nima?*
10. *Viner-Xinchin formulalarini yozing va ularning qanday bog'liqligini tushuntiring.*
11. *Energetik spektr va amplituda spektri bir-biri bilan qanday bog'lanishga ega?*
12. *Energetik spektr effekti v kengligini aniqlash formulasini yozing.*
13. *Kotelnikov teoremasini aytib bering.*
14. *Kotelnikov qatori formulasini yozing.*
15. *Diskretlash qadami qanday aniqlanadi?*
16. *$\sin x/x$ ko'rinishdagi funksiya grafigini yozing.*
17. *Ideal PChFning AChX va FChX tavsifini yozing.*
18. *Analitik signal deb qanday signalga aytiladi?*
19. *$s(t)$ va $s^*(t)$ ni o'zaro bog'lovchi Gilbert formulasini yozing.*
20. *Gilbert o'zgartirishining fizik ma'nosini tushuntirib bering.*
21. *Tasodifiy jarayon energetik spektrining chiziqli radioelektron qurilma chiqishidagi ifodasini keltiring.*
22. *Chiziqli radioelektron qurilma chiqishidagi funksional xalaqit quvvatini aniqlash formulasini yozing.*
23. *Chiziqli radioelektron qurilma impuls aks ta'siri va kompleks uzatish koeffitsienti oralg'ida qanday bog'lanish bor?*
24. *Chiziqli radioelektron qurilma effektiv o'tkazish polosasini aniqlash formulasini yozing.*
25. *Chiziqli radioelektron qurilma ga fluktuasion xalaqit ta'sir etsa, uning chiqishidagi signal qanday o'zgaradi?*

11. SIGNALLARGA ISHLOV BERISH ASOSLARI

11.1. Qabul qilish qurilmalarida signallarga ishlov berish

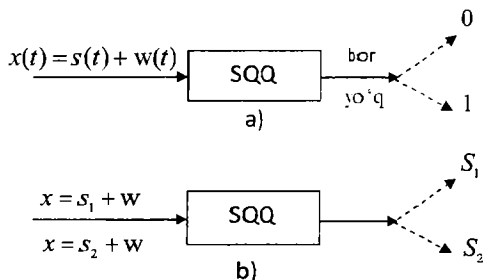
Signallarni qabul qilish tomonida odatda signallarni bir yoki bir necha asosiy ko'rsatkichlari avvaldan (apriori) ma'lum bo'lishi kerak. Masalan: chastotasi, modulyatsiya turi va x.k. Hamma ko'rsatkichlar avvaldan to'liq ma'lum signal hech qanday axborot tashimaydi, to'liq asosiy ko'rsatkichlari umuman noma'lum signallarni qabul qilib bo'lmaydi. Signalning avvaldan ma'lum ko'rsatkichlari uni signal xalaqit aralashmasidan ajratib olishni onsonlashtiradi, qabul qilish qurilmasi shunchalik mukammal bo'ladi.

Signalning uzatilgan axborotga mos ravishda o'zgaruvchi ko'rsatkichi uning axborot ko'rsatkichi deb ataladi. Signal ushbu ko'rsatkichning o'zgarishi qabullash tomonidan avvaldan (apriori) norma'lum bo'ladi.

Qabul qilish qurilmasi, uning oldiga qo'yilgan vazifaga qarab quyidagilardan iborat bo'ladi:

1. Signalni "bor" yoki "yo'q"ligini aniqlash;
2. Signallarni farqlash;
3. Signal asl shaklini tiklash.

Birinchi masala yechimi, qabul qilish qurilmasi kirishida ayni vaqtda foydali signal "bor"mi yoki "yo'q"mi degan savolga javob berishdan iborat. Ma'lumki qabullash qurilmasi (QQ) kirishida har onda: $x=s+w$ yoki $x=w$ bo'ladi. QQ ushbu $x(t)$ ga ishlov berib, uning tarkibida foydali signal bor yoki yo'qligini tahlil qiladi (11.1a-rasm). Agar QQ yordamida signal "bor" yoki "yo'q" degan qarorni qabul qilish mumki bo'lsa, u holda passiv pauzali aloqani, ya'ni amplituda manipulyatsiya yordamida xabar uzatishni tashkil etish mumkin. Agar QQ kirishidagi signalni tahlil qilib, shu onda uning kirishida $x=s_1+w$ yoki $x=s_2+w$ ikki signaldan qaysi biri borligini farqlasa, aktiv (faol) pauzali signal uzatishni amalga oshirish, ya'ni chastotasi yoki fazasi manipulyatsiyalangan signal yordamida xabar uzatish imkoniyati yaratiladi (11.1b-rasm).

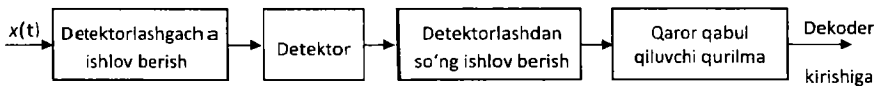


11.1-rasm. a) SQQning kirishida signal bor yoki yo'qligini aniqlashga oid chizma, b) SQQ kirishidaga signallarni bir-biridan farqlashga oid chizma

Agar QQ yordamida bir necha signallarni bir-biridan farqlash imkoniyati bo'lsa, ko'p kanalli aloqa tizimini shakillantirish mumkin.

Uchinchi vazifani bajarish, signallarni topish va signallarni farqlashga qaraganda ancha murakkab bo'lib, bunda QQ $x(t)=s(t)+w(t)$ ga ishlov berib, foydali signal $s(t)$ ga modulyatsiya natijasida kiritilgan xabar $u(t)$ dan iloji boricha kam farqlanuvchi $v(t)$ ni aks ettirishi kerak bo'ladi. Masalan: radioeshittirishda tovush tiklanishi; televideniya tasvir va tovush asl shakli tiklanishi kerak. Bunda $V(t) \neq U(t)$ notenglik qancha kichik bo'lsa, qayta tiklash shuncha sifatli hisoblanadi.

11.2-rasmda diskret signallarni qabullashda ularga ishlov berish bosqichlari funksional sxemasi keltirilgan.



11.2-pasm. Diskret signallarni qabullashda ularga ishlov berish bosqichlari funksional sxemasi

Bunda xalaqit ta'sirida buzilgan signal $x(t)$ detektorlashgacha ishlov berish, detektorlash, detektorlashdan so'nggi ishlov berish va nihoyat qaror qabul qilish qurilmasi chiqishida olingan diskret signallar ketma-ketligi dekodeer kirishiga beriladi va diskret xabar qayta tiklanadi. Qaror QQ qurilmasi ish sifatini kirishidagi signal xalaqit nisbatiga bog'liq. Signallarga ishlov berish ko'p hollarda u yoki bu usul yordamida filtrlashdan iborat. Signallarga ishlov berishda ularni kuchaytirish jarayoni ham amalga oshiriladi, chunki ko'pchilik funksional qurilmalar: detektorlar; qaror qabul qilish; analog signallarni raqamligaga aylantirish va raqamlini analogga aylantirish qurilmalari va x.k.

Radioeshittirish qurilmalarida ko'p hollarda signallarga detektorlarga ishlov berish yuqori chastota va oraliq chastota rezonansli kuchaytirgich, raqamli filtrlash orqali amalga oshiriladi. Detektorlardan so'nggi ishlov berish past chastotalar kuchaytirgichi yordamida amalga oshiriladi, qaror qabul qilish qurilmasi vazifasini radiokarnay yoki ovoz yozish qurilmasi bajaradi.

Raqamli (diskret) xabardarni uzatishda signallarga ishlov berish quyidagilardan iborat: filtrlash, korelyatsion ishlov berish, integrallash va foydali signal+xalaqitdan ma'lum bir vaqtda sinov olish.

Signaldan sinov olish $x(t)=s(t)+w(t)$ ga ishlov berishning oddiy turlaridan biri hisoblanadi va amalda keng foydalaniladi. Sinov olish usuli shundan iboratki, $x(t)$ dan uning eng ishonchli natija beruvchi (kam buzilgan) vaqtda sinov olinadi. Odatda diskret xabarlar tezligi ma'lum bo'lgani uchun elementar signalning vaqt bo'yicha o'rtasida sinov olinadi, chunki bu vaqtda qurilmadagi o'tish jarayoni asosan tugagan va elementlarning vaqt bo'yicha (oldiga, orqaga) turli sabablarga ko'ra siljishi bu qismiga deyarli ta'sir etmaydi. Sinov olish maxsus diskret xabar elementar signali davomiyligidan bir necha marotaba kam bo'lgan impuls yordamida amalga oshiriladi.

Diskret signallarga ishlov berishda filtrlash detektorlashgacha va detektorlashdan so'ng ham amalga oshiriladi. Signallarga integrallash usulida ishlov berishni uning qiymatini to'plash (yig'ish) yoki o'rtacha qiymatining aniqlash deb hisoblash mumkin. Umuman olganda har qanday ba'zi shartlar bajarilganda filtrlash signalni integrallash deb qaralishi mumkin. Chunki past chastotalar signalini filtrlash bir-biriga parallel ulangan kondensator C va qarshilik R ; yuqori chastotalar signalini integrallash parallel LC kontur yordamida amalga oshiriladi. Integrallash detektorlashgacha va undan keyin amalga oshirilishi mumkin. Signallarni qabul qilishda qo'llaniladigan detektorlar, detektorgacha va detektordan so'ng so'ng ishlov berish usullariga qarab quyidagi turlarga ajratiladi:

1. Kogerent;
2. Nokogerent;
3. Korrelyatsiya;
4. Nokorrelyatsiya.

11.2. Signal quvvatini to'plash (yig'ish) usuli

Signal quvvatini to'plash (yig'ish) usuli eng ko'p qo'llaniladigan va samarali yuqori usullardan biridir. Ushbu usulning asl ma'nosi quyidagidan iborat: uzatilayotgan xabar bir necha marta uzatilishi natijalari o'zaro taqqoslanadi va signal har bir uzatishda xalaqitlar ta'sirida turlicha buzulishligi e'tiborga olinib, uzatilgan xabar yuqori ishonchlikda tiklanadi.

Bunda eng oddiy misol tariqasida telefon orqali so'zlashganda, anglanmagan so'zlarni bir necha bor takrorlanishida asosiy maqsadni to'g'ri tushunishini keltirish mumkin.

Diskret raqamli xabarlarini uzatishda har bir kodlar kombinatsiyasi yoki noto'g'ri qabul qilingan (noto'g'ri so'zlar kombinatsiyasi) bir necha bor takrorlanishi natijasida to'g'ri qaror qabul qilinadi (albatta ma'lum bir ehtimollik bilan). Bunda 1 va 0 larning xalaqit ta'sirida teskarisiga o'zgarishi ehtimolligi bir hil deb hisoblab, qaror har bir ustunda 0 yoki 1 larning soni ko'pligi asosida qabul qilinadi.

Uzatilayotgan signalning n ta nushasini n ta alohida o'zaro bog'lanmagan aloqa kanallari orqali chastotalar va vaqt bo'yicha farqlash mumkin yoki boshqa bir usullar yordamida ham olish mumkin.

11.3. Signallarga ishlov berishda sinxron yig'ish usuli

Signallarga (signal+xalaqit) bu usulda ishlov berishda davomiyliги T_s ga teng diskret (raqamli) signallardan bir necha sinov olinadi. Har bir olingan sinovda xalaqitning xossasi bir-biriga bog'liq bo'lmaganligi uchun ularni to'plash (yig'ish) natijasida signal quvvatining xalaqitga nisbati oshishiga erishiladi. Ushbu usulning davomiyliги T_s ga teng bo'lgan signal $s(t)$ ga xalaqit $w(t)$ ta'sir etgan holat uchun ko'rib chiqamiz.

Signal va xalaqitning yig'indisi bo'lgan $x(t)$ dan n ta sinov olamiz:

$$x_1=s+w_1; x_2=s+w_2; x_3=s+w_3, \dots, x_n=s+w_n. \quad (11.1)$$

Natijada sinovlar yig'indisi

$$x = \sum_{k=1}^n x_k = \sum_{k=1}^n (s + w_k) = ns + \sum_{k=1}^n w_k = b + \xi. \quad (11.2)$$

Bunda, $b=ns$ – qurilma chiqishidagi foydali signal va $\sum_{k=1}^n w_k$ tasodifiy xalaqit. Sinxron yig'uvchi qurilma signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbati (S/X) quyidagicha aniqlanadi:

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D} = \frac{n^2 S^2}{D(w_k)} = \frac{n^2 S^2}{Dw_k} = \frac{n^2 S^2}{\sigma_x^2} = nq_{kir} \quad (11.3)$$

Bunda har bir sinov vaqtida xalaqitlarning qiymatlari o'zaro bog'liq emas va bir xil ehtimolika ega deb va qurilma kirishidagi signalning xalaqitga nisbati (S/X_1) ni $q_{kir} = \frac{S^2}{\sigma_x^2} = \frac{P_s}{P_x}$ deb hisoblaymiz.

Natijada sinxron yig'ish qurilmasi chiqishida signalning xalaqitga nisbati n marta oshadi. Buning fizik ma'nosi quyidagidan iborat, foydali signalning quvvati sinovlar soni n^2 marta oshadi (kuchlanishlar yig'iladi), xalaqit quvvati n ga proporsional bo'ladi. Agar xalaqitlarning sinov olingan vaqtlardagi qiymatlari bir-biri bilan bog'liq (korrelyatsiyaga ega) bo'lsa, u holda q_{chiq} kamayadi.

11.4. Signallarga integrallash (to'plash) usulida ishlov berish

Bu usuldan foydalanilganda davomiyligi T_s ga teng signaldan $x(t)=s+w(t)$ n ta sinov olish va ularni yig'ish o'rni uni $0 \div T_s$ davomida integrallaymiz:

$$y(t) = \int_0^T x(t)dt = \int_0^T [s + w(t)]dt = s \int_0^T dt + \int_0^T w(t)dt = b + \xi. \quad (11.4)$$

bunda b – integrallash qurilmasi chiqishidagi foydali signal quvvati, ξ – esa integrallash qurilmasi chiqishidagi tasodifiy xalaqit.

Integrallash qurilmasi chiqishidagi foydali signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbati $q_{chiq} = \frac{P_s}{P_x}$ ni aniqlash uchun dastlab tasodifiy xalaqit dispersiyasini topish kerak:

$$\begin{aligned} D\xi &= \left[\int_0^T w(t)dt \right]^2 = \left[\int_0^T \int_0^T w(t)w_1(t)dt dt_1 \right] = \\ &= \int_0^T dt \int_0^T \overline{w(t)w_1(t)}dt = \int_0^T dt \int_0^T B_w(t-t_1)dt, \end{aligned} \quad (11.5)$$

bunda, $B_w(t - t_1)$ – xalaqit korrelyatsiya funksiyasi. Agar xalaqit spektri keng polosada bir tekis bo'lsa, korrelyatsiya oralig'i $\Delta\tau \ll T$ bo'ladi va (11.5) formulardagi integral chegaralari $0 \div T$ ni 0 dan ∞ gacha bilan almashtirish mumkin, natijada quyidagi ifodani olamiz:

$$\int_0^T B_w(t - t_1) dt \approx \int_{-\infty}^{\infty} B_w(\tau) dt = 2 \int_0^{\infty} B_w(\tau) dt, \quad (11.6)$$

bunda, $\tau = t - t_1$ deb belgilangan. Xalaqitning korrelyatsiya oralig'ini aniqlaymiz:

$$\Delta\tau = \frac{1}{B(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) dt = \frac{G(0)}{B(0)}, \quad (11.7)$$

Spektri kengligi F ma'lum signal yoki xalaqit uchun korrelyatsiya oralig'i $\Delta\tau = \frac{1}{2F}$ va $B(0) = G(0)2F$ ga teng bo'lib, natijada

$$D\xi = B(0)\Delta\tau \cdot T = B_0 \cdot \frac{T}{2F} \quad (11.8)$$

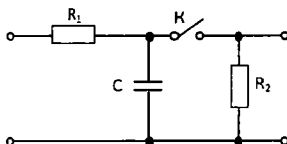
ifodani olamiz.

Integrallash qurilmasi chiqishidagi signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbatini aniqlaymiz:

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{S^2 T^2}{B(0)\Delta\tau T} = \frac{T}{\Delta\tau} q_{kir} = 2TF q_{kir}. \quad (11.9)$$

Shunday qilib, integrallash qurilmasi chiqishidagi S/X nisbati kirishidagidan $2TF$ marta katta. Shuni ta'kidlash kerakki, bunda $2TF = n$ xalaqitning bir-biriga bog'liq bo'lmagan tashkil etuvchilari soni. (11.3) va (11.9) ifodalarni taqqoslash, sinxron yig'ish va integrallash usullari bir xil natija beradi, ammo sinxron yig'ishni amalga oshirish integrallash usuligi nisbatan ancha murakkab.

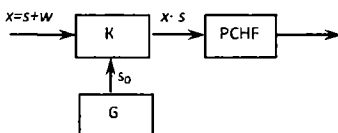
Diskret signallarni detektordan so'ng integrallashda RC zanjirdan foydalaniladi, bu RC zanjir diskret signal davomiyligi T_s vaqt oralig'ida zaryadlanadi va $t = T_s$ vatta sinxron R_2 orqali zaryadsizlanadi (11.3-rasm). Zaryadlanish oxiri T_s vaqtda integratordagi kuchlanish kirishidagi foydali signal $s(t)$ dan olingan integralga proporsional bo'ladi. Detektorlashgachi integrallash parallel LC tebranish konturi yordamida amalga oshiriladi.



11.3-rasm. Diskret signallarni detektordan so'ng integrallashda foydalaniladigan RC zanjir

11.5. Signalni kogerent va nokogerent qabullash

Signallarni kogerent qabullash qurilmasining umumlashgan strukturaviy (arkibiy) sxemasi 11.4-rasmda keltirilgan bo'lib, u kirish signali x ni generator (G) ishlab chiqarilgan foydali signal nusxasi S_0 bilan ko'paytirgich (K) dan va past chastotalar filtridan iborat. Agar kirishdagi foydali signal chastotasi va fazasi ma'lum bo'lsa, bunday qabullash qurilmasida sinxron detektordan foydalanish mumkin. Past chastotalar filtri integrator vazifasini bajaradi, uning chiqishidagi kuchlanish uzatuvchisi kirishidagi yuqori chastotali signal o'rovchisi shaklini takrorlaydi.



11.4-rasm. Signallarni kogerent qabullash qurilmasining umumlashgan strukturaviy sxemasi

Nokogerent qabullashda qabullash tomonida qabullanayotgan signal fazasi avvaldan (apriori) ma'lum bo'lmaydi, shuning uchun sinxron detektorlash usulidan foydalanib bo'lmaydi, oddiy amplituda detektoridan foydalaniladi.

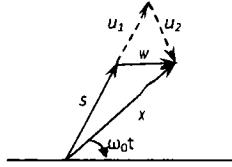
Qabullash qurilmasiga foydali garmonik shakldagi signal $s(t) = A_0 \cos \omega t$ va xalaqit $w(t)$ ta'sir etmoqda deb hisoblaymiz. Bunda xalaqitning spektri foydali signal o'rtacha chastotasi atrofida simmetrik joylashgan bo'ladi, uni kvazigarmonik ko'rinishga ega deb hisoblash mumkin, ya'ni:

$$w(t) = U_1 \cos \omega_0 t + U_2 \cos \omega_0 t = U \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (11.10)$$

bunda U_1 va U_2 dispersiyalari $\sigma_x^2 = \overline{U_1^2(t)} = \overline{U_2^2(t)} = N_0 F$ normal taqsimot qonuniga bo'yisunuvchi tasodifiy jarayon bo'lib, xalaqit spektri quvvati zichligi, N_0 – xalaqit spektri quvvati zichligi, F – xalaqit spektri effektiv kengligi. Signal va xalaqit yig'indisi quyidagiga teng:

$$x(t) = s(t) + w(t) = (A_0 + U_1) \cos \omega_0 t + U_2 \cos \omega_0 t. \quad (11.11)$$

(11.11) ifodaning vektor diagrammasi 11.5-rasmda keltirilgan. 11.5-rasmdan ko'rinadiki xalaqit $w(t)$ foydali signal $s(t)$ ga nisbatan ikki tashkil etuvchi, ikki kvadratik tashkil etuvchidan: sinxron U_1 va ortogonal U_2 tashkil etuvchilardan iborat. Foydali signalni sinxron qabullashda xalaqitning faqat sinfazali (fazasi mos) tashkil etuvchisi detektorga ta'sir qiladi. Bunda xalaqit kvadratik tashkil etuvchisi U^2 detektorga ta'sir etmaydi. Bu usul bilan qabullashda xatolik xalaqit sinxron tashkil etuvchisi amplitudasi tasodifiy ravishda normal taqsimot qonuni asosida o'zgarishi natijasida hosil bo'ladi.



11.5-rasm. Signallarning vektor diagrammasi

Signal $x(t) = s(t) + w(t)$ ni nokogerent qabul qilishda xalaqitning har ikki U_1 va U_2 tashkil etuvchisi foydali signal $s(t)$ ga ta'sir qiladi. Detektor chiqishida $x(t) = s(t) + w(t)$ signal o'rovchisiga mos kuchlanish hosil bo'ladi. Bunda xatolik $x(t) = s(t) + w(t)$ ning Rele umumlashtirilgan qonuni asosida tasodifiy o'zgaruvchi o'rovchisi $u(t)$ qiymatlariga bog'liq.

Foydali signal va xalaqit yig'indisini kvadratik rejimda ishlovchi detektor yordamida detektorlashni ko'rib chiqamiz. Detektorning berilgan $y = f(x)$ tavsifi asosida u orqali o'tuvchi (tok yoki kuchlanishning) o'rtacha qiymati $\overline{y(t)}$ ni aniqlaymiz:

$$\overline{y(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} F(s + w)P(w)dw. \quad (11.12)$$

Chiqish signali doimiy tashkil etuvchisini topish uchun $\overline{y(t)}$ ni vaqt bo'yicha o'rtacha qiymatini aniqlaymiz:

$$y_0 = \overline{y(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} F(s + \overline{w})P(w)dw. \quad (11.13)$$

Detektor chiqishidagi signalning fluktuatsion tashkil etuvchisi $\xi = y - \overline{y}$, doimiy o'zgaruvchan tashkil etuvchisi $b = y - y_0$ ga teng bo'lib, detektor chiqishidagi foydali signal deb b ning past chastotali tashkil etuvchisi yoki detektor kirishiga signal berilganda uning doimiy tashkil etuvchisining o'zgarishi tushuniladi. Shunday qilib detektor chiqishidagi signalni quyidagi yig'indi sifatida ifodalash mumkin:

$$y = y_0 + b + \xi. \quad (11.14)$$

(11.14) ifoda birinchi tashkil etuvchisi y_0 – chiqish signali doimiy tashkil etuvchisi; ikkinchisi b – davriy tashkil etuvchisi (foydali signal) va nihoyat uchinchisi ξ – detektor chiqishidagi xalaqit.

Detektor chiqishida foydali signalni xalaqit dispersiya $D\xi$ ga nisbati shaklida aniqlaymiz:

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi}. \quad (11.15)$$

Detektorning tavsifini $y = f(x^2)$ shaklida, ya'ni $x(t) = s(t) + w(t)$ detektor nochiziqli elementini boshlang'ich qismiga ta'sir etadi deb hisoblaymiz va uning chiqishidagi $y(t)$ ni aniqlaymiz:

$$\begin{aligned} y(t) &= [s(t) + w(t)]^2 = \{A_0 \cos \omega_0 t + U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]\}^2 = \\ &= A_0^2 \cos^2 \omega_0 t + A_0 U(t) \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + A_0 U(t) \cos \varphi(t) + \\ &+ U^2(t) \cos^2[\omega_0 t + \varphi(t)] = \frac{A_0^2}{2} + \frac{A_0^2}{2} \cos 2\omega_0 t + A_0 U(t) \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + \\ &+ A_0 U(t) \cos \varphi(t) + \frac{U^2(t)}{2} + \frac{U^2(t)}{2} \cos[2\omega_0 t + 2\varphi(t)] = y_{pch}(t) + y_{yuch}(t). \end{aligned} \quad (11.16)$$

Chiqish signali y_{yuch} tashkil etuvchilari past chastotalar filtridan o'tmaydi, natijada past chastotalar filtri chiqishida quyidagi signalni olamiz:

$$y_{pch}(t) = \frac{A_0^2}{2} + \frac{U^2(t)}{2} + A_0 U(t) \cos \varphi(t). \quad (11.17)$$

(11.17) ifodaning birinchi tashkil etuvchisi $\frac{A_0^2}{2} = b$ foydali signal; ikkinchi va uchinchi $\xi = \frac{U^2(t)}{2} + A_0 U(t) \cos \varphi(t)$ – detektor chiqishidagi xalaqit. Detektor chiqishidagi xalaqit dispersiyasini aniqlaymiz:

$$\Delta \xi = (\xi - \bar{\xi})^2 = \sigma_x^2 + A_0^2 \sigma_x^2. \quad (11.18)$$

(11.18) ifodani olishda $U^2(t) = 2\sigma_x^2$ va $U(t) \cos \varphi(t) = 0$ ekanligi e'tiborga olingan.

Kvadratik rejimda ishlovchi amplituda detektori chiqishidagi signal quvvatining xalaqit quvvatiga nisbati quyidagiga teng:

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{A_0^4}{4(\sigma_x^4 + A_0^2 \sigma_x^2)} = \frac{q_k^2}{1 + 2q_k}, \quad (11.19)$$

bunda, $q_k = A_0^2 / 2 \sigma_x^2$ – kirishdagi signal quvvatining xalaqit quvvatigi nisbati.

Agar detektor kirishida S/X nisbati $q_k \gg 1$ bo'lsa, $q_{ch} = \frac{1}{2} q_k$, nisbat $\frac{q_{ch}}{q_k} = 0.5$ ikki marta kamayadi $q_k \ll 1$ bo'lsa, $q_{ch} \approx q_k^2$ bo'ladi. Misol uchun kirish signali nisbatan kuchsiz va $q_k = 10$ bo'lsa, $q_{ch} = 5$ bo'ladi va $q_k = 0,1$ bo'lsa, $q_{ch} = 0,01$ ga teng bo'ladi. Detektorning bu ish rejimida kuchsiz signal xalaqit ta'sirida urning chiqishida yana ham kuchsizlanadi.

11.6. Signalni kogerent qabullash

Signal va xalaqitni kogerent (sinxron) qadul qilishda tayanch generator ishlab chiqarayotgan signal $s_0(t)$ fodalni signal $s(t)$ ga chastotasi va fazasi bo'yicha mos kelishi kerak. Detektor chiqishida kirish signali $x(t)$ va tayanch generatori signali $s_0(t)$ ko'paytmasi hosil bo'ladi, ya'ni

$$y(t) = x(t) \cdot s_0(t) \quad (11.20)$$

(11.20) ifodadagi kirish signali va $s_0(t) = B_0 \cos \omega_0 t$ larni kiritib quyidagiga ega bo'lamiz:

$$\begin{aligned} y(t) &= \{A_0 \cos \omega_0 t + U \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]\} B_0 \cos \omega_0 t = A_0 B_0 \cos^2 \omega_0 t + \\ &+ B_0 U \cos \omega_0 t \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{A_0 B_0}{2} \cos 2\omega_0 t + \\ &+ \frac{B_0 U}{2} \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + \frac{B_0 U}{2} \cos \varphi(t) = y_{pch}(t) + y_{yuch}(t). \end{aligned} \quad (11.21)$$

(11.21) ifodadan past chastotali tashkil etuvchilarni ajratib olamiz:

$$y_{pch}(t) = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{B_0 U}{2} \cos \varphi(t) = b + \xi, \quad (11.22)$$

bunda, $b = \frac{A_0 B_0}{2}$ – chiqishdagi signal foydali tashkil etuvchisi; $\xi = \frac{B_0 U}{2} \cos \varphi(t)$ – chiqish signali tarkibidagi xalaqit.

Xalaqit ξ dispersiyasi $D\xi$ ni aniqlaymiz:

$$D\xi = \frac{1}{4} \overline{B_0^2 U^2 \cos^2 \varphi(t)} = \frac{1}{8} B_0^2 \overline{U^2} = \frac{1}{4} B_0^2 \sigma_x^2. \quad (11.23)$$

Detektor chiqishidagi signal quvvatini xalaqit quvvatiga nisbatini aniqlaymiz:

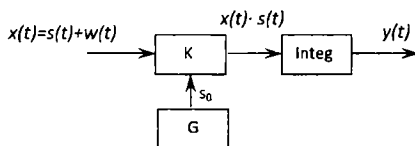
$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{A_1^2}{\sigma_n^2} = 2q_k. \quad (11.24)$$

Kogerent (sinxron) detektor chiqishida q_{chiq} kirishdagidan 2 marta katta bo'lib, kirishdagi signal $x(t)$ sathiga bog'liq emas, foydali signal xalaqit ta'sirida susaymaydi. Kogerent qabul qilish yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi.

Yuqorida olingan natijalar foydali signal $s(t)$ garmonik shaklida xalaqit olingan bo'lib, uning natijalari modulyatsiyalangan (manipulyatsiyalangan) uchun ham taaluqlidir.

11.7. Signalni korrelyatsion usulda qabullash

Korrelyatsion qabullash qurilmasi stukturaviy sxemasi 11.6-rasmda keltirilgan bo'lib, u tayanch signali generatori G , kirish signali $x(t)$ tayanch generatori signali $s_0(t)$ ko'paytirish va integratordan iborat.



11.6-rasm. Korrelyatsion qabullash qurilmasi stukturaviy sxemasi

Signalni korrelyatsion qabul qilishda ma'lum bir vaqt T da $x(t)$ va $s_0(t)$ signallar o'zaro korrelyatsiyasi $y(T)$ o'lchanadi. Agar foydali signal $s(t)$ tayanch signalga to'liq o'xshash bo'lsa, unda o'zaro korrelyatsiani quyidagicha ifodalash mumkin:

$$y(T) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) s(t) dt + j \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \hat{s}(t) dt, \quad (11.25)$$

bunda, $\dot{x}(t)$ va $\dot{s}(t)$ – analitik signal $x(t)$ va $s(t)$ ga mos bo'lib, $\hat{s}(t)$ funksiya $s(t)$ bilan kompleks moslashgan signal.

Chiqish signalini ro'yxatga olish usuliga qarab korrelyatsion qabullash kogerent va nokogerent bo'lishi mumkin. Kogerent qabulda ma'lum vaqt T da $\dot{y}(t)$ funksiyaning haqiqiy qiymati hisoblanadi, ya'ni:

$$Re \dot{Y}(t) = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) s(t) dt, \quad (11.26)$$

Nokogerent qabulda $\dot{Y}(t)$ funksiyaning moduli hisoblanadi, ya'ni:

$$|\dot{Y}(t)| = \frac{1}{T} \left| \int_0^T \dot{x} \dot{s} x(t) dt \right| = \sqrt{\left[\int_0^T x(t) s(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^T x(t) \hat{s}(t) dt \right]^2}. \quad (11.27)$$

Korrelyatsion qabullash qurilmasi chiqishidagi signal haqiqiy qiymatini ikki tashkil etuvchi yig'indisi shaklida ifodalaymiz,

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) s(t) dt = b + \xi, \quad (11.28)$$

bunda, $b = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt = P_s$ – foydali signal; $\xi = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) w(t) dt$ – qabullash qurilmasi chiqishidagi signal haqiqiy qiymatini dispersiyasini aniqlaymiz:

$$D\xi = \left[\frac{1}{T} \int_0^T s(t)w(t)dt \right]^2 = \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T s(t)s(t_1)w(t)w(t_1)dt dt_1 =$$

$$= \frac{1}{T^2} \int_0^T s(t)dt \int_0^T s(t_1)w(t)w(t_1)dt_1 = \frac{1}{T^2} \int_0^T s^2(t)dt \int_0^T B_w(t-t_1)dt. \quad (11.29)$$

Agar xalaqit spektri foydali signal spektridan ancha keng bo'lsa, $\Delta\tau$ – korrelyatsiya intervali juda kichik bo'ladi va bu vaqt ichida signal qiymati deyarli o'zgarmay qoladi. Shuni e'tiborga olib (11.29) ifodani quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$D\xi \approx \frac{1}{T^2} \int_0^T s^2(t)dt \int_0^T B_w(t-t_1)dt \approx \frac{\Delta\tau}{T} P_s P_x, \quad (11.30)$$

bunda $P_x = B_w(0)$ – qabullash qurilmasi kirishidagi xalaqit quvvati.

Signalni korrelyatsion kogerent qabul qilinganda uning chiqishidagi S/X– nisbati quyidagicha aniqlanadi:

$$q_{ch} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{T}{\Delta\tau} q_k \approx 2T F_x q_k. \quad (11.31)$$

Signalni korrelyatsion nokogerent qabul qilinganda uning chiqishidagi S/X– nisbati quyidagiga teng bo'ladi:

$$q_{ch} = \frac{b^2}{2D\xi} = \frac{T}{2\Delta\tau} q_k \approx T F_x q_k. \quad (11.32)$$

Nokogerent ishlov berishda xalaqitning har ikki fazasi mos va ortogonal tashkil etuvchisi foydali signalga ta'sir qiladi. Xalaqitbardoshlikni, kogerent ishlov berishga qaraganda ikki marotaba kamaytiradi. Signalni korrelyatsion qabul qilish integrallash usulini har qanday shakldagi signallarga qo'llashning umumlashgan usuli deb hisoblash mumkin.

11.8. Signallarni avtokorrelyatsion usulda qabullash

Signallarni avtokorrelyatsion qabullash qurilmasi (11.7-rasm) kirish signali $x(t)$ ni uning τ vaqtga kechiktirilgan qiymati $x(t-\tau)$ ga ko'paytirgich (X), $x(t)$ signalni $\Delta\tau$ vaqtga kechiktirgich (K) va integratordan iborat. Bu usulda kechiktirilgan signal $x(t-\tau)$ tayanch signali vazifasini bajaradi.

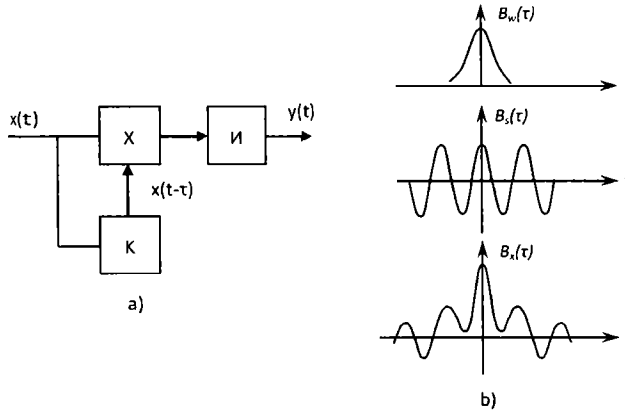
Avtokorrelyatsion qabullashda $x(t)$ va $x(t-\tau)$ signallar ko'paytmasidan integral olinadi, ya'ni:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t-\tau)dt = \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) + w(t)][s(t-\tau) + w(t-\tau)]dt. \quad (11.33)$$

(11.33) ifodadagi kvadrat qavslarni ochib, quyidagi natijani olamiz, bunda $\tau \ll T$ deb hisoblaymiz:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)s(t-\tau)dt + \frac{1}{T} \int_0^T s(t)w(t-\tau)dt + \frac{1}{T} \int_0^T w(t)s(t-\tau)dt + \frac{1}{T} \int_0^T w(t)w(t-\tau)dt = B_{ss}(\tau) + B_{sw}(\tau) + B_{ws}(\tau) + B_{ww}(\tau) = b + \xi, \quad (11.34)$$

bunda, $\tau \rightarrow 0$ holatda $B_{ss}(0)$ – foydali signal quvvati, $B_{ww}(0)$ – xalaqit quvvati, $B_{sw}(0)$ va $B_{ws}(0)$ lar foydali signal va xalaqitlar o‘zaro bog‘liq bo‘lmaganliklari uchun o‘zaro korrelyatsion funksiyalari nolga teng bo‘ladi.



11.7-rasm. Signallarni avtokorrelyatsion qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi (a) va vaqt diagrammalari (b)

Avtokorrelyatsion qabullagich chiqishidagi S/X nisbati bo‘lganda korrelyatsion qabullash qurilmasi chiqishidagiga yaqinlashadi. Kirishda $q_{ch} \ll 1$ bo‘lsa, avtokorrelyatsion qabullash qurilmasi chiqishidagi S/X nisbati kvadratik detektorli qabullash qurilmasi chiqishidagi S/X nisbatiga yaqinlashadi. Avtokorrelyatsion usulda signal qabullashning korrelyatsion qabullash usuliga nisbatan xalaqitbardoshligi kamligi avtokorrelyatsion qabulda tayanch signali sifatida tarkibida xalaqit bor $x(t-\tau)$ signalidan foydalanishidir. Lekin avtokorrelyatsion qabullash usulidan qabul qilinadigan signal fazasi haqida avvaldan ma’lumot bo‘lmagan holda ham foydalanish mumkin.

Misol tariqasida garmonik tebranish shaklidagi foydali signal $s(t)$ va fluktuatsion xalaqit $w(t)$ yig‘indisi $x(t) = s(t) + w(t)$ ni avtokorrelyatsion qabullashni ko‘rib chiqamiz.

Ushbu $x(t) = s(t) + w(t)$ signal korrelyatsion funksiya quyidagiga teng:

$$\begin{aligned} B_x \tau &= [s(t) + w(t)][s(t-\tau) + w(t-\tau)] = \\ &= B_{ss}(\tau) + B_{sw}(\tau) + B_{ws}(\tau) + B_{ww}(\tau). \end{aligned} \quad (11.35)$$

Foydali signal va xalaqit o'zaro mustaqilligi, bir-biriga bog'liq emasligini e'tiborga olsak:

$$B_{xx}(\tau) = B_{ss}(\tau) + B_{ww}(\tau). \quad (11.36)$$

Xalaqitning korrelyatsiya funksiyasi $\tau > \Delta\tau$ (korrelyatsiya oralig'i) holda asta-sekin nolga intiladi. Davriy signal $s(t)$ ning korrelyatsiya funksiyasi ham davriy bo'lib, uning takrorlanish davri signal $s(t)$ davriga teng bo'ladi. Yuqoridagilarni e'tiborga olib (11.36) ifodani chizma shaklida ifodalaymiz (11.7-rasm).

11.9. Signalni moslashgan filtrlar orqali qabullash

Ko'p hollarda signalni qabul qilishda signallarni shakli avvaldan ma'lum, ammo kuzatilayotgan onda signallarning qaysi biri qabullash qurilmasiga ta'sir etayotganligi noma'lum. Shakli avvaldan ma'lum signallarga: raqamli signallar: shu jumladan IKM signallari; radiolokatsiya signallari; kodlangan signallar va x.k. lar misol bo'ladi. Signallarni moslashgan filtrlar orqali qabullashdagi asosiy ko'rsatkich filtr chiqishidagi S/X nisbatining kirishidagiga nisbatan kattalashishidir. Kirishdagi S/X nisbati berilganda o'zining chiqishida hamma boshqa filtrlarga qaraganda eng yuqori S/X nisbatini ta'minlovchi filtr optimal (mutanosib) moslashgan filt deb ataladi.

Filtr kirishiga signal $s(t)$ va xalaqit $w(t)$ yig'indisi $x(t)=s(t)+w(t)$ ta'sir etadi. Foydali signal shakli vaavldan ma'lum, tasodifiy emas deb hisoblaymiz va uning spektri zichligini quyidagicha ifodalaymiz:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt = S(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (11.37)$$

bunda, $S(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ – signal amplituda va faza spektri.

Xalaqitni “oq shovqin” tasodifiy stasionar jarayon deb hisoblaymiz, uning energetik spektri $G(\omega) = N_0 / 2$ deb hisoblaymiz.

Chiziqli filtning kompleks uzatish koeffitsienti $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ orqali aniqlanadi, bunda $K(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ filtrning amplituda chastota va faza chastota tavsifi. Filtr chiqishidagi $y(t)$ ham foydali $y_s(t)$ va xalaqit $y_x(t)$ dan tashkil topgan bo'ladi, ya'ni:

$$y(t) = y_s(t) + y_x(t). \quad (11.38)$$

Filtr chiqishidagi foydali signalni quyidagicha ifodalaymiz:

$$y_s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(\omega)e^{j[\varphi(\omega) - \Psi(\omega) - \omega t]} d\omega. \quad (11.39)$$

Ma'lum bir t_0 vaqtda $y_s(t)$ o'zining eng katta qiymatiga erishadi, ya'ni:

$$P_{s, \max} = |y_s(t_0)|^2 = \frac{1}{4\pi^2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2. \quad (11.40)$$

Xalaqit quvvati esa quyidagiga teng bo'ladi:

$$P_x = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega. \quad (11.41)$$

Filtr chiqishida t_0 ondagi signal quvvatining xalaqitga nisbatini aniqlaymiz:

$$q_{ch} = \frac{P_{s, \max}}{P_x} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (11.42)$$

Endi, o'zining chiqishida S/X nisbatining eng maksimal qiymatini ta'minlovchi filtrning kompleks uzatish koeffitsientini aniqlaymiz. Buning uchun (11.42) ifodaga Buyakovskiy-Shvars tengsizligini qo'llab, q_{ch} uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$q_{ch} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega. \quad (11.43)$$

Shunday qilib, filtrning har qanday xarakteristikasi $K(j\omega)$ da uning chiqishidagi S/X maksimal qiymatidan katta bo'lmaydi, ya'ni:

$$q_{ch, \max} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{2E}{N_0}, \quad (11.44)$$

bunda, E – foydali signal to'liq energiyasi.

Filtr chiqishidagi q_{ch} o'zining maksimal qiymatiga quyidagi shart bajarilganda erishadi:

$$K(j\omega) = CS(-j\omega)e^{j\omega t_0} = CS(\omega)e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}, \quad (11.45)$$

bunda, $S(-j\omega) = S(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$ – signal spektri $S(j\omega)$ bilan kompleks moslashgan funktsiya, C – o'zgarmas kattalik.

(11.45) ifodani ikkiga bo'lib, alohida-alohida holga keltirishimiz mumkin:

$$K(\omega) = CS(\omega), \quad \Psi(\omega) = -[\varphi(\omega) + \omega t_0]. \quad (11.46)$$

(11.46) dan moslashgan filtr amplituda-chastota tavsifi signal amplituda spektri bilan, faza-chastota tavsifi signal faza-chastota tavsifi bilan va ωt_0 ning chiziqli funktsiyasi bilan doimiy kattalik "S" gacha aniqlikda bir-biriga teng bo'ladi. Shunday qilib, optimal filtrning chastota tavsifi signalning spektri orqali aniqlanadi, u bilan moslashgan bo'lishi kerak. Shuning uchun bunday filtrlar moslashgan filtrlar deb ataladi.

Signalning filtr chiqishidagi fazasini aniqlaymiz:

$$\theta(t) = \omega t + \varphi(\omega) + \Psi(\omega) = \omega t + \varphi(\omega) - \varphi(\omega) - \omega t_0 = \omega(t - t_0), \quad (11.47)$$

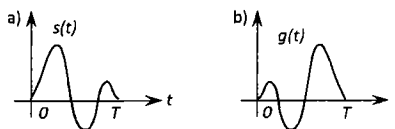
bunda, $(t - t_0)$ vaqtda $\theta = 0$ bo'ladi, ya'ni t_0 vaqtda signalning hamma garmonik tashkil etuvchilari bir xil faza bilan arifmetik yig'indi va ushbu vaqtda eng maksimal qiymatga ega bo'ladi.

Xalaqit spektri tashkil etuvchilari filtr chiqishidagi tasodifiy fazalarga ega bo'lgani uchun algebraik qo'shiladi. Natijada filtr chiqishida S/X nisbati maksimallashadi.

Fure o'zgartirishi yordamida moslashgan filtrning impuls aks ta'sirini aniqlaymiz:

$$q(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(-j\omega)e^{-j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = CS(t_0 - t), \quad (11.48)$$

Moslashgan filtrning impuls aks ta'siri, unga ta'sir etgan signalning "S" o'lchamdagi unga nisbatan oynadagi tasviriga mos keladi. 11.8-rasmda $S=1$ qilib olingan.



11.8-rasm. Moslashgan filtrning impuls aks ta'siri

11.8-rasmdan ko'rinadiki, qarir qabul qilish qurilmasi kirishiga moslashgan filtr chiqishidagi signal $t_0 = \tau$ vaqtda beriladi va ro'yxatdan o'tadi.

Moslashgan filtr kirish signalining chiqishida eng katta quvvat beradiganlarini spektr tashkil etuvchilarini maksimal o'tkazadi va spektrdagi xalaqit katta tashkil etuvchilari o'tkazilmaydi, filtr chiqishida signal shakli o'zgaradi, bu uning kamchiligi emas, chunki moslashgan filtrning vazifasi chiqishda S/X nisbatini ko'paytirishdan iborat.

Moslashgan filtr chiqishida t ondagi kuchlanish Dyumen integrali asosida quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)s(t_0-z)dz = CB_{ss}(\tau), \quad (11.49)$$

bunda $\tau = t - t_0$.

(11.49) ifodadan, moslashgan filtr chiqishidagi kuchlanish qabul qilish $x(t)$ va uzatilgan signal $s(t)$ o'zaro korrelyatsiya funksiyasiga proporsional. Bu nuqtai nazardan moslashgan filtrni korrelyator deb hisoblash mumkin.

Agar kirish signali $x(t)$ tarkibida xalaqit $w(t)$ bo'lmasa, uning chiqishidagi signal quyidagiga teng bo'ladi:

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)s(t_0-z)dz = CB_{ss}(\tau). \quad (11.50)$$

Bu holda chiqishdagi signal doimiy ko'paytma "S" gacha aniqlikda kirish signali $s(t)$ avtokorrelyatsion funksiyasiga mos keladi. Agar $t-t_0=0$ deb olsak, u holda $B_{ss}(0)$ signal energiyasi E ga teng bo'ladi, natijada filtr chiqishidagi signal maksimal qiymati:

$$s_{ch}(t_0) = CB_{ss}(0) = CE. \quad (11.51)$$

Filtr chiqishidagi signal davomiyligi korrelyatsiya oralig'i $\Delta\tau$ orqali aniqlanadi. Qabul qilinayotgan signal turiga qarab $\Delta\tau \leq T$ bo'lishi mumkin (T – signal davomiyligi). $\Delta\tau < T$ bo'lganda signalni siqish imkoni paydo bo'ladi. Shovqinsimon signal uchun $\Delta\tau \approx \frac{1}{2F}$ bo'lib, siqish koeffitsienti signal bazasi

$$s_{ch}(\tau_0) = CB_{ss}(\mathbf{0}) = CE \quad (11.52)$$

ga teng bo'ladi.

11.10. Moslashgan filtrning asosiy xossalari

1. Har bir signal shakli uchun u bilan moslashgan yagona filtr mavjud bo'lib, ushbu filtr chiqishida SX eng maksimal qiymatiga erishiladi. Uning qiymati $q = \frac{2E}{N_0}$ ga teng.

2. Moslashgan filtr ish xolati uning kirishiga signal berilish vaqtiga bog'liq emas (invariant). Filtr uchun signalning qaysi vaqtda uning kirishiga farq qilmaydi. Moslashgan filtrdan farqliroq korrelyator ish xolati signalning uning kirishiga qaysi vaqtda berilishiga bog'liq, uning uchun sinxronizatsiya aniq bajarilishi kerak.

3. Moslashgan filtr va korrelyator chiqishidagi kuchlanish bir-biriga diskret elementar signal tugash vaqti T da bir xil bo'ladi.

4. Moslashgan filtr kirish signali $x(t)$ va o'zining yagona signali $s(t)$ ga impuls aks ta'siri orasidagi o'zaro korrelyatsiyani hisoblaydi. Yagona bir holda $x(t)$ tarkibida filtr moslashgan signal $s(t)$ bo'lgan taqdirdagina o'z chiqishida eng katta kuchlanishni hosil qiladi.

5. Moslashgan filtr signal qabul qilishda bir vaqtning o'zida korrelyatoridagi uchta vazifani bajaradi: tayanch signali generatori, ko'paytirgich va integrator vazifasini bajaradi.

Misol tariqasida to'g'ri to'rtburchak shaklidagi impulsli optimal qabul qiluvchi moslashgan filtrni sintez qilamiz.

Berilgan signal

$$\begin{aligned} s(t) &= A, \text{ agar } 0 \leq t \leq T; \\ s(t) &= 0, \text{ agar } t < 0 \text{ bo'lsa.} \end{aligned} \quad (11.53)$$

(11.53) formula bilan ifodalangan impuls amplituda spektri $S(j\omega) = \frac{A}{j\omega} (1 - e^{j\omega T})$. Ushbu signal bilan moslashgan filtrning uzatish kompleks koeffitsienti,

$$K(j\omega) = C \frac{A}{j\omega} (1 - e^{j\omega T}) e^{-j\omega T} = S(j\omega) = C \frac{A}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T}). \quad (11.54)$$

Ushbu moslashgan filtrning impuls o'tish tavsifi $g(\tau)$ shakli signal $s(t)$ shaklida bo'ladi, ya'ni:

$$\begin{aligned} g(t) &= CA(T - t) = CA \text{ agar } 0 \leq t \leq T \text{ bo'lsa;} \\ g(t) &= 0 \text{ agar } t < 0 \text{ va } t > 0 \text{ bo'lsa.} \end{aligned}$$

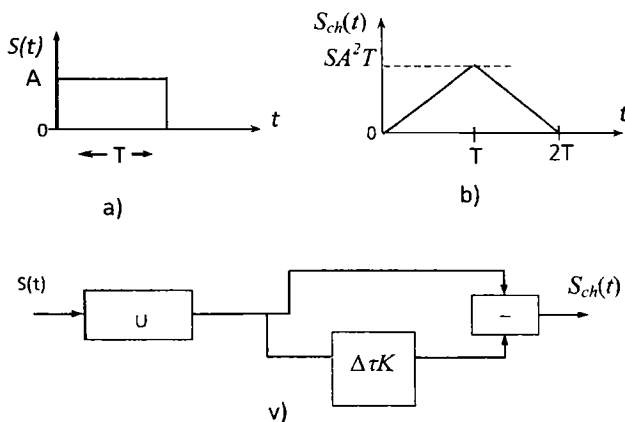
Ma'lumki, signalni chastotalar majmuasida $\frac{1}{j\omega}$ ga ko'paytirish vaqt bo'yicha $-\infty$ dan $+\infty$ gacha integrallashga mos keladi va $e^{j\omega T}$ ga ko'paytirish signali T vaqtga kechiktirish amalini bajarishni belgilaydi. Xaqiqatan ham uzatish koeffitsienti (11.54) ifoda bilan berilgan filtr: uzatish koeffitsienti $\frac{1}{j\omega}$ bo'lgan integratordan, uzatish koeffitsienti $e^{j\omega T}$ bo'lgan signalni kechiktirish qurilmasi va

ayiruvchi qurilmadan boʻladi (11.9-rasm). Filtr chiqishida signal katetlari bir-biriga teng uchburchak shaklida boʻlib, asosi kengligi $2T$ ga va energiyasi SA^2T ga teng boʻladi.

Ikkinchi misol sifatida yuqori chastotali radioimpuls uchun moslashgan filtni sintez qilishni koʻrib chiqamiz.

Radioimpulsni toʻldiruvchi yuqori chastotasini ω_0 ga va davomiyligini T ga, amplitudasini A_0 ga teng deb olamiz, yaʼni

$$\begin{aligned} s(t) &= A \sin \omega_0 t, \quad \text{agar } 0 \leq t \leq T; \\ s(t) &= 0, \quad \text{agar } t < 0, t > T. \end{aligned} \quad (11.55)$$



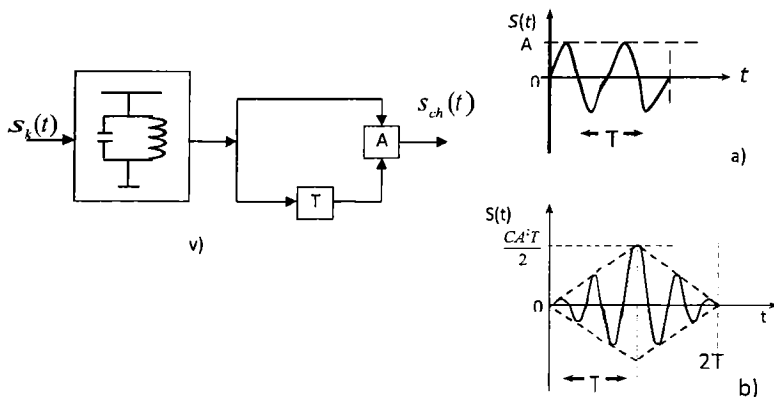
11.9-rasm. Videoimpuls moslashgan filtri strukturaviy sxemasi

Masalani osonlashtirish uchun radioimpuls davomiyligi T davrga ω_0 chastotali garmonik tebranish signalining $(2n+1)\pi = \omega T$ toq yarim davri joylashgan deb qabul qilamiz, u holda bu oraliqda joylashgan filtr aks taʼsiri quyidagiga teng boʻladi:

$$g(t) = CF \sin \omega_0(T-t) = C \sin[(2n+1)\pi - \omega_0 t] = C \sin \omega_0 t. \quad (11.56)$$

(11.56) ifodaga mos keluvchi impuls aks taʼsiriga yoʻqotishlari nolga teng boʻlgan LC tebranish konturi ega. Radioimpuls $S(t)$ va unga mos keluvchi $g(t)$ ni ikki bir-biriga nisbatan T vaqtga siljirilgan impulslar farqi shaklida aniqlash mumkin. Shuning uchun radioimpuls uchun moslashgan filtr elektrik sxemasi oddiy videoimpuls elektr sxemasidan RC generator oʻrniga LS kontur shaklidagi integrator boʻlishi bilan farq qiladi. LS konturning doimiylik vaqti τ radioimpuls davomiyligi T dan katta boʻlishi shart, yaʼni $\tau > T$.

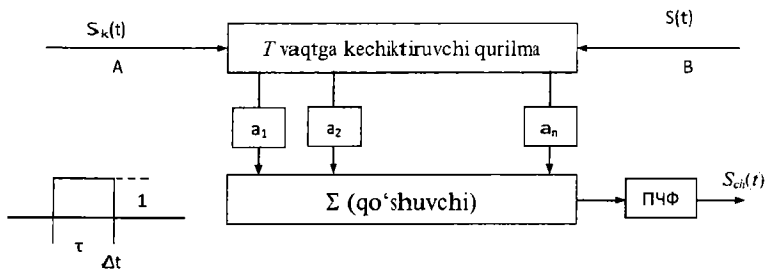
Agar radioimpuls davomiyligi T ga yuqori ω_v chastotali tebranishlarning juft yarim davri joylashsa, u holda sxemadagi ayiruvchi qism (A), qoʻshuvchi (Q) ga almashtiriladi (11.10-rasm).



11.10–rasm. Radioimpuls moslashgan filtri strukturaviy sxemasi

Endi ixtiyoriy shakldagi davomiyligi T boʻlgan, signal $s(t)$ uchun moslashgan filtni koʻrib chiqamiz. Bu filtr bir necha signal kechiktirgich chiqishlariga ega qurilma yordamida amalga oshiriladi (11.11-rasm). Bunga asos qilib davomiyligi T ga teng videoimpulsni $\frac{T}{\Delta t} = n$ ta, davomiyligi Δt ga teng impulslar yigʻindisi deb hisoblash asos boʻladi. Δt impulslar davomiyligi Kotelnikov teoremasi asosida olinadi, bunda $\Delta t < \Delta \tau$ boʻlishiga, yaʼni alohida kichik impulslar orasidagi oʻzaro korrelyatsiya boʻlmasligi kerak (Δt - korrelyatsiya oraligʻi va $\Delta t = \frac{1}{2F_c}$, F_c - videoimpuls spektri kengligi).

Moslashgan filtr quyidagi koʻrinishga ega boʻladi (11.11-rasm).



11.11-rasm. Videoimpuls uchun moslashgan filtr

Agar moslashgan filtr (MF) A kirishiga davomiyligi Δt ga va amplitudasi 1 ga teng impuls berilsa, uning kechiktirish qurilmasi (KQ) chiqishlarida kirish impulsi Δt , $2 \Delta t$, $3 \Delta t$, ..., $n \Delta t$ vaqtga kechikib hosil bo'ladi. Bu kechikkan impulslar a_1 , a_2 , a_3 , ..., a_n - o'lovchi (qiymat aniqlovchi) qurilmalardan o'tgan natijalari yig'uvchi qurilma kirishiga, so'ngra PChFga uzatiladi. a_1 , a_2 , a_3 , ..., a_n - qurilmalarni atenuatorlar yoki signal kuchaytiruvchi qurilmalar deb qaralishi mumkin, bunda a_n – signalni susaytirish yoki kuchaytirish koeffitsientini anglatadi. a_n agar signal qiymati manfiy bo'lsa – kuchaytirish koeffitsienti va signal qiymati musbat bo'lsa, u holda susaytirgich vazifasini bajaradi. Bundan tashqari a_n qurilmalar kirish signali fazasini 180° ga buradi.

Bu turli MF chiziqli rejimda ishlovchi impuls reaksiyasi $s(t)$ ga teng bo'lgan transversal filtr deb ataladi. Agar kirish signali MFning B-kirishiga bersak, uning chiqishida A-kirishiga berganda olingan signal $s(t)$ ning ko'zgidagi aksini olamiz. Bundan ushbu filtr kirish signali $s_k(t)$ uchun MF bo'lib hisoblanadi. Bu turli MFlarda kechiktirish qurilmalari sifatida bir necha ketma-ket ulangan LC filtrlardan foydalaniladi. Ularda so'nishlar juda kam bo'lib, yuqori ishonchlikka va kichik hajmga ega bo'ladi.

Ba'zi hollarda to'liq moslashgan: $K(\omega) = Cs(\omega)$ va $\psi(\omega) = \varphi(\omega) + \omega_0 t$ filtrlar amplituda-chastota va faza-chastota tavsiflari moslashgan filtr o'rniga faqat amplituda-chastota tavsifi moslashgan filtrlardan, ya'ni moslashganga yaqin (o'xshash) filtrlardan foydalaniladi. Bunda turli impulslar uchun kvazioptimal moslashgan filtr polosasi kengligi, quyidagi ifoda yordamida osongina aniqlanadi, ya'ni

$$\Delta f_{opt} = \frac{1,37}{\tau_0}, \quad (11.57)$$

bunda τ_0 – radioimpuls davomiyligi.

Kvazioptimal moslashgan filtr chiqishida S/X nisbati optimal MF chiqishidagi s/h ga nisbatan 15 ± 20 % ga kamroq bo'ladi, ammo bunday filtrlarni amalga oshirish texnik jihatdan ancha oson bo'lib, tan narxi ham nisbatan arzon bo'ladi.

11.11. Uzlaksiz signallarni optimal filtrlash

Uzlaksiz signallarni optimal filtrlashda uning kirishidagi $x(t) = s(t) + w(t)$ ga ishlov berish natijasida foydali signal $s(t)$ dan eng kam farq qiluvchi $y(t)$ signalni olishga erishi kerak bo'ladi. Bu masala A.N. Kolmogorov va N.Vinerlar tomonidan yechilgan bo'lib, u quyidagi dastlabki uchta shartni bajarishni talab qiladi:

- 1) $s(t)$ signal va xalaqit $w(t)$ larni stasionar tasodifiy jarayonlar bo'lishini;
- 2) filtrlash – chiziqli elektr zanjirlari orqali amalga oshiriladi;

3) filtrlashning optimalligi kirish signali $s(t)$ va chiqish signali $y(t)$ orasidagi farq o'rtacha kvadratik xatolik (farq) $\tilde{\varepsilon}_x^2$ eng kam (minimal) bo'lishini.

Foydali signal $s(t)$ va xalaqit $w(t)$ stasionar tasodifiy jarayon va ularning avtokorrelyatsiya funksiyalari $B_s(\tau)$ va $B_w(\tau)$ ma'lum deb, chiziqli rejimda ishlovchi filtrning impuls aks ta'siri $g(\tau)$ ma'lum deb hisoblaymiz. U holda shunday funksiya $Y(t)$ ni topish kerakki u filtrning reaksiyasi $g(\tau)$ dan eng kam (minimal) farq qilishi kerak, ya'ni

$$\tilde{\varepsilon}^2 = \overline{[y(t) - s(t)]^2}, \quad (11.58)$$

bunda, $x(t) = 0$ bo'lganda $g(\tau) = 0$ bo'ladi deb fabul qilish kerak.

Chiqish signali Dyumel integrali orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int_0^{\infty} g(t)x(t-\tau)dt. \quad (11.59)$$

Kirish signali $x(t)$ va xatolik $\varepsilon(t)$ bir-biriga bog'liq bo'lmagan o'zaro korrelyatsiya funksiyasi nolga teng bo'lganda $g(\tau)$ optimal deb hisoblaymiz, ya'ni $\varepsilon(t)x(t-\tau) = 0$, ya'ni xatolik $\varepsilon(t) = y(t) - s(t)$ kirishdagi foydali signalga bog'liq emas deb hisoblaymiz.

Chiziqli filtr chiqishidagi foydali signal va xalaqitni stasionar tasodifiy jarayon deb, ularning energetik spektrlari $G_s(\omega)$ va $G_w(\omega)$ ma'lum deb hisoblaymiz. U holda $\varepsilon(t) = y(t) - S(t)$ ham stasionar tasodifiy jarayon bo'ladi, xatolik $\varepsilon(t)$ minimal bo'lishi uchun, xatolik signali energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ minimal bo'lishligiga erishish kerak.

Xatolik o'rtacha kvadrati qiymati $\tilde{\varepsilon}_x^2$ uning energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$\tilde{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_\varepsilon(\omega) d\omega, \quad (11.60)$$

bunda, $G_\varepsilon(\omega)$ – xatolik funksiyasi $\varepsilon(t) = y(t) - s(t-t_0)$ orqali aniqlanadi, t_0 – signal kechikish vaqti.

Dastlab xatolik korrelyatsiya funksiyasini aniqlaymiz:

$$B_\varepsilon(\tau) = \overline{[y(t) - s(t-t_0)][y(t+\tau) - s(t-t_0+\tau)]} = \overline{y(t) \cdot y(t+\tau)} + \overline{y(t) \cdot s(t-t_0+\tau)} + \overline{s(t-t_0) \cdot y(t+\tau)} + \overline{s(t-t_0) \cdot s(t-t_0+\tau)} = B_y(\tau) + B_s(\tau) + B_{ys}(\tau) + B_{sy}(\tau). \quad (11.61)$$

Signal korrelyatsiya funksiyasi va energetik spektri bir-biri bilan Fure to'g'ri va teskari juft o'zgartirishlari orqali bog'liqlarini e'tiborga olib (Viner-Xinchin formulalari) xatolik signali $\varepsilon(t)$ energetik spektrini aniqlaymiz

$$G_{\varepsilon}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{\varepsilon}(\tau)e^{-j\omega\tau} = G_s(\omega) + G_w(\omega) + G_{s_y}(\omega) + G_{y_s}(\omega). \quad (11.62)$$

Ma'lumki, chiziqli filtr chiqishidagi signal $y(t)$ signal energetik spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$G_y(\omega) = G_x(\omega)K^2(\omega), \quad (11.63)$$

bunda, $K(\omega)$ – chiziqli filtr uzatish koeffitsienti.

Foydali signal $s(t)$ va xalaqit $w(t)$ o'zaro bog'liq emasligi uchun

$$G_y(\omega) = K^2(\omega)[G_s(\omega) + G_w(\omega)] \quad (11.64)$$

Endi, $S(t)$ va $y(t)$ o'zaro spektrlari $G_s(\omega)$ va $G_{y_s}(\omega)$ ni aniqlaymiz:

$$G_{y_s}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{y_s}(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{s(t-t_0)y(t+\tau)}e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (11.65)$$

Chiziqli filtr chiqishidagi signal $y(t)$ Dyamel integrali orqali quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t+\tau) = \int_0^{\infty} g(\tau_1)x(t+\tau-\tau_1)dt = \int_0^{\infty} g(\tau_1)[S(t+\tau-\tau_1) + w(t+\tau-\tau_1)]d\tau_1 \quad (11.66)$$

(11.66) ifodani (11.65) ga qo'yib $\overline{s(t-t_0)w(t+\tau-\tau_1)} = 0$ ekanligini; $g(\tau)$ va $K(j\omega)$ Fure to'g'ri va teskari o'zgartirishlari orqali bir-biriga bog'liqligini e'tiborga olib quyidagiga erishamiz:

$$\begin{aligned} G_{y_s}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau_1) \left[\overline{s(t-t_0)s(t+\tau-\tau_1)} + \overline{s(t-t_0)w(t+\tau-\tau_1)} \right] e^{-j\omega\tau} d\tau_1 d\tau = \\ &= \int_0^{\infty} g(\tau_1) \int_{-\infty}^{\infty} B_s(t+t_0-\tau_1) e^{-j\omega(t+t_0-\tau_1)} dte^{-j[\omega(t-t_0)]} d\tau_1 = G_s(\omega) \int_0^{\infty} g(\tau_1) e^{-j\omega\tau_1} e^{j\omega t_0} d\tau_1 = \\ &= G_s(\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0}. \end{aligned} \quad (11.67)$$

bunda, $K(j\omega) = K(\omega)e^{-j\omega t_0}$ ni e'tiborga olsak,

$$G_{\delta_j}(\omega) = G_s K(\omega) e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}. \quad (11.68)$$

Energetik spektr haqiqiy kattalik bo'lgani uchun (11.68) ifodadagi mavhum ko'rsatkich $\alpha_0 - \varphi(\omega) = 0$ bo'lishi kerak, ya'ni

$$\alpha_0 = -\varphi(\omega). \quad (11.69)$$

(11.69) ifoda moslashgan (optimal) filtr faza-chastotasini kirish signali chastotasiga proporsional bo'lishini talab qiladi. Shunday qilib,

$$G_{\delta_j}(\omega) = G_s(\omega)K(\omega). \quad (11.70)$$

Xuddi shunday $G_{\delta_{js}}(\omega) = G_s(\omega)K(\omega)$, bu o'zaro spektrlar bir-biriga tengligidan $G_{\delta_{js}}(\omega) = G_{\delta_j}(\omega)$ kelib chiqadi.

$G_j(\omega) = K^2(\omega)[G_s(\omega) + G_w(\omega)]$ ifodasini va (11.70) ni e'tiborga olib xatolik energetik spektri uchun quyidagi tenglikni olamiz:

$$G_e(\omega) = [G_s(\omega) + G_w(\omega)]K^2(\omega) + G_s(\omega) - 2G_s(\omega)K(\omega). \quad (11.71)$$

Endi $K(\omega)$ ning shunday qiymatini topish kerakki natijada $G_e(\omega)$ va $\tilde{\varepsilon}_e^2$ o'zining eng minimal qiymatiga erishsin. Buning uchun (11.71) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz

$$G_e(\omega) = \left[K(\omega) \sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)} - \frac{G_s(\omega)}{\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)}} \right]^2 + \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}. \quad (11.72)$$

(11.72) ifodaning birinchi tashkil etuvchisi $K(j\omega)$ ga bog'liq, ikkinchi tashkil etuvchisi berilgan (mavhum) $G_s(\omega)$ va $G_w(\omega)$ ga bog'liq. (11.72) ifoda o'zining eng kichik qiymatiga o'zining birinchi tashkil etuvchisi nolga teng bo'lganda erishadi. Buning uchun

$$K_{opt}(\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}, \quad (11.73)$$

yoki (11.67) ifodani e'tiborga olsak,

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (11.74)$$

(11.74) ifodadan (optimal viltr kompleks uzatish koeffisienti) $K_{opt}(j\omega)$ filtr kirishidagi signal va xalaqitlar energetik spektrlari orqali aniqlanadi va uning faza xarakteristikasi kirish signali chastotasiga proporsional bo'ladi.

Uzluksiz signallar uchun xatolik energetik spektri minimal qiymati quyidagicha aniqlanadi:

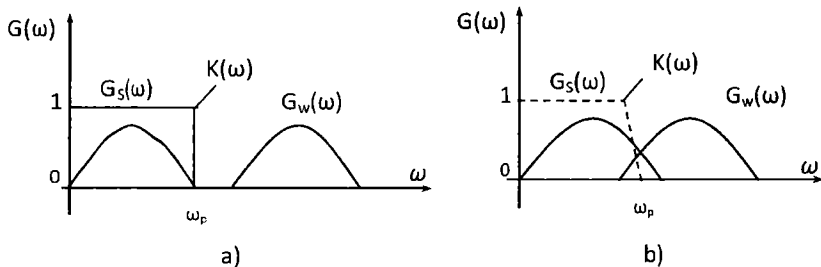
$$G_{min}(\omega) = \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (11.75)$$

Optimal filtr chiqishidagi xatolik o'rtacha kvadrati qiymati (27.40) ifoda orqali hisoblanadi:

$$\bar{\varepsilon}_{min}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega \quad (11.76)$$

Optimal (moslashgan) filtr chiqishidagi xatolik $\tilde{\varepsilon}_x^2$ faqat xalaqit $w(t) = 0$ bo'lganda nolga teng bo'ladi, ya'ni $G_s(\omega)G_w(\omega) = 0$ bo'lganda, foydali signal va xalaqit spektrlari bir-biri ustiga tushgan umumiy qismi bo'lmashligi kerak.

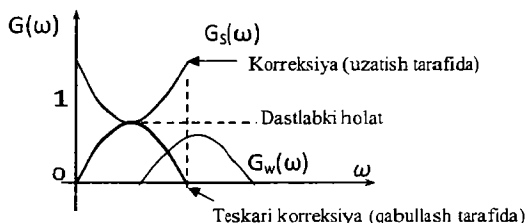
Optimal $K_{opt}(j\omega)$ xarakteristikali filtr $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ qancha kichrayib borsa, $K(\omega)$ shuncha mos ravishda kamayib borishi kerak, ya'ni iloji boricha foydali signal tashkil etuvchilarini ajratib olishi kerak. Foydali signal va xalaqit energetik spektrlarining o'zaro joylashish holatlari 11.12-rasmda keltirilgan. Agar $G_s(\omega) \ll G_w(\omega)$ bo'lsa, $\tilde{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_s(\omega) d\omega = P_s$ bo'ladi, xatolik juda katta bo'ladi, signalni asl holatda to'g'ri qayta aks ettirish (tiklash) mumkin bo'lmaydi.



11.12-rasm. Signal va xalaqit energetik spektrlarining joylashishi

Odatda aloqa kanali orqali uzatilishi kerak bo'lgan birlamchi nisbatan past chastotali signalning spektr tashkil etuvchilari amplitudalari ma'lum bir chastotadan boshlab kamayib boradi va bu uzatilayotgan yuqori chastotali

modulyatsiyalangan signalidagi yuqori chastota spektr tashkil etuvchilari uchun $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ – signal-xalaqit nisbatining yomonlashishiga olib keladi, natijada signalni qayta tiklashdagi xatolik oshadi. Bu holatni oldini olish uchun uzatilayotgan birlamchi past chastotali signal maxsus korreksiyalovchi (chiziqli elektr zanjirlar) qurilmadan o'tkazib, sun'iy ravishda $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ nisbatini oshirish ta'minlanadi. Signal qabul qilgichdan so'ng u ohirgi aks ettiruvchi qurilma (radiokarnay, qabullash televizion trubkasi, va h.k.) ga berishdan oldin dastlabki holatga keltirish uchun teskari korreksiya amalga oshiriladi (11.13-rasm).



11.13-rasm. Signalga to'g'ri va teskari korreksiya kiritish

Nazorat savollari

1. Evklid fazosi nima?
2. Diskret signal $s(t)$ normasi nima va u qanday fizik ma'noga ega?
3. Ikki diskret signal orasidagi masofa d qanday aniqlanadi?
4. Ikki vektor skalyar ko'paytmasi formulasini yozing, u qanday fizik ma'noga ega?
5. Uzluksiz signal $x(t)$ va $u(t)$ skalyar ko'paytmasi nimaga teng va qanday fizik ma'noga ega?
6. Uzluksiz signal $s(t)$ normasi qanday aniqlanadi va u qanday fizik ma'noga ega?
7. Ikki uzluksiz signal $s_1(t)$ va $s_2(t)$ orasidagi masofa d qanday aniqlanadi?
8. Ikki signalni bir-biridan farqlash shartini ayting.
9. Farqlash koeffisienti nima?
10. Qarama-qarshi signallar deb qanday signallarga aytiladi?
11. Sinxron yig'ish va integrallash usullarining mohiyatini tushuntiring.
12. Signallarni kogerent qabullash asosiy shartini ayting.
13. Signallar qaysi hollarda nokogerent qabul qilinadi? Nokogerent qabullash qurilmasi chiqishida S/X qanday kattaliklarga ega bo'ladi?
14. Korrelyatsion qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.

15. Avtokorrelatsion qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash jarayonini tushuntiring.

16. Garmonik signal va funktsion xalaqit yig'indisini avtokorrelatsion qabullash vaqt diagrammalarini chizing.

17. Korrelatsion va avtokorrelatsion qabullash usullarini xalaqitbardoshligini taqqoslang.

18. Qanday filtr moslashgan filtr deb ataladi?

19. Shakli ma'lum signal uchun moslashgan filtr qanday $K(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ ga ega bo'lishi kerak?

20. Uzlaksiz signal uchun optimal filtr $K(\omega)$ va $\varphi(\omega)$ ga ega bo'lishi kerak?

12. XALAQITBARDOSHLIK NAZARIYASI ASOSLARI

12.1. Xalaqitbardoshlik haqida asosiy tushunchalar

Ko'p hollarda qabul qilinadigan signallar uchun ularning tashuvchisi chastotasi f_0 dan tashqari, modulyatsiyalash shakli va kodlash turi ma'lum hisoblanadi. Signalga tashqi va ichki xalaqitlar ta'sir etganda uni to'g'ri qabul qilish ehtimolligini, xalaqitbardoshligini ta'minlash talab etiladi. Modulyatsiya va kodlash turidan qat'iy nazar signallar turli usullardan foydalanib qabul qilinishi mumkin. Signal qabul qilishning qaysi usullari xalaqitbardoshlik nuqtai nazaridan eng (ma'qul, mutanosib) optimal hisoblanadi? Bu savollarga V.A. Kotelnikov tomonidan yaratilgan xalaqitbardoshlik nazariyasidan javob topish mumkin.

Qabul qilish qurilmasi (tizimi) ning signalni ma'lum bir mutanosiblik (aniqlik) bilan qayta aks ettira olish imkoniyati (qobiliyati) uning xalaqitbardoshligi deb ataladi.

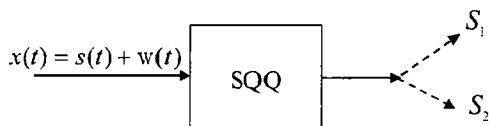
Aloqa tizimining to'liq xalaqitbardoshligini aniqlash ko'p hollarda murakkab bo'lgani uchun odatda uning ayrim qismlari: uzatish qismi, signal qabul qilish qurilmasi; kodlash va dekodlash yoki aloqa tizimining ma'lum ikki nuqtasi orasidagi qismlari xalaqitbardoshligi aniqlanadi.

Xalaqitbardoshlikning erishilishi mumkin bo'lgan eng katta chegaraviy qiymati Kotelnikov ifodasi bo'yicha potensial xalaqitbardoshlik deb ataladi.

Yaratilgan real aloqa qurilmalari xalaqitbardoshligi potensial xalaqitbardoshlikdan kichik, ammo unga qancha yaqin bo'lsa tizim yoki qurilma shuncha mukammal hisoblanadi.

Haqiqiy (real) xalaqitni potensial xalaqitbardoshlik bilan taqqoslash tizim (qurilma)ni ma'lum modulyatsiya va kodlash usulidan foydalanganda qabul qilish qurilmasi kirishidagi signal/xalaqit nisbati berilganda uning xalaqitbardoshligini potensial xalaqitbardoshlikni ta'minlashga yaqinlashtirish qo'shimcha chora-tadbirlarini tanlash imkoniyatini beradi.

Ideal holatda agar signal qabullash qurilmasiga faqat foydali signal $s(t)$ ta'sir etsa, ya'ni xalaqit $w(t)=0$ bo'lsa unda qabul qilingan signal $y(t)$ uzatilgan signal $s(t)$ ga teng bo'ladi. Bunda qurilmadagi chiziqli va nochiziqli buzilishlar yo'q deb hisoblaymiz. Signal qabullash qurilmasi (SQQ) kirishiga raqamli ikki xil elementar signal $s_1(t)$ yoki $s_2(t)$ va xalaqit $w(t)$ ta'sir etgan holatni ko'rib chiqamiz (12.1-rasm).



12.1-rasm. Umumlashtirilgan signal qabullash qurilmasi

SQQ qurilmasi kirishidagi $x(t)$ signalga ishlov berish natijasida kirishdagi signalning uzatilishi kutilayotgan $s_1(t)$ yoki $s_2(t)$ signallardan qaysi biri kuzatilgan $0 \leq t \leq T$ orasida uning kirishiga ta'sir etganligi haqidagi apostrior (signalni kuzatish va ishlov berish natijasida) ehtimolligini hisoblab beradi, ya'ni $P(s_1/x)$ va $P(s_2/x)$.

Agar $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallarning shu jumladan xalaqitning statistik hossalari buzilgan bo'lsa, signal qabullash qurilmasi ularning aposteorik taqsimot qonunlarini tahlil etib $s_1(t)$ yoki $s_2(t)$ signallardan biri uning kirishiga ta'sir etgani haqida ma'lum bir mezon asosida qaror qabul qiladi.

Masalan, o'ratilgan – qabul qilingan mezon asosida uzatilgan xabarni eng yaxshi shaklda aks ettirishi kerak. Ushbu o'ratilgan, tanlangan mezon asosida SQQ optimal qabul kilgich ma'lum usulda uzatilgan xabarni qabul qilishda eng yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi.

Agar qabul qilingan signallar n ta bo'lsa, x_i yuza n ta qismga bo'linadi va har gal x_i ning qiymati s_i yuzadan biriga mos kelsa, s_i signal QQ kirishiga ta'sir etdi degan aposterior ehtimollik $P(s_i/x)$ ma'lum bo'ladi. Bunda kanal orqali haqiqatda s_i signal uzatilgan bo'lsa, u to'g'ri qabul qilingan hisoblanadi va xato qabul qilinganlik ehtimolligi P_x quyidagicha aniqlanadi:

$$P_x = \sum_{i=1}^n P(s_i / x) = 1 - P(s_1 / x) \quad (12.1)$$

(12.1) ifodadan ko'rinadiki, signal s_i ning to'g'ri qabul qilinganligi maksimal qiymatiga xato qabul qilinganligi qiymatining eng kichik ehtimolligi mos keldi. Agar aloqa kanali bo'yicha faqat 2 xil signal $s_1(t)$ va $s_2(t)$ uzatilsa (1 yoki 0 raqamli signal), u holda (12.1) ifoda soddalashadi,

$$P_{x \min} = P_{\min}(s_2 / x) = 1 - P_{\max}(s_1 / x) \quad (12.2)$$

Agar aloqa kanali kirishidagi va chiqishidagi signallar diskret (raqamli) bo'lsa, bunday kanal diskret yoki raqamli aloqa kanali deb ataladi. Aloqa kanali kirishidagi va chiqishidagi signal uzluksiz bo'lsa, bunday kanal uzluksiz kanal deb ataladi. Agar kirish yoki chiqish signallaridan biri diskret ikkinchisi uzluksiz bo'lsa bunday kanallar diskret-uzluksiz, uzluksiz-diskret yoki aralash signallar kanali deb ataladi.

Diskret (raqamli) aloqa kanali uchun kod kirish signallari a_i ($i=1,2,\dots,m$) va chiqish signallari a_j ($j=1,2,\dots,m$) signal uzatish tezligi R va a_i ni a_j ga o'tish ehtimolligi $P_{ij}=P(a_j/a_i)$ ma'lum bo'lsa, bunday kanalning hossalari avvaldan ma'lum hisoblanadi. Umuman olganda kirish va chiqishdagi elementlar soni bir-biridan farqlanishi ($m_i \neq m_j$) mumkin.

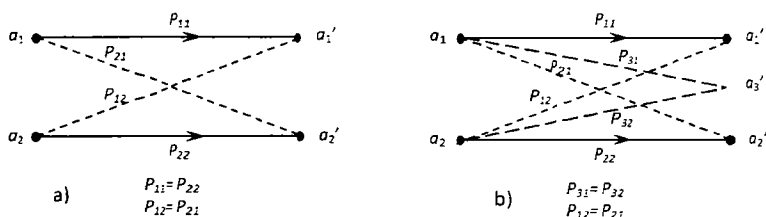
Agar diskret (rakamli) kanal uchun a_i ni a_j ga almashib qolishi ehtimolligi $P(a_j/a_i)$ vaqtga bog'liq bo'lmasa va ushbu elementar signaldan qanday elementar signal berilganligiga bog'liq bo'lmasa, xotirasiz bir turli kanal deb ataladi. Agar $P(a_j/a_i)$ vaqtga bog'liq bo'lsa, bunday kanal bir turli bo'lmagan kanal deb ataladi va a_i ni a_j ga o'tish ehtimolligi, ushbu elementdan avval qaysi elementar signal

berilganligiga bog'liq bo'lsa, bunday kanal xotirali kanal deb ataladi. Bunday kanal matematik ifodasi Markov diskret ketma-ketligiga asoslangan bo'ladi.

Agar bir turli diskret kanalida kirish va chiqishlaridagi kod simvollarini (elementlar) soni bir hil bo'lib, ularning birining ikkinchisiga o'tish ehtimolligi $P(a_j/a_i)=P_0=\text{const}$, bo'lsa bunday kanallar simmetrik kanal deb ataladi (12.2a-rasm).

Misol tariqasida ikkilik diskret kanalni keltiramiz.

Aloqa kanallari orasida kirish va chiqish kod signallari bir hil emaslari ham uchraydi, bunda kirish alfaviti $m < m'$ bo'lib, hamma $N=n^n$ kodlar ikki guruhga bo'linadi $N=N_R+N_T$. Xabarlar uzatish uchun faqat N_R ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasidan foydalaniladi va qabul tomonda N_T taqiqlangan kodlar kombinatsiyasi paydo bo'lsa, xalaqitlar ta'siri natijasida bu kodlar kombinatsiyasi «o'chiriladi» ro'yxatga olinmaydi. Bunday aloqa kanallari «o'chirish»li kanallar deb ataladi (12.2b-rasm).



12.2-rasm. Ikkilik aloqa kanali ishlashining grafik tasviri: a) simmetrik kanal, b) nosimmetrik kanal

«O'chiruvchi» xususiyatli aloqa kanallarida dekoder N_T taqiqlangan kodlar kombinatsiyasini dekodlamaydi.

Agar aloqa kanalida xalaqitlar yo'q bo'lsa ($w(t)=0$), u holda kirish kodlar kombinatsiyasi o'ziga mos chiqish kodlar kombinatsiyasi hosil bo'lish ehtimolligi $P(a_j/a_i)=1$ bo'ladi. Bunday kodlar kombinatsiyasi dekoder tomonidan diskret xabar elementlaridan biriga aylantiriladi.

12.2. Signallarni optimal qabullash mezonlari

Qaror qabul qilish sxemalaridan qaysi biri optimalligini aniqlashda, ularning qaysi ma'noda (mezonlari) optimalligiga alohida e'tibor berish kerak. Qaror qabul qilish mezonlari turlicha bo'lib, u aloqa tizimiga qo'yilgan vazifa va uning ishlash sharoitiga bog'liq.

SQQ kirishiga foydali signallardan biri $s_k(t)$ va ehtimollik qonuni ma'lum bo'lgan xalaqit $w(t)$ additiv qo'shilgan deb, ya'ni

$$x(t) = s_k(t) + w(t), \quad (25.3)$$

deb hisoblaymiz. Signal $s_k(t)$ ning uzatilish aprior ehtimolligi tasodifiy bo'lib $P(s_k)$ ga teng. CQQ $x(t)$ ga ishlov berish natijasida s_i signalni chiqaradi. Kirish signali tarkibida xalaqit $w(t)$ bo'lgani uchun uning chiqishidagi signal $s_i(t)$ aniq kirishidagi signal emas. SQQ kirishidagi $x(t)$ ga ishlov berib $x(t)$ ni uzatilishi mumkin bo'lgan signallardan biri ekanligi haqidagi aposterior ehtimollik taqsimotini $P(s_i/x)$ ni hisoblab chiqadi. Ushbu ehtimollik taqsimoti qonuniga asosanib, uzatilishi mumkin bo'lgan signaldan qaysi biri SQQ ga $x(t)=s_i(t)+w(t)$ shaklida kelganligi haqida qaror qabul qilish kerak.

Diskret (raqamli) signallarni uzatishda Kotelnikov tamoyilidan keng foydalaniladi. Ushbu tamoyilga asosan qaror qabul qilish qurilmasi chiqishida aposterior ehtimolligi eng katta bo'lgan signal $s_i(t)$ ro'yxatdan o'tadi (aks etadi), $P(s_i/x) > P(s_j/x)$, $i \neq j$ bo'lsa $s_i(t)$ signal aks ettiriladi. Ushbu tamoyildan foydalanilgan xatolik to'liq ehtimolligi P_x eng kichik qiymatga erishadi, ya'ni $P_x = P_{xmin}$ bo'ladi,

$$P_x = 1 - P(s_i/x). \quad (12.4)$$

(12.4) ifodadan ko'rinadiki aposterior ehtimollikning $P_{max}(S_i/x)$ maksimal qiymatiga xatolikning minimal qiymati P_{xmin} to'g'ri keladi.

Agar SQQ tomonidan $s_i(t)$ va $s_j(t)$ signallarning uzatilish aprior ehtimolligi ma'lum bo'lsa, $s_i(t)$ yoki $s_j(t)$ signalni ro'yxatdan o'tkazish xatoligi yanada kamayadi. Bays formulasi asosan

$$P(s_i/x) = \frac{P(s_i)P(s_i/x)}{P(s_i)} \rightarrow s_i. \quad (12.5)$$

(12.5) formulani quyidagi shaklda ham yozish mumkin:

$$P(s_i)P(s_i/x) > P(s_j)P(s_j/x) \rightarrow s_i, \quad (12.6)$$

yoki

$$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} = \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \rightarrow s_i, \quad (12.7)$$

(12.5), (12.6) yoki (12.7) tengsizliklar bajarilmagan holda s_j signali ro'yxatga olinadi (aks etadi).

$P(s_i/x)$ va $P(s_j/x)$ lar $x(t)$ ning $s_i(t)$ va $s_j(t)$ ga o'xshashlik funksiyalari deb ataladi. O'xshashlik funksiyasi qancha katta bo'lsa $x(t)$ ning $s_i(t)$ va $s_j(t)$ ekanligi ehtimolligi shuncha katta bo'ladi, xatolik shuncha kichik bo'ladi.

$$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} = \Lambda \text{ o'xshashlik nisbati deb ataladi va unga asosan Kotelnikov}$$

tamoyili asosida qaror qabul qilishda quyidagi ifodadan foydalanish mumkin:

$$\Lambda > \frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} \rightarrow s_i. \quad (12.8)$$

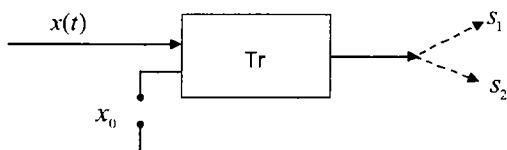
(12.8) shart bajarilsa s_i signal ro'yxatdan o'tadi. Agar turli signallarni uzatish aposterior ehtimolligi bir xil bo'lsa, ya'ni $P(s_i) = P(s_j) = 1/m$, bunda m – turli signallar soni, u holda qaror qabul qilish sharti (tamoyili) soddalashadi;

$$\Lambda > 1 \rightarrow s_i. \quad (12.9)$$

Shunday qilib, ideal kuzatuvchi tamoyili (sharti) o'xshashlik funksiyalarini taqqoslash bilan almashadi. Ushbu shart umumiyroq bo'lib, maksimal o'xshashlik tamoyili (kriteriy) deb ataladi.

12.3. Ikkilik aloqa kanallarida signallarni qabullashda statistik xatoliklar

Aloqa kanali orqali uzatiladigan $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallar, kodning ikki a_1 va a_2 elementar signallari 1 va 0 ga mos keladi deb hisoblaymiz. SQQ kirishidagi signal $x(t)$ ga ishlov berish natijasida s_1 va s_2 ni aks ettirish "bo'sag'a" usulida hal etiladi. bunda $x < x_0$ bo'lsa s_1 signal va $x \geq x_0$ bo'lsa, s_2 signal ro'yxatga olinadi (bunda x_0 – trigger bo'sag'asi sath qiymati). 12.3-rasmida trigger (Tr) yordamida qaror qabul qilish qurilmasining chizmasi keltirilgan.



12.3-rasm. Qaror qabul qilish soddalashgan sxemasi

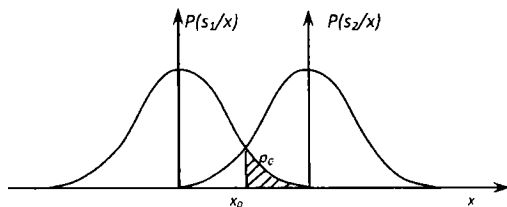
$x(t)$ signalni qabullashda 2 xil xatolik sodir bo'lishi mumkin:

1. s_1 signal uzatilganda s_2 ;
 2. s_2 uzatilganda s_1 signal ro'yxatdan o'tishi (aks etishi mumkin).
- Ushbu xatoliklarning sodir bo'lish ehtimolligi

$$P_{12} = P(s_1/s_2) = \int_{-\infty}^{x_0} P(s_1/x) dx; \quad (12.10)$$

$$P_{21} = P(s_2/s_1) = \int_{x_0}^{\infty} P(s_2/x) dx. \quad (12.11)$$

Ushbu (12.10) va (12.11) integrallar ehtimolliklar taqsimoti grafigining yuzasi shaklida hisoblanishi mumkin (12.4-rasm).



12.4-rasm. Integrallar ehtimolliklar taqsimoti

Birinchi va ikkinchi tur xatoliklar s_1 va s_2 signallarning uzatilish aprior ehtimolligini e'tiborga olish natijasida quyidagi ko'rinishni oladi:

$$P_I = P(s_2)P(s_1 / s_2) = P_2 P_{21}; \quad (12.12)$$

$$P_{II} = P(s_1)P(s_2 / s_1) = P_1 P_{12}. \quad (12.13)$$

Xato sodir bo'lish to'liq ehtimolligi

$$P_0 = P_I + P_{II} = P_1 P_{12} + P_2 P_{21}. \quad (12.14)$$

Agar s_1 va s_2 signallarning uzatilish aprior ehtimolliklari $P_1 = P_2$ bo'lsa, u holda umumiy xatolik

$$P_0 = \frac{1}{2} (P_{12} + P_{21}). \quad (12.15)$$

Umumiy xatolik P_0 aprior ehtimolliklar $P_0 = P_1$ bo'lganda o'zining eng kichik qiymatiga erishadi, unda qaror qabul qilish sxemasidagi «bo'sag'a» sathi x_0 ga teng bo'lishi kerak. Ushbu bo'sag'a sathida $P_0 = P_{12} = P_{21}$. 12.4-rasmda xatolik P_0 shtrixlangan yuzaga teng. Qaror qabul qilish bo'sag'asining har qanday $x \neq x_0$ qiymatida umumiy xatolik P_0 oshadi.

Kotelnikov tamoyili (kriteriyasi) tabiiy soddaligiga qaramasdan quyidagi kamchiliklarga ega: hamma hollarda ham signal qabullash tomonda uzatilayotgan signallar aprior ehtimolliklari ma'lum emas; turli xatoliklar bir xil natijaga ega, bir xil yo'qotishlarga olib keladi deb qabul qilingan.

Bazi hollarda bunday tasavvur xatoliklarga olib keladi. Misol uchun: kanal orqali ma'lum bir raqamni uzatganda, raqamning qaysi bir elementi xato qabul qilangani turli darajadagi yo'qotishlarga olib keladi. Masalan: A manzildan B manzilga 1111 jo'natilsa quyidagi tur xatoliklar sodir bo'lishi mumkin: 0111,

1011, 1101 yoki 1110. Keltirilgan to'rt holatda $x(t)$ ta'sirida 1 ning 0 ga almashishi turli qiymatlarga olib keladi. Xatolikning oqibati turlicha. Radiolokatsiyada va favqulodda holatlarda komandaning o'tkazib yuborilishi va yolg'on tayyorgarlik e'lon qilish.

Umuman, qaror qabul qilishda birinchi va ikkinchi tur xatoliklarning qanday oqibatlarga olib kelashini albatta e'tiborga olish kerak. Ushbu xatolik oqibatini maxsus koeffitsientlar kiritib e'tiborga olish maqsadga muvofiq bo'ladi. Birinchi va ikkinchi tur xatoliklarning bir-biriga muvofiqlashtiruvchi L_{12} va L_{21} koeffitsientlarni kiritib, kutiladigan oqibat (yo'qotish) yoki o'rtacha tavakkalni aniqlaymiz

$$r = L_{12}P_1 + L_{21}P_1 = L_{12}P_1P_{12} + L_{21}P_2P_{21}. \quad (12.16)$$

Qaysi bir qaror qabul qilish tamoyili eng kam o'rtacha yo'qotish yoki tavakkalni ta'minlasa shunisi eng optimal hisoblanadi, minimal tavakkal tamoyili Bays (kriteriyalari) me'zonlari qatoriga kiradi.

Radiolokatsiya va gidrolokatsiyada Neyman-Pirson tamoyilidan foydalaniladi. Ushbu tamoyilni tanlashda ob'ektni (ideal) o'tkazib yuborish va yolg'ondan safarbarlik e'lon qilish oqibatida turlicha ekanligini e'tiborga olingan, bundan tashqari "ob'ekt" ning paydo bo'lishi ehtimolligi avvdan (apriori) noma'lum deb hisoblanadi.

Agar "ob'ektni" o'tkazib yuborish yomon oqibatlarga (yo'qotishlarga) olib kelsa, u holda yolg'on bezovta (safari) qilish ehtimolligi β_{yb} ni kiritish va qaror qabul qiluvchi sxema to'g'ri qabul qilish ehtimolligini maksimallashtiruvchi holatda ishlashini ta'minlash talab qilinishi kerak, ya'ni P_T - topish (aniqlash) ehtimolligini oshirish yoki "ob'ekt" topilmasini (aniqlanmay qolishi) ehtimolligini kamaytirishi kerak.

Neyman-Pirson tamoyili bo'yicha SQQ optimal deb hisoblash uchun, berilgan "yolg'on" safari ehtimolligida β_{yb} da, signal borligini aniqlashning eng katta ehtimolligini ta'minlashi kerak, ya'ni

$$P_{yb} = \int_{x_0}^{\infty} P(x/0) dx = \beta_{yb} \quad \text{va} \quad P_{sa} = 1 - P_{aniqlanmay qolgan} = 1 - \int_{x_0}^{\infty} P(x/s) dx \quad (12.17)$$

Neyman-Pirson tamoyili quyidagi qaror qabul qilish tavsiya etadi. "Ob'ekt" quyidagi holda aniqlangan (topilgan) hisoblanadi:

$$\Lambda = \frac{P(x/s)}{P(x/0)} > \lambda, \quad (12.18)$$

bunda, λ - yolg'on safari ruxsat etilgan ehtimolligi orqali aniqlanuvchi kattalik.

12.4. Diskret xabarlarini optimal qabullash

Diskret xabarlar manbai chiqishida $u_1, u_2, u_3 \dots u_i$ xabarlarini $P(u_1), P(u_2), P(u_3) \dots P(u_i)$ ehtimollik bilan paydo bo'ladi. Uzatish tomonida modulyatsiya natijasida ushbu xabarlar mos signallar $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots s_i(t)$ signallarga aylantiriladi, ularning uzatish qurilmasi chiqishida paydo bo'lish ehtimolligi $u_1, u_2, u_3 \dots u_i$ xabarlarining paydo bo'lish ehtimollikiga teng, ya'ni $P(s_1), P(s_2), P(s_3) \dots P(s_i)$ bo'ladi. Bunda tabiiyki, $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots s_i(t)$ signallarining paydo bo'lish ehtimolligi xabarlarining paydo bo'lish aprior ehtimollikiga teng, ya'ni $P(s_1)=P(u_1), P(s_2)=P(u_2) \dots P(s_i)=P(u_i)$ bo'ladi. Uzatish jarayonida signal $s_i(t)$ ga xalaqit $w(t)$ ta'sir etadi, natijada SQQ kirishiga $x(t)=s_i(t)+w(t)$ shaklidagi foydali signallardan biriga additiv qo'shilgan $G_x(\omega)=N_0/2$ spektri bo'yicha bir tekis tarqalgan quvvatga ega xalaqit ta'sir etadi.

Foydali signal $s_i(t)$, xalaqit $w(t)$ va $x(t)$ ma'lum bir oraliq, ($0 < t < T$) da mavjud bo'lganliklari uchun ularni ortogonal tashkil etuvchilarga alohida-alohida yoyish mumkin

$$s_1(t) = \sum_{i=1}^n s_{ie} \varphi_e(t). \quad (12.19)$$

$$w_1(t) = \sum_{i=1}^n w_{ie} \varphi_e(t), \quad (12.20)$$

$$x(t) = \sum_{i=1}^n x_{ie} \varphi_e(t), \quad (12.21)$$

bunda,

$$x_i = s_{ie} + w_{ie}; \quad s_{ie} = \int_0^T s_i(t) \varphi_e(t) dt; \quad w_{ie} = \int_0^T w(t) \varphi_e(t) dt. \quad (12.22)$$

SQQ kirishidagi xalaqit $w(t)$ ehtimollik normal taqsimot qonuniga bo'ysungani uchun $w(t)$ ning ortogonal tashkil etuvchilari Fure koeffitsientlari ham o'rtacha qiymati nolga teng bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi va uning dispersiyasi $D_i^2 = w_i^2 = N_0/2$ ga teng bo'ladi, ya'ni

$$P(w_{ie}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{w_{ie}^2}{N_0}\right). \quad (12.23)$$

Signal va xalaqitning yig'indisi x_e ham signal o'rtacha qiymati s_{ie} bo'lgan normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi va dispersiyasi xalaqit dispersiyasiga teng bo'ladi, ya'ni

$$P(x_i / s_{ii}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[-\frac{(x_i - s_{ii})^2}{N_0} \right] \quad (12.24)$$

Xalaqit $w(t)$ tashkil etuvchilari w_c lar bir-biriga bog'liq bo'lmaganliklari uchun x_i ning ko'p o'lchamli ehtimollik shartli taqsimoti $P(s_{ii}/x)$ uning bir o'lchamli taqsimotlari (12.24) ko'paymasiga teng bo'ladi.

$$P(s_i / x) = \prod_{\epsilon=l_1}^{l_2} P(s_{ii} / x) = \pi N_0^{-n/2} \exp \left[-\frac{1}{N_0} \sum_{\epsilon=l_1}^{l_2} (x_i - s_{ii})^2 \right] \quad (12.25)$$

Ushbu (12.25) ifodani Bays formulasi

$$\frac{P(s_i / x)}{P(s_j / x)} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \rightarrow s_i \quad (12.26)$$

ga kiritib Kotelnikov optimal SQQ sharti uchun quyidagi tengsizlikni olamiz

$$\frac{\Pi(s_i / x)}{\Pi(s_j / x)} = \frac{\exp \left[-\frac{1}{N_0} \sum_{\epsilon=l_1}^{l_2} (x_i - s_{ii})^2 \right]}{\exp \left[-\frac{1}{N_0} \sum_{\epsilon=l_1}^{l_2} (x_i - s_{ji})^2 \right]} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \quad (12.27)$$

(12.27) ifodani logarifmlash natijasida quyidagini olamiz

$$\sum_{\epsilon=l_1}^{l_2} (x_i - s_{ii})^2 - \sum_{\epsilon=l_1}^{l_2} (x_i - s_{ji})^2 < N_0 \ln \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \quad (12.28)$$

(12.19), (12.20) va (12.21) ifodalarni e'tiborga olib,

$$\sum_{\epsilon=l_1}^{l_2} (x_i - s_{ii}) \varphi_i(t) = x(t) - s_i(t), \quad (12.29)$$

$$\sum_{\epsilon=l_1}^{l_2} (x_i - s_{ji}) \varphi_i(t) = x(t) - s_j(t). \quad (12.30)$$

(12.29) va (12.30) ifodalarni kvadratga oshirish, vaqt bo'yicha o'rtalashtirish va $\varphi_i(t)$ funksiyalarning ortogonalligini e'tiborga olsak, quyidagi ifodani olamiz

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt = \sum_{e=i_1}^{i_2} (x_i - s_{ii})^2. \quad (12.31)$$

Yuqoridagilarni e'tiborga olganda Kotelnikov optimal SQQ sharti quyidagi shaklga keladi.

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt = N_0 \frac{P(s_i)}{P(s_j)}. \quad (12.32)$$

(12.32) shart bajarilganda SQQ chiqishida $s_i(t)$ signal, aks holda $s_j(t)$ signal aks etadi.

Agar aloqa kanali orqali uzatilayotgan turli signallarning uzatilish aprior ehtimolliklari bir xil, ya'ni $p(s_1) = p(s_2) = \dots = p(s_m) = \frac{1}{m}$ deb hisoblasak, Kotelnikov SQQ optimal sharti yanada soddalashadi.

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt, \quad i \neq j. \quad (12.33)$$

(12.33) shart bajarilganda SQQ chiqishida $S_i(t)$ signal, aks holda $S_j(t)$ signal aks etadi.

Shunday qilib uzatilayotgan signallarning uzatilish ehtimolliklari bir xil bo'lsa, optimal SQQ chiqishida qabul qilingan $x(t) = s_m(t) + w(t)$ dan eng kam o'rtacha kvadratik farqlanuvchi signal $s_i(t)$ aks etadi.

(12.33) tengsizlik kvadrat va qavslarni ochish natijasida quyidagi ko'rinishni oladi:

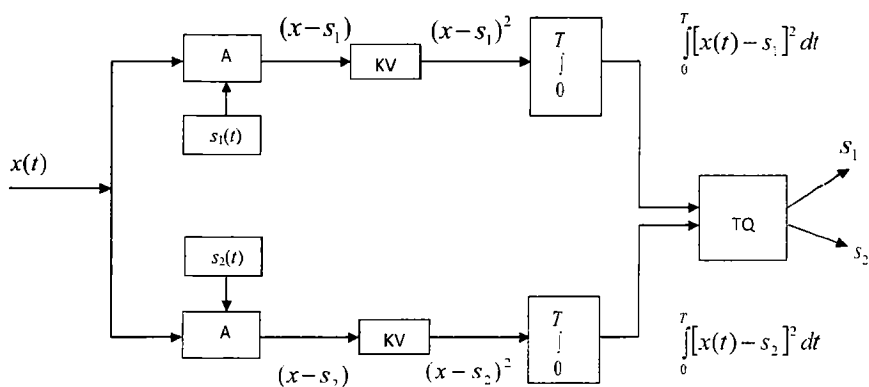
$$\int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s_i^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) s_i(t) dt < \int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s_j^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) s_j(t) dt. \quad (12.34)$$

Agar uzatiladigan signallarning energiyasi bir xil bo'lsa, ya'ni $\int_0^T s_i^2(t) dt = E_i$, $\int_0^T s_j^2(t) dt = E_j$, $E_i = E_j$ bo'lsa, u holda (12.32) ifoda yanada soddalashadi,

$$\int_0^T x(t) s_i(t) dt > \int_0^T x(t) s_j(t) dt. \quad (12.35)$$

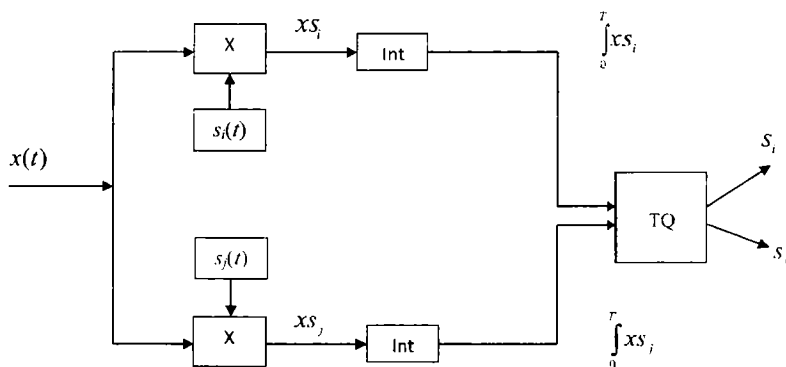
Bu holda Kotelnikov optimal SQQ chiqishida qabul qilingan $x(t) = s_m(t) + w(t)$ signal bilan eng katta o'zaro korreksiya ega bo'lgan, uzatilishi ehtimol bo'lgan signallardan biri aks etadi.

Aloqa kanali orqali $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signali uzatilishi mo'ljallangan bo'lsa (12.33) ifodada keltirilgan algoritmnı bajarishga asoslangan Kotelnikov optimal SQQ quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi (12.5-rasm).



12.5-rasm. Kotelnikov optimal SQQ strukturaviy sxemasi: A – ayirish, KV – kvadratga oshirish, TQ – taqqoslash qurilmalari

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimi uchun (12.35) ifodada keltirilgan algoritmnı bajarishga asoslangan Kotelnikov optimal SQQ quyidagi ko'rinishga ega bo'ldi (12.6-rasm).



12.6-rasm. Kotelnikov korrelyatsion optimal SQQ strukturaviy sxemasi: X – ko'paytirgich, Int – integrator, TQ – taqqoslash qurilmasi

Ikkilik signal uzatish aloqa tizimida (12.33) ifodadagi qavsni ochib Kotelnikov optimal SQQ uchun quyidagi shartni olish mumkin:

$$-2 \int_0^T x(t)s_1(t)dt + \int_0^T s_1^2(t)dt < -2 \int_0^T x(t)s_2(t)dt + \int_0^T s_2^2(t)dt, \quad (12.36)$$

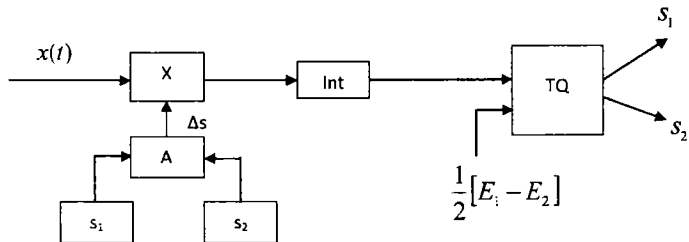
yoki

$$\int_0^T x(t)[s_1(t) - s_2(t)]dt > \frac{1}{2}[E_1 - E_2], \quad (12.37)$$

bunda E_1 va E_2 signallar $s_1(t)$ va $s_2(t)$ energiyalari.

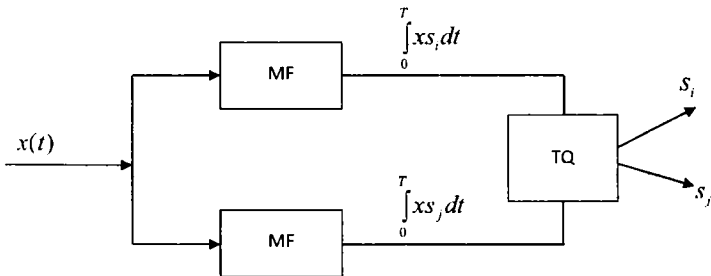
Ikkilik signal uzatish aloqa tizimi uchun optimal SQQ (12.36) algoritmi asosida amalga oshirilsa quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi (12.7-rasm).

$$\int_0^T x(t)s_1(t)dt < \int_0^T x(t)s_2(t)dt. \quad (12.38)$$



12.7-rasm. Signallarni farqlashga asoslangan optimal SQQ strukturaviy sxemasi: X – ko'paytirgich, Int – integrallash, TQ – taqqoslash, A – ayirish qurilmalari

Bu algoritmi amalga oshirilganda TQ integrator chiqishidagi qiymatni $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallar energiyalari farqining yarmiga teng sath bilan taqqoslash natijasida qaror qabul qiladi. Agar signallar energiyasi bir xil bo'lsa, unda TQ taqqoslash bo'sag'asi nolga teng bo'ladi, optimal SQQ strukturaviy sxemasi yanada soddalashadi (12.8-rasm).



12.8-rasm. Moslashgan filtrlar yordamida optimal SQQ strukturaviy sxemasi

Shunday qilib, optimal SQQ oddiy korrelyatsion kogerent qabul qilishga ekvivalent ekan.

Optimal SQQni moslashgan (optimal) triggerlar yordamida ham amalga oshirish mumkin, bunda xar bir $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signal bilan moslashgan, impuls aks ta'sirlari $q_1(t) = C s_1(T-t)$ va $q_2(t) = C s_2(T-t)$ bo'lgan MF₁ va MF₂ lardan va TQdan iborat bo'ladi (12.8-rasm).

Agar kanal orqali m ta turli signal $s_n(t)$ uzatilishi rejalashtirilgan bo'lsa, optimal SQQ shunga mos ravishda m ta kanalli korrelyatorlardan yoki m ta moslashgan filtrlardan iborat bo'ladi. Bunday optimal SQQ chiqishida qaysi bir korrelyator chiqishida boshqalarga nisbatan eng katta qiymat, ya'ni o'zaro korrelyatsiya natijasi hosil bo'lsa, yoki moslashgan m filtrlarning qaysi biri chiqishida eng katta kuchlanish paydo bo'lsa shu signal ro'yxatdan o'tadi.

Odatdagi raqamli tizimlarda 2 xil $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signal (0 va 1) AM, ChM, NFM signallar yordamida uzatiladi, natijada optimal SQQ ikki kanalli bo'ladi.

12.5. Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolik ehtimolligi

Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolikni aniqlaymiz. Bu xatolik optimal qabullashdagi xatolikka teng bo'ladi. Ushbu xatolik eng kichik minimal bo'lib, ushbu signal uzatish modulyatsiya turi uchun potensial xalaqitbardoshlikni baholaydi. Real SQQ xalaqitbardoshligi potensial xalaqitbardoshlikka teng bo'lishi mumkin, ammo undan katta bo'lmaydi.

SQQ kirishida $s_1(t)$ signal $P(s_1)$ va $s_2(t)$ signal $P(s_2)$ ehtimollik bilan paydo bo'lsa, u holda xatolik $s_1(t)$ uzatilganda SQQ ning chiqishida $s_2(t)$ yoki aksincha $s_2(t)$ uzatilganda $s_1(t)$ xatolik yuz berishdan iborat bo'ladi. Bu hol uchun Kotelnikov mezoni asosida ishlovchi optimal SQQ algoritmi quyidagidan iborat:

$$\int_0^T [x(t) - s_1(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_2(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{P_2}. \quad (12.39)$$

Bu ifoda $x(t) = s(t) + w(t)$ ligini e'tiborga olsak, quyidagi ko'rinishni oladi

$$\int_0^T w^2(t) dt - \int_0^T [s_1(t) - s_2(t) + w(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{P_2}, \quad (12.40)$$

yoki

$$\int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] < \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt. \quad (12.41)$$

(12.41) ifodaning bir qismini $w(t)$, $s_1(t)$ va $s_2(t)$ larni ortogonal qatorga joyishdan foydalanib quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$\zeta(t) = \int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] = \sum_l w_l (s_{1l} - s_{2l}). \quad (12.42)$$

Xalaqit $w(t)$ ning har bir koeffitsienti w_l o'rtacha qiymati nolga teng normal taqsimot qonuniga bo'ysungani uchun (12.42) ifodaga o'ng tomonidagi yig'indi ham normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi, ζ ning o'rtacha qiymati nolga teng bo'ladi, dispersiyasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$D\zeta = \bar{\zeta}^2 = \sum_l w_l^2 (s_{1l} - s_{2l})^2 = \frac{1}{2} N_0 \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt = \sigma_\zeta^2. \quad (12.43)$$

Tasodifiy kattalik ζ ning ehtimolligi zichligi

$$P(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right). \quad (12.44)$$

(12.41) ifodaga muvofiq agar $s_1(t)$ aloqa kanali orqali uzatilgan bo'lsa, quyidagi shart bajarilganda so'z bo'ladi:

$$\zeta < A = \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt. \quad (12.45)$$

$s_1(t)$ signal o'rniga $s_2(t)$ signalning ro'yxatga olinishi xatolik

$$P_{12} = P(\zeta < A) = \int_{-\infty}^A P(\zeta) d\zeta = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \int_{-\infty}^A \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right) d\zeta. \quad (12.46)$$

Xalaqitning nisbiy kattaligi $U = \frac{\zeta}{\sigma_\zeta}$ tushunchasini kiritib P_{12} xatolik uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{12} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\frac{A}{\sigma_\zeta}}^{\frac{A}{\sigma_\zeta}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \frac{1}{2} \left[1 + \Phi\left(\frac{A}{\sigma_\zeta}\right) \right], \quad (12.47)$$

bunda

$$\frac{A}{\sigma_\zeta} = \frac{\frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}{\sqrt{\frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}}. \quad (12.48)$$

(12.48) ifodani quyidagi belgilashlarni kiritib, uni ancha sodda shaklga keltiramiz:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2N_0} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt, \quad (12.49)$$

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_1}{P_2}, \quad (12.50)$$

$$P_{12} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{12})] \quad (12.51)$$

(12.51) ifoda orqali $s_1(t)$ signal o'rniga $s_2(t)$ signal ro'yxatga o'tishi P_{12} aniqlanadi va aksincha $s_2(t)$ o'rniga $s_1(t)$ ro'yxatga olinish ehtimolligi P_{21} quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{21} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{21})], \quad (12.52)$$

bunda

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_2}{P_1}. \quad (12.53)$$

Ikkilik aloqa kanalidagi umumiy xatolik

$$P_0 = P_1 P_{12} + P_2 P_{21}, \quad (12.54)$$

yoki

$$P_0 = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{12})] + \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{21})] \quad (12.55)$$

Yuqorida olingan (12.55) ifodadan shunday xulosa chiqarish mumkin. Ikkilik signallarni optimal qabullashdagi potensial xalaqitbardoshlik α^2 ga va $\frac{P_2}{P_1}$ ga bog'liq bo'lib, bulardan birinchisi α^2 signal energiyasi farqining xalaqit qiymati N_0 nisbati orqali aniqlanadi; ikkinchisi $\frac{P_2}{P_1}$ xabarlamani uzatilish ehtimolligi statistik xususiyatlariga bog'liq.

Agar $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallarning uzatilish aprior ehtimolligi $P_1 = P_2 = 0,5$ bo'lsa, ikkilik kanalidagi xatolik quyidagicha aniqlanadi:

$$P_0 = \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha)] \quad (12.56)$$

Xalaqit qiymati kichik bo'lsa (12.50) va (12.53) formulardagi ikkinchi hadni e'tiborga olmasa bo'ladi, bunda (12.54) formula (12.56) formula ko'rinishini oladi. Bu holda xatolik ehtimolligi P_1 va P_2 aprior ehtimolliklarga deyarli bog'liq bo'lmaydi. Xalaqit qiymati N_0 kattalashgan sari α koeffitsient kichik bo'ladi va xatolik P_0 ehtimolligi signallar uzatilish aprior ehtimolligi P_1 va P_2 ga bog'liqligi sezilarli bo'ladi va asta-sekin kattalashib boradi.

Shunday qilib, agar $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallarning uzatilish aprior ehtimolligi $P_1 = P_2 = 0,5$ bo'lsa, signal qabul qilishdagi umumiy xatolik α koeffitsientiga va xalaqitning energetik spektri quvvati N_0 ga bog'liq bo'ladi.

12.6. Optimal signal qabullash xalaqitbardoshligining modulyatsiya turiga bog'liqligi

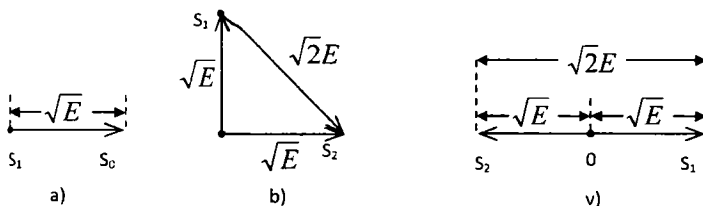
12.6.1. Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallar yordamida xabarlar uzatilganda signallardan biri $s_1(t) = 0$, ikkinchi esa quyidagicha ifodalanadi:

$$s_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (12.57)$$

bunda, U_0 – signal amplitudasi, ω_0 – chastotasi va φ_0 – boshlang'ich fazasi.

Ikki o'lchamli yuzada AMP signalni vektor ko'rinishida quyidagicha tasvirlash mumkin (12.9a-rasm).



12.9-rasm. AMP, ChMp va FMP signallarning vektor shaklida ko'rinishlari

AMP signalning ekvivalent energiyasi quyidagiga teng:

$$E_{FAM} = E = \int_0^T s_0^2(t) dt. \quad (12.58)$$

Agar $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallarning uzatilish ehtimolligi $P_1 = P_2 = 0,5$ bo'lsa xato qabul qilish ehtimolligi quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{0,AM} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{E_E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{q^2}{2}} \right]. \quad (12.59)$$

bunda, $q^2 = \frac{E_E}{N_0}$ – optimal SQQ kirishidagi signal energiyasini xalaqit quvvati spektr zichligiga nisbati.

12.6.2. Chastotasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

AMp signallardan farqliroq chastotasi manipulyatsiyalangan ChMp signal aktiv pauzali signal deb ataladi va quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \\ s_1(t) &= U_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_0), \quad 0 < t \leq T. \end{aligned} \quad (12.60)$$

Odatda ChMp signallar $s_1(t)$ va $s_0(t)$ o'zaro ortogonal qilib tanlanadi, ya'ni ularning skalyar ko'paytmasi nolga teng bo'ladi, ya'ni

$$(s_0, s_1) = \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = 0. \quad (12.61)$$

Agar $\omega_0 = 2\pi k_0 / T$ va $\omega_1 = 2\pi k_1 / T$ (bunda k_1 va k_2 butun sonlar) bo'lsa, φ_1 va φ_2 lar har qanday kattalikka ega bo'lishi mumkin. Bunday signallar ortogonal bo'ladi, chunki har bir elementar signal davomiyligi T ga teng garmonik signalning to'liq k ta davri joylashadi, ya'ni

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) dt = \\ &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \left\{ \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1] + \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1] \right\} dt = \\ &= \frac{U_0^2}{T} \int_0^T \left\{ \cos \left[2\pi \frac{k_0 + k_1}{T} t + \varphi_0 + \varphi_1 \right] + \cos \left[2\pi \frac{k_0 - k_1}{T} t + \varphi_0 - \varphi_1 \right] \right\} dt = 0. \end{aligned} \quad (12.62)$$

$s_1(t)$ va $s_0(t)$ signallarning ekvivalent energiyasini aniqlaymiz:

$$E_E = \int_0^T [s_0(t) - s_1(t)]^2 dt = \int_0^T s_0^2(t) dt + \int_0^T s_1^2(t) dt - 2 \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = E_0 + E_1 = 2E. \quad (12.63)$$

Chunki ohirgi integral $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallar o'zaro ortogonal bo'lgani uchun nolga teng bo'ladi. Ikki o'lchamli yuzada $s_0(t)$ va $s_1(t)$ signallarni bir-biriga perpendikulyar ikki vektor shaklida tasvirlash mumkin (12.9b-rasm). ChMp signalning potensial xalaqitbardoshligi quyidagiga teng:

$$P_{ChM} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi(\sqrt{q^2}). \quad (12.64)$$

12.6.3. Fazasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

ChMp signallar singari fazasi manipulyatsiyalangan (FMP) signallar ham aktiv pazali signallardan hisoblanadi. Oddiy FMP signallar fazasi uzatilayotgan xabar kodlariga mos ravishda (1 yoki 0) fazasi 180° ga o'zgaradi.

FMP signal analitik ifodasi (0;T) oraliqda quyidagi funksiyalardan biriga teng bo'ladi:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), \\ s_1(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi + \pi) = -U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi). \end{aligned} \quad (12.65)$$

(12.65) ifodadan va 12.9v-rasmdan $s_0(t)$, $s_1(t)$ signallar bir-biriga qarshiligi tasdiqlanadi, ya'ni $s_0(t) = -s_1(t)$. Bunday signallar qarama-qarshi signallar deb ataladi.

Amp, ChMp va FMP signallar vaqt diagrammalarini taqqoslash shuni ko'rsatadiki, ularning energiyasi bir xil bo'lganda, ular orasidagi masofa FMP uchun maksimal (eng katta) bo'ladi. Shuning uchun aloqa kanalidan uzatilayotgan signallar energiyasi bir xil va ularga ta'sir etayotgan fluktuasion xalaqit quvvati bir hil bo'lgan holda, FMP signal boshqa modulyatsiya turlariga qaraganda yuqori xalaqitbardoshlikka ega bo'lishi tabiiy. FMP signal ekvivalent energiyasini aniqlaymiz

$$E_{EFMP} = \int_0^T [s_0(t) + s_1(t)]^2 dt = 4 \int_0^T s_0^2(t) dt = 4E. \quad (12.66)$$

Diskret xabar FMP signallar yordamida uzatilganda potensial xalaqitbardoshlik quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{XFM} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{4E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi \left[\sqrt{2q^2} \right] \quad (12.67)$$

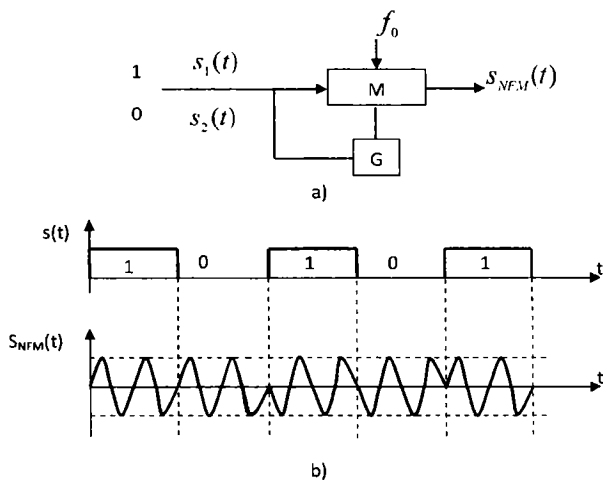
AMp, ChMp va FMp signallarning xalaqitbardoshligini taqqoslash shuni ko'rsatadiki, bular orasida ChMp signal o'rta o'rinni egallaydi. ChMp ortogonal signallardan FMp qarama-qarshi signallarga o'tish uning energiyasi 2 marta oshiradi va AMp signalga o'tish aksincha ikki marotaba kamaytiradi.

FMp signal yuqori xalaqitbardoshligini amalda ta'minlash uchun kogerent qabul usulini ta'minlashni talab qiladi, buning uchun qabul qilinayotgan $s_1(t)$ va $s_0(t)$ signallar bilan fazasi mos keluvchi etalon (tayanch) signalini MQQda bo'lishini ta'minlash kerak bo'ladi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki qabul qilinadigan FMp signal tarkibida tashuvchi chastotasi f_0 ga teng spektr tashkil etuvchisi yo'q, shuning uchun undan tayanch signalini shakllantirishda foydalanib bo'lmaydi.

Zamonaviy aloqa tizimlarida FMp signallardan foydalanilmaydi, chunki uni qabul qilishda yana bir necha muammolar paydo bo'ladi. Oddiy FMp signal o'rtiga fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan NFMP signallardan foydalaniladi.

12.6.4. Fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi

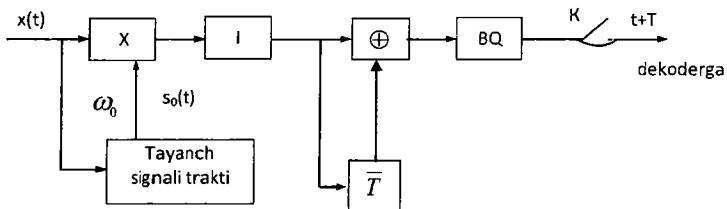
NFMP signal oddiy FMp signallarga hos bo'lgan teskari ishlash hodisasini to'liq yo'qotish imkoniyatini beradi. Bunda uzatilayotgan xabar signali fazasining o'zgarishi undan avval uzatilgan elementar signal 1 yoki 0 ligiga bog'liq. Signal fazasi "0" bilan manipulyatsiya qilinganda uning fazasi avvalgisidek o'zgarishsiz qoladi va "1" bilan manipulyatsiya amalga oshirilganda signal fazasi 180° ga o'zgaradi. Ushbu manipulyatsiyani amalga oshirish qurilmasi strukturaviy sxemasi va signallar vaqt diagrammalari 12.10-rasmda keltirilgan.



12.10-rasm. a) NFMp signal o'lish qurilmasining strukturaviy sxemasi, b) kirish signali $s(t)$ va $s_{NFM}(t)$ signallar vaqt diagrammalari

NFMp ni kodlash va FMP deb qarash mumkin. NFMp da kodlar kombinatsiyasidagi elementar simvollar quyidagi qoida asosida qo'shimcha kodlashdan o'tadi: $a_k = (0,1)$, $k = 1,2 \dots$ kodlar $a_k = a_{k-1}$ ga, agar $a_k = 0$ bo'lsa va $a_k = 1 - a_{k-1}$ ga agar $a_k = 1$ bo'lsa. Bunda dastlabki a_0 simvol xabar tashimaydi, u qo'shimcha jarayonini boshlash uchun kerak. Ushbu tadbirdan keyin oddiy FMP amalga oshiriladi, bunda manipulyatsiyalovchi elementar signallar vazifasini qo'shimcha kodlangan elementar signallar a_k lar bajaradi.

To'liq ma'lum NFMp signallar qabullash qurilmasi FMP signallarni kogerent optimal qabullashga o'xshash shaklda amalga oshiriladi. Bunday NFMp signallar qaror qabullash qurilmasi kirishiga berilishidan avval teskari qayta ishlash jarayonidan o'tadi, ya'ni a_1, a_2, \dots, a_k ketma-ketlik 2-modul bo'yicha avvalgi simvol bilan taqqoslash asosida hosil bo'ladi ($a_k = a_k \oplus a_{k-1}$, \oplus - ikki moduli asosiy qo'shish amalini anglatadi). Teskari qayta ishlov berish bitta avvalgi T -vaqtga kechiktirilgan elementar signalni a_{k-1} ni hozirda kirishdagi simvol a_k bilan taqqoslash asosida amalga oshiriladi. Taqqoslanayotgan elementar signallar bir-biriga mos bo'lsa "0" simvoli qayd etiladi va aks holda "1" simvoli qayd etiladi. Ushbu asosda ishlovchi SQQ taqqoslash usulida qabullash usuli deb ataladi. NFMp signallarni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi 12.11-rasmda keltirilgan.



12.11-rasm. NFMp signallarni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi

Rasmda: X – ko‘paytirgich, I – integrator, \bar{T} – signalni kechiktirgich, \oplus – ikkilik modul bo‘yicha qo‘shish, BQ – bo‘lag‘aviy qurilma. K – kalit ($t=T$ da dekoderga ulanadi).

Tayanch signali $s_0(t)$ kirish signal chastotasini ikkiga ko‘paytirish, filtrlash va ikkiga bo‘lish asosida Pistilkors usulida amalga oshiriladi. NFM signallarni bu usulda qabullashda “1” ni “0” ga va aksincha uzatilayotgan kod elementar tashkil etuvchilaridan faqat bittasi xato qayd etilishiga olib keladi, keyingilari to‘g‘ri qayd etiladi. NFMp ni oddiy FMp bilan taqqoslash 12.12-rasmda keltirilgan. Bu rasmda strelka (mil) yuqoriga yo‘nalgan holat “0” ga va strelka (mil) pastga yo‘nalgan bo‘lsa “1” ga mos keladi. Rasmdagi * belgisi elementar signal fazasi 180° ga o‘zgarib FMp xato qabullash boshlangan vaqtga to‘g‘ri keladi. NFMp da esa faqat bitta elementar simvol xato qayd etiladi, keyingilari to‘g‘ri qayd etiladi.

	NFMp	FMp
Axborot a_k	0111001010	0111001010
Qo‘shimcha kodlangan simvol a_k	00101110011	
Signal fazasi	↑↑↑↓↑↓↑↓↑↓↑↓	↑↓↑↓↑↓↑↓↑↓↑↓
Qabulda signal fazasi	* ↑↑↑↓↑↓↑↓↑↓	* ↑↓↑↓↑↓↑↓↑↓
Qabul qilingan simvollar a_k	0110001010	0110110101

12.12-rasm. NFMp signalni FMp signalga aylantirishga oid chizma

NFMp signalga aditiv fluktuasion xalaqit ta‘sir etganda uning potensial xalaqitbardoshligini aniqlaymiz.

Bunda xatolik a_k – elementar signal xato va a_{k-1} – elementar signal to‘g‘ri qabul qilingan holda hosil bo‘ladi, yoki aksincha holatda sodir bo‘ladi. Uzatilayotgan elementar simvollar xalaqit ta‘sirida bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan holda xato yoki o‘g‘ri qabul qilinadi, ya‘ni $P_{FM}(1-P_{FM})$, bunda P_{FM} – FM signalning xato qabullanish ehtimolligi. Natijada NFMp potensial xalaqitbardoshligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{NFM} = 2P_{FM}(1 - P_{FM}) = 2 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2q_k^2} \right) \right] \Phi \left(\sqrt{2q_k^2} \right) \approx 2P_{FM}. \quad (12.68)$$

NFMp signal potensial xalaqitbardoshligi oddiy FMp xalaqitbardoshligidan taxminan 2 marta kichikroq, ammo xalaqitbardoshlikning kamayishi oddiy FMp signallarni qabullashdagi teskari ishlash hodisasi yuz bermaydi.

Diskret xabarlarini uzatishda xabar har bir diskret elementiga bir necha elementar signallar kombinatsiyasidan iborat bo'lgan kodlar kombinatsiyasi bilan almashadi. Agar kodlar kombinatsiyalaridagi m -ta elementar signallar bir-biriga bog'liq bo'lmasa, u holda kod kombinatsiyasining to'g'ri qabul qilinishi ehtimolligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$P_{xqq} = 1 - (1 - P_x)^m, \quad (12.69)$$

bunda P_x – elementar signalni xato qabul qilish ehtimolligi.

Shuni alohida ta'kidlash lozimki, xalaqitbardoshlik signal energiyasining xalaqit quvvati spektri zichligiga nisbati bog'liq bo'lib, signal shakliga bog'liq emas. Agar xalaqit energetik spektri chastota bo'yicha bir tekis taqsimlanan bo'lmasa signal spektri, ya'ni uning shaklini o'zgartirib xalaqitbardoshlikni oshirish mumkin.

12.7. Diskret xabarlarini nokogerent qabullash

Nokogerent qabullash SQQ kirishida foydali signalning boshlang'ich fazasi avvaldan noma'lum bo'lganda qo'llanadi. Bundan tashqari signal $s(t)$ fazasi parametrlari vaqt bo'yicha o'zgarib turuvchi kanaldan o'tganda tasodifiy shaklda o'zgaradi va uni aniqlash sezilarli qiyinchiliklarga olib keladi, ba'zan esa signal $s(t)$ doimiy parametrlil kanallar orqali uzatilan holatda SQQ sxemasini soddalash maqsadida nokogerent qabullash usulidan foydalaniladi.

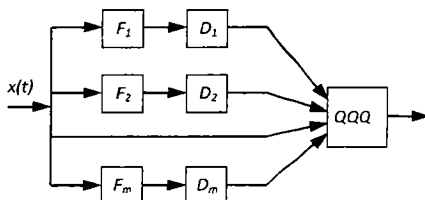
Optimal nokogerent SQQ da kirish signali $x(t)$ ning funksiyasi moduli (o'rovchisi) hisoblanadi, ya'ni

$$y_k = \left| \int_0^T x(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|, \quad (12.70)$$

aniqlanadi, va y_k qaysi bir uzatilishi mumkin bo'lgan $s_k(t)$ signal bilan $t = t_0$ vaqtda eng katta qiymatga erishsa shu signal qayd etiladi. Agar $s_1(t)$ signali uzatilgan bo'lsa, xatolik $y_1 < y_k$ (bunda $k \neq 1$) bo'lgan holatda sodir bo'ladi, ya'ni

$$\left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_1^*(t) dt \right| < \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|, \quad (k \neq 1, k = 2, 3, \dots, m). \quad (12.71)$$

(12.71) shartni amalga oshiruvchi SQQ strukturaviy sxemasi 12.13-rasmda keltirilgan. Bu SQQ m ta moslashgan filtrdan, amplituda detektoridan va taqqoslash qurilmasidan iborat. Har bir moslashgan filtr (MF) chiqishida kirish signali $x(t)$ va uzatilishi mumkin bo'lgan foydali signallar $s_m(t)$ orasidagi o'zaro korrelyatsiya funksiyasiga proporsional chiqish kuchlanishi hosil bo'ladi va amplituda detektori AD ushbu kuchlanishning o'rovchisini ajratadi.



12.13-rasm. m -signallarni nokogerent qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi

(12.71) ma'lumki, signallarni nokogerent qabullashda ma'lum bir T vaqtda $x(t)$ va $s_k(t)$ signal moduli hisoblanadi, ya'ni

$$y_k^2 = \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|^2 = \left[2 \int_0^T x(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[2 \int_0^T x(t) s_k^*(t) dt \right]^2. \quad (12.72)$$

Agar $s_k(t)$ signal uzatilgan bo'lsa, $x(t) = s_k(t) + w(t)$ bo'ladi va natijada (12.71) quyidagi ko'rinishni oladi:

$$\begin{aligned} y_k^2 &= \left| 2 \int_0^T [s_k(t) + w(t)] s_k^*(t) dt \right|^2 + \left| 2 \int_0^T [s_k(t) + w(t)] s_k^*(t) dt \right|^2 = \\ &= 4 \left| \int_0^T s_k(t) s_k^*(t) dt + \int_0^T w(t) s_k^*(t) dt \right|^2 + 4 \left| \int_0^T s_k(t) s_k^*(t) dt + \int_0^T w(t) s_k^*(t) dt \right|^2. \end{aligned} \quad (12.73)$$

$s_k(t)$ signallarning uzatilish ehtimolliklari bir hil, bir hil energiyaga ega va ular kuchaygan darajada o'zaro ortogonal (ya'ni signallardan birini uning kompleks moslashganigiga almashganda ham ortogonallik hususiyati saqlansa) bo'lsa, u holda

$$\begin{aligned} y_k^2 &= \left[2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[2 \int_0^T w(t) s_k^*(t) dt \right]^2 = \zeta_k^2 + \eta_k^2, \\ y_1^2 &= (2E + \zeta_1)^2 + \eta_1^2; \end{aligned} \quad (12.74)$$

$$\text{bunda, } \zeta_k = 2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt, \quad \eta_k = 2 \int_0^T w(t) s_k^*(t) dt.$$

Tasodifiy kattaliklar ζ_k va η_k o'rtacha qiymati nolga, dispersiyasi $\sigma^2 = \sigma_\zeta^2 = \sigma_\eta^2$ ($\sigma^2 = 2N_0E$) bo'lgan ehtimolligi normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Yuqoridagilarga asosan $y_k^2 = \zeta_k^2 + \eta_k^2$ ham o'rtacha qiymati nolga teng, dispersiyasi $\sigma_y^2 = \sigma_\zeta^2 = \sigma_\eta^2 = 2N_0E$ ga teng normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi va quyidagicha ifodalanadi:

$$P(y_k) = \frac{y_k}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_k^2}{4N_0E}\right). \quad (12.75)$$

Tasodifiy kattalik y_1^2 ni ikki vektor yig'indisi deb tasavvur etish mumkin, bulardan biri uzunligi $L = 2E$ bo'lib, ikinchisi bir-biriga bog'liq bo'lmagan normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi dispersiyasi $\sigma_1^2 = 2N_0E$ ga teng vektordir. Shuning uchun y_1^2 Rele umulashgan taqsimot qonuniga bo'ysunadi,

$$P(y_1) = \frac{y_1}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_1^2 + L^2}{4N_0E}\right) I_0\left(\frac{y_1 L}{2N_0E}\right). \quad (12.76)$$

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

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

$$P_{XNKG} = 1 - P(y_1 > y_2, y_3 < y_m). \quad (12.77)$$

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

$$P_{XNKG} = 1 - P(y_1 > y_2) = P(y_2 > y_1). \quad (12.78)$$

$s_1(t)$ signalning xato qabul qilinishi ehtimolligini hisoblash uchun y_1 ning ma'lum bir qiymati uchun $y_2 > y_1$ ning ehtimolligini aniqlaymiz. Bu ehtimollik quyidagi integral bilan aniqlanadi:

$$I(y_1) = \int_{y_1}^{\infty} P(y_2) dy_2. \quad (12.79)$$

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

$$P_{XNKG} = P(y_2 > y_1) = \int_0^{\infty} I(y_1)P(y_1)dy_1 = \int_0^{\infty} P(y_1)dy_1 \cdot \int_{y_1}^{\infty} P(y_2)dy_2. \quad (12.80)$$

(12.80) ifodaga $P(y_1)$ va $P(y_2)$ ifodalari (12.74), (12.75) larni kiritib va integrallash natijasida optimal nokogerent qabulda xatolik ehtimolligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$P_{XZ} = \frac{1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}}, \quad \text{bunda } q_0 = \frac{E}{N_0}. \quad (12.81)$$

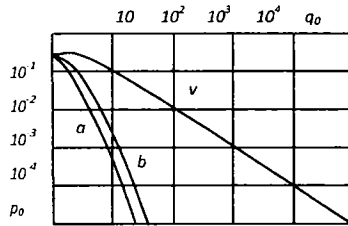
M ta signal uzatilishi mumkin bo‘lgan aloqa kanalida signalni optimal nokogerent qabullash xatoligi quyidagiga teng bo‘ladi:

$$P_{XNKG} \approx \frac{m-1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}}. \quad (12.82)$$

M pozitsiyali (turli) signallarni optimal kogerent qabullashdagi xatolikni, ushbu signallarni nokogerent optimal qabullash natijalarini taqqoslash shuni ko‘rsatadiki, bu xatoliklar ikkilik kanaldagi xatolik uchun quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi.

$$P_{XNKG} \approx (m-1)P_{Y2}. \quad (12.83)$$

12.14-rasmda ikkilik signallarni optimal kogerent qabullash va optimal nokogerent qabullashdagi xatoliklar ehtimolliklari chizmasi keltirilgan. Ushbu bog‘lanishlarni tahlili optimal nokogerent qabuldagi xatolik ehtimolligi optimal kogerent qabullashdagi xatolik ehtimolligidan ko‘p farq qilmaydi. Bu farq $q < 1$ kichik va signal nooptimal qabul qilinganda katta bo‘ladi.



12.14-rasm. Ikkilik signallarni optimal kogerent va optimal nokogerent qabullashdagi xatoliklar ehtimolliklari chizmasi

12.8. Uzlüksiz signallarni optimal qabullash

Uzlüksiz xabar $u(t)$ vaqt bo'yicha uzluksiz o'zgaradi va qabullash qurilmalari kirish signallari uchun dinamik diapazoni oralig'ida tasodifiy qiymatlarga ega bo'ladi. Bunday xabar signallari telefon kanallari orqali xabar uzatishda, radioeshittirishda, televideniyada va shunga o'xshash hollarga to'g'ri keladi.

Aloqa kanali orqali $u(t)$ xabar yuqori chastotali modulyatsiyalangan signal $s(u, t)$ yordamida uzatiladi. Bunda signalning informasion parametri uzatilayotgan xabar $u(t)$ ga mos ravishda vaqt fuksiyasi sifatida o'zgarib boradi.

SQQ kirishiga $x(t)=s(u, t)+w(t)$ ta'sir etadi. Vazifa ushbu $x(t)$ ga ishlov berib, birlamchi xabar $u(t)$ ni iloji boricha katta aniqlik bilan qayta tiklash, aks ettirishdan iborat. SQQ $x(t)$ ga ishlov berish natijasida $P(s/x)$ o'zining kirishdagi signalning $s(u, t)$ aposterior o'xshashligi ehtimolligi taqsimoti zichligini hisoblab boradi.

Optimal SQQ hisoblangan $P(s/x)$ aposterior ehtimollik zichligi taqsimoti asosida chiqishida $u(t)$ ni aks ettiradi.

Beys formulasiga asosan ushbu $P(s/x)$ aposterior ehtimollik quyidagicha aniqlanadi

$$P(s/x) = kP(s)P(x/s) \quad (12.84)$$

bunda, k – koeffisient $\int_s P(x/s) = 1$ sharti orqali aniqlandi, bu koeffisient aloqa tizimi turiga va bajaradigan vazifasiga bog'liq.

Uzatiladigan xabar $u(t)$ ning qiymatlarini shartli ravishda $+1$ va -1 oralig'ida bir xil tekis taqsimlangan deb hisoblasak, u holda signal $s(u, t)$ ning turli qiymatlari aprior ehtimolligi $P(s)=\text{const}$ bo'ladi.

Diskret signallarni optimal qabullash shartidan foydalanib (12.84) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

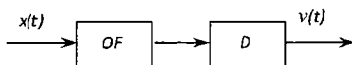
$$P(s/x) = kP(s) \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - s(u, t)]^2 dt \right\}. \quad (12.85)$$

$P(s/x)$ ning aposterior ehtimolligi eng kata qiymatiga $u(t)$ ning uzatilgan xabar $u(t)$ dan eng kam farqlanadigan qiymati mos keladi, ya'ni

$$\Delta^2 = \int_0^T [x(t) - s(u, t)]^2 dt. \quad (12.86)$$

Shunday qilib, optimal SQQ o'zining chiqishida $u(t)$ ning shunday qiymatini aks ettirishi kerakki uning qiymati $u(t)$ dan o'rtacha kvadratik farqlanishi Δ^2 eng kichik bo'lishi kerak. Xalaqit $w(t)=0$ bo'lsa SQQ xabarni buzilishsiz aks ettirish kerak, ya'ni $x(t)=s(u, t)$ bo'lsa, $v(t)=u(t)$ va o'rtacha kvadratik xatolik $\Delta^2=0$ bo'ladi.

Kirish signalining optimal filtrlash va detektorlash $x(t)$ dan uzatilgan xabar $u(t)$ haqida maksimal ma'lumot olish imkonini beradi. Optimal filtrli SQQ strukturaviy sxemasi 12.15-rasmda keltirilgan.



12.15-rasm. Uzlüksiz signallarni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasi: OF – optimal filtr, D – detektor

Ushbu SQQdagi optimal filtr uzluksiz signallarni optimal filtrlashda aniqlangan ifoda orqali aniqlanadi, ya'ni

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t}, \quad (12.87)$$

bunda xatolik o'rtacha kvadratik qiymati

$$\bar{\Delta}_{avr}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega. \quad (12.88)$$

(12.87) formuladagi shartni bajaruvchi filtrni amalga oshirish murakkab masala, chunki foydali signal spektri ($G_s(\omega)$) xabar mazmuniga qarab vaqt bo'yicha o'zgaruvchan bo'ladi, bundan tashqari hamma modulyatsiyalangan signallar tabiatan nostasionar tasodifiy jarayondirlar. Shuning uchun uzluksiz signallarni optimal qabullashning boshqa usullarini ko'rib chiqishga to'g'ri keladi.

(12.84) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz:

$$P(s/x) = kP(s) \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T x^2(t) dt\right\} \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt\right\} \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u, t) dt\right\}. \quad (12.89)$$

Ushbu (12.89) formulada birinchi had qiymatini « k » ga kiritish mumkin, ikkinchi had $x(t)$ ga umuman bog'liq emas, uni bir qismini aprior ehtimollik shaklida qarash mumkin. Ko'p hollarda (12.89) formula ikkinchi tashkil etuvchi ($\exp(-E/N_0)$) koeffitsient « k » qiymatida hisobga olinadi (E – signal energiyasi).

Yuqorida keltirilganlar asosida (12.89) ifoda quyidagi ixcham shaklni oladi.

$$P(s/x) = kP(s) \exp[h(u)], \quad (12.90)$$

bunda

$$h(u) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u,t)dt. \quad (12.91)$$

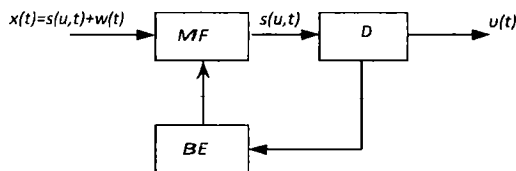
(12.90) va (12.91) ifodalardan ko'rinadiki SQQ uzatiladigan signal aprior ehtimolligi $P(s)$ va kirish signali $x(t)$ ning uzatilishi kuzatilayotgan signal $s(u,t)$ o'zaro korrelyatsiyasining ko'paytmasi shaklida aposterior ehtimollik $P(s/x)$ ni aniqlaydi, ushbu SQQ korrelyatsiya hisoblashga asoslangan bo'ladi. $h(u)$ funksiya uzatilayotgan signal $s(u,t)$ aniq bo'lsa, oson hisoblanadi. Bu amal korrelyator yoki moslashgan filtr yordamida bajariladi.

Uzluksiz xabarlarni uzatishda signal $s(u,t)$ ning qiymatlari aniq bo'lmaydi. Ammo ushbu signal haqida ba'zi ma'lumotlar avvaldan (aprior) ma'lum deb hisoblaymiz. Masalan: signal tashuvchi, modulyatsiya turi, spektr kengligi va boshqalar ko'p hollarda avvaldan ma'lum bo'ladi. Natijada SQQ yordamida $s(u,t)$ signalning bahosini aniqlash va ushbu baholash orqali $h(u)$ funksiyaning aniqlash mumkin,

$$h(u) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u,t)dt. \quad (12.92)$$

$h(u)$ funksiyaning kuzatuvchi filtr yoki kuzatuvchi korrelyator yordamida hisoblash mumkin (12.16 va 12.17-rasmlar).

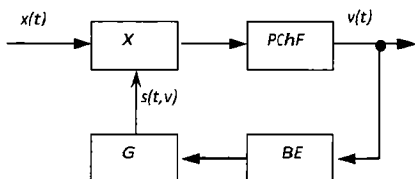
Ushbu sxemalarning asosiy uzatilgan $u(t)$ xabarning bahosi $v(t)$ ni chiqaruvchi axborot kanalidan tashqari, yana teskari bog'lanish kanali bor bo'lib, uning yordamida $s(u,t)$ tayanch signali shakllantiriladi (12.17-rasm) yoki filtr parametrlari o'zgartiriladi (12.16-rasm).



12.16-rasm. Moslashgan kuzatuvchi filtrli SQQ strukturaviy sxemasi

12.16-rasmda keltirilgan SQQda boshqaruvchi element (BE) yordamida moslashgan filtr parametrlari kuzatilayotgan uzluksiz signal $s(u,t)$ bilan

moslashganligini ta'minlaydi. 12.17-rasmda BE yordamida tayanch tashuvchi signalini shakllantirayotgan generator (G) modulyatsiyalanayotgan parametri o'zgartiriladi. Masalan, qabul qilinayotgan signal chastotasi modulyatsiyalangan bo'lsa tayanch generatori chastotasi, vaqt bo'yicha modulyatsiyalangan (VBM) signallarni qabullashda vaqt bo'yicha siljishi $s(u,t)$ ga mos ravishda o'zgarib boradi. 12.17-rasmdagi past chastotalar filtri integrator vazifasini bajaradi, uning ko'rsatgichlari uzatilayotgan xabar $u(t)$ spektri chastotalari asosida tanlanadi.



12.17-rasm. Kuzatuvchi korrelyatsion SQQ strukturaviy sxemasi:
 X – ko'paytirgich, G – tayanch signallar generatori, BE – boshqaruv elementi, $PChF$ – past chastotalar filtri

25.17-rasmda keltirilgan SQQ kirish signali modulyatsiyalangan parametrini kuzatishga asoslanganligi uchun uning strukturaviy sxemasi qabul qilinadigan signal modulyatsiyasi turiga bog'liq emas. Kuzatish orqali SQQ xalaqitbardoshligi optimal SQQda ta'minlanishi mumkin bo'lgan potensial xalaqitbardoshlikka yaqin bo'ladi.

Odatda xalaqit $w(t)$ ta'sirida qabul qilinayotgan signal $s(u,t)$ sathi va fazasi uzluksiz o'zgarib turadi, shu jumladan xalaqit $w(t)$ ning qiymati ham o'zgaruvchan bo'lishi mumkin. Bu holda SQQda signal sathini avtomatik boshqarish va fazani avtomatik sozlash kabi qo'shimcha jarayonlar amalga oshirilishi kerak. Agar xalaqit qiymati N_0 noma'lum bo'lsa, yoki vaqt bo'yicha tasodifiy o'zgarib tursa, u holda SQQ xalaqit sathini muntazam o'lchab, kuzatib boruvchi va uning ta'sirini kamaytirishni amalga oshiruvchi qismlari ham bo'lishi kerak. Masalan, xalaqit $w(t)$ spektri ma'lum bir polosada bo'lsa, uni maxsus filtr (rejektor) yordamida umumiy spektrdan olib tashlash kerak, agar xalaqit impulssimon bo'lsa, u holda signalning impulssimon xalaqit ta'sir etadigan qismi aks ettirishligi chora-tadbirlarini amalga oshirish kerak.

Umuman uzluksiz signallarni optimal qabullash uchun ularning informasion parametrlarini va xalaqit parametrlarini doimiy ravishda kuzatish kerak. Bunda qabul qilinayotgan signal $x(t)$ ning qancha ko'p parametrlari kuzatilish imkoniyati bo'lsa uni amalga oshirish kerak, bunday SQQ moslanib boruvchi adaptiv signal qabullash qurilmasi deb ataladi. Adaptiv SQQ xalaqitbardoshligi boshqa tur SQQ xalaqitbardoshligidan yuqori bo'ladi.

Shunday qilib, uzluksiz signallarni optimal qabullash qurilmasi chiqishidagi signal $v(t)$ uzatilgan xabar $u(t)$ dan eng kam farqlanishini ta'minlaydi. Foydali signal $s(u,t)$ uzatilayotgan $u(t)$ ga nochiqli bog'liq bo'lgani uchun, optimal SQQ

– nohiziqli SQQ yoki nohiziqli filtr bo'lish kerak. Nohiziqli SQQga yuqorida strukturaviy sxemasi keltirilgan kuzatuvchi qabullash qurilmasi misol bo'la oladi. Demak, optimal qabullash nazariyasini optimal nohiziqli filtrlash nazariyasi deb qarash mumkin.

Hozirda optimal nohiziqli filtrlash umumiy nazariyasiga aosan kirish signali normal taqsimot qonuniga bo'ysungan hol uchun yaratilgan bo'lib, undan uzatilgan xabarni yuqori xalaqitbardoshlik bilan qabullash foydalaniladi.

Nazorat savollari

1. *Xalaqitbardoshlik nima?*
2. *Aprior va aposterior ehtimollik nima?*
3. *Simmetrik kanal deb qanday kanallarga aytiladi?*
4. *Bir tarkibli kanal deb qanday kanalga aytiladi?*
5. *Ideal qaror qabul qilish mezoni deb nimaga aytiladi?*
6. *Bays formulasini yozing va uni sharhlab bering.*
7. *O'xshashlik funksiyasi nima?*
8. *Ikkilik kanalda qanday xatoliklar sodir bo'ladi?*
9. *Ikkilik kanalda umumiy xatolik nimaga teng?*
10. *Ideal signal qabullash qurilmasi nima?*
11. *Optimal signal qabullash qurilmasi deb qanday qurilma tushuniladi?*
12. *Kotelnikov optimal SQQ strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
13. *Ikkilik signal uchun optimal korrelyatsion SQQ strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
14. *Ikkilik signallarni moslashgan filtrlar yordamida optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
15. AM_p , ChM_p va FM_p signallar optimal qabul qilinganda xalaqitbardoshlik qanday aniqlanadi va kirish signalining qaysi ko'rsatgichlariga bo'g'lik?
16. *Nisbiy FM_p signalning oddiy FM_p signaldan farqi nimada?*
17. *NFM_p signalni optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini yozib bering.*
18. AM_p , ChM_p va FM_p signallar xalaqitbardoshliklari o'zaro qanday munosabatda?
19. *M-kanalli optimal SQQ strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini aytib bering.*
20. *Uzluksiz signallarni optimal qabullash deganda nimani tushunasiz?*
21. *Uzluksiz signallarni moslashgan kuzatuvchi filtr yordamida optimal qabullash qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini aytib bering.*
22. *Uzluksiz signallarni korrelyatsion kuzatish usulida qabul qilish qurilmasi strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini aytib bering.*

13. RAQAMLI SIGNALLAR HAQIDA ASOSIY TUSHUNCHALAR

13.1. Uzlüksiz xabarlarini raqamli shaklda uzatish

Uzlüksiz xabarlarini raqamli aloqa kanallari orqali uzatish mumkin. Uzlüksiz xabarlar dastlab uzlüksiz signallarga aylantiriladi. Ushbu uzlüksiz signallar spektri kengligi F_s va davomiyligi T_s ga teng bo'lsa, Kotelnikov teoremasiga asosan o'zining $\Delta t \leq \frac{1}{2F_s}$ oralig'ida aniqlangan $n = \frac{T}{\Delta t}$ ta oniy qiymatlari yordamida

uzatilishi va qayta tiklanishi mumkin. Agar $\Delta t < \frac{1}{2F_s}$ qilib tanlansa, signalni yuqori aniqlikda uzatishni va qayta tiklashni ta'minlash mumkin.

Uzlüksiz signalning Δt oralig'ida olingan qiymatlarini kodlab, kodlar ketma-ketligi raqamli aloqa kanallari orqali uzatilishi mumkin.

Raqamli signallar uzlüksiz (analog) signallarga qaraganda bir qator afzalliklarga ega. Bulardan biri ularning yuqori darajada xalaqitbardoshligidir. Uzlüksiz signalga kuchsiz xalaqit ta'sir etgan bo'lsa ham uni asl holda aniq tiklash mumkin emas. Chunki uzlüksiz signal va unga ta'sir etayotgan xalaqit bir-biridan shaklan farqlanmaydi. Ularni bir-biridan ajratish mumkin emas. Raqamli signal ma'lum diskret sathlarga ega bo'lganligi uchun, faqatgina xalaqitning ta'sirida uning asl sathi biridan ikkinchisiga o'tgandagina hosil bo'ladi. Buning uchun xalaqitning qiymati – sathi ancha katta bo'lishi kerak.

Raqamli signallarning ikkinchi afzalligi ularning aloqa kanali orqali uzatishda xalaqitbardosh kodlardan foydalanish mumkin. Uchinchi afzalligi, raqamli signallarga ishlov berishda murakkab algoritmlarni (jarayonlarni) amalga oshirish mumkin. Yuqoridagi bir qator afzalliklari asosida va zamonaviy mikroradioelektronikaning yutuqlari asosida signallarni raqamli shaklda uzatish kelajakda xabarlarini uzatishning asosiy yagona usuli bo'lishi ehtimolidan holi emas.

13.2. Impuls-kod modulyatsiya signallari

Uzlüksiz signallarni raqamli signallarga aylantirish uch bosqichda amalga oshiriladi va natijada bir qism axborot yo'qotilishi, farqlanishlar $\vartheta(t) \neq u(t)$ sodir bo'lishi mumkin.

Ushbu uch bosqichni alohida-alohida ko'rib chiqamiz.

1. Diskretlash natijasida uzlüksiz signal diskret signalga aylantiriladi, ya'ni uzlüksiz signalning oniy qiymati har Δt oralig'ida yuqori aniqlikda o'lchanadi. Ushbu signal sathini tanlash – xotirash qurilmasida signal qiymatini aniqlash Δt vaqti siljishi va uni qiymatini xotirada saqlashdagi ba'zi noaniqliklar natijasida farqlanishlar hosil bo'lishi mumkin.

2. Kvantlash natijasida diskretlangan signalning oniy qiymati ruxsat etilgan diskret sathlardan o'ziga taxminan mos keluvchisi bilan almashadi. Sath bo'yicha

diskretlashni kvantlash deb ataladi. Odatda kvantlar soni aniq berilgan bo'lib, kvantlash natijasida raqamli signal ushbu sathlardan biriga almashtiriladi. Ikki eng yaqin sath orasidagi farq ΔU – kvantlash qadami deb ataladi. Kvantlash qadaming kichiklashishi sathlar sonining oshishiga olib keladi.

3. Kodlash natijasida kvantlangan sathlar kodlar kombinatsiyasi bilan almashinadi. Odatda ikkilik kodlardan, ya'ni asosi "1" va "0" kodlardan foydalaniladi, bunda mos kodlar kombinatsiyasi ikkilik hisob usulida hisoblanib, sathlarga birlashtiriladi. Kodlar kombinatsiyasi to'g'ridan-to'g'ri ikkilik aloqa kanali orqali yuqori chastotali tashuvchini amplitudasi, chastotasi yoki fazasini manipulyatsiyalash natijasida olingan signal $s(t)$ yordamida uzatiladi. Uzlüksiz signal aloqa kanali orqali uzatilguncha avval kvantlangan impulslar ketma-ketligiga, so'ngra kodlar kombinatsiyalari ketma-ketligiga aylantiriladi va modulyatsiya natijasida signal $s(t)$ hosil bo'ladi, shuning uchun bu signallar impuls-kod modulyatsiya (IKM) signallar deb ataladi. Kerakli holda qo'shimcha modulyatsiya turi ham ushbu qisqartmaga kiritiladi. Masalan, nisbiy faza modulyatsiyasidan foydalanilgan bo'lsa – IKM-NFM, shunga o'xshash IKM-ChM va x.k.

Amalda kvantlash va kodlash amallari bir qurilmada analog-raqam o'zgartirgichida (ARO') amalga oshiriladi. Raqamli signalni analog shaklga keltirish raqam-analog o'zgartirish (RAO') qurilmasida amalga oshiriladi. RAO' larda raqamli kodlangan signallar dekodlanadi, mos sathlarda kvantlangan kuchlanishlarga almashtiriladi va zinasimon impulslar ketma-ketligi past chastotalar filtri yordamida tekislanib qayta uzluksiz signalga aylantiriladi. RAO' chiqishidagi tiklangan uzluksiz signal $\vartheta(t)$, ARO' kirishidagi signal $u(t)$ dan farq qiladi. Buning sababi: kvantlashdagi xatolik – kvantlash shovqini; uzatiladigan kodlar kombinatsiyasi xalaqitlar ta'sirida uning elementlari "1" va "0" ning teskarisiga almashishida.

Kvantlash shovqini. Kvantlangan signalning ikki eng yaqin sathi orasidagi farq Δu , kvantlash qadamini ba'zan Δ bilan ham belgilanadi. Bunda uzluksiz signalning $k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymati $u(k\Delta t)$ kvantlash natijasida unga eng yaqin

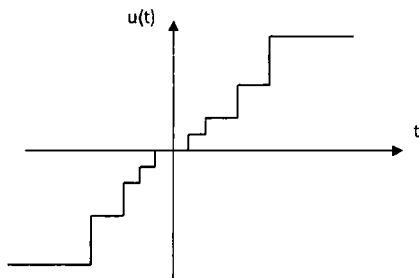
sath bilan almashadi. Natijada kvantlash xatoligi $-\frac{\Delta}{2}$ va $\frac{\Delta}{2}$ orasida bo'ladi. Ushbu

tasodifiy kattalikning dispersiyasi $\frac{\Delta^2}{12}$ bo'ladi. Agar uzluksiz signal tavsiflari oq

shovqin tavsiflariga yaqin bo'lsa, u holda kvantlash shovqini ham oq shovqin shaklida bo'ladi va signal bilan o'zaro korrelyatsiyasi bo'lmaydi. Kvantlash sifatini odatda signal-kvantlash shovqini nisbati bilan baholanadi, bu shovqin kod razryadini (elementlari soni) bittaga oshirish signal-kodlash shovqini (SKSh) nisbatini 6 dB ga oshiradi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki kod kombinatsiyalaridagi elementar signallar sonini oshirish nafaqat signalga raqamli ishlov beruvchi qurilmalarning tezkorligiga talabni oshiradi, shu bilan birga signalni uzatish uchun talab qilinadigan aloqa kanali polosasini ham kengaytirishni

taqazo etadi. Chunki koddagi elementar signallar sonining oshishi ularning har birining davomiyligini qisqartirishni talab etadi, ya'ni signal spektri kengayadi.

Amalda notekis kvantlashdan keng foydalaniladi. Bunda kvantlash qadami uzatiladigan uzluksiz signal $u(t)$ ning o'zgarish tezligiga bog'liq bo'lib, u qancha tez o'zgarsa kvantlash qadami ham shuncha katta bo'ladi (13.1-rasm). Shunday qilib $u(t)$ ning kichik stahlari ancha aniqroq kvantlanadi.



13.1-rasm. Notekis kvantlash

Notekis kvantlashdan foydalanishdan maqsad kvantlashdagi xatolikni deyarli o'zgarmas saqlab turishdan iborat. Amalda notekis kvantlashni uzluksiz signal $u(t)$ ni kvantlashdan oldin kompressiyalash (siqish) so'ngra kvantlash; chiqishdagi signalni ekspanderdan o'tkazish (cho'zish) asosida bajariladi (13.2-rasm). Shunday qilib notekis kvantlash amalida: kompressiyalash; bir xil (oddiy) kvantlash va ekspanderlashdan iborat. Kompresor va ekspander bir-biriga teskari amallarni bajaradi, natijada notekis kvantlangan raqamli signal hosil bo'ladi (13.2-rasm).



13.2-rasm. Notekis kvantlashga oid

Avval ta'kidlaganimizdek, notekis kvantlashdan maqsad, bir xil nisbiy xatolikni ta'minlashdir. Buning uchun kompresor tavsifi logarifmik va ekspander tavsifi eksponenta shaklida bo'lishi kerak. Ammo logarifmik shakldagi tavsif uzluksiz signal qiymati kichik bo'lganda $-\infty$ ga intiladi, buni amalga oshirish qiyin va bu talabga javob bermaydi. Shuning uchun amalda sigal katta sathlarida logarifmik tavsif bilan talab darajasida mos keluvchi va siganl kichik sathlarida

chiziqli bo'lgan ikki tarkibli tavsifdan foydalaniladi. Ulardan biri μ qonuniga bo'ysunuvchi tavsif quyidagicha ifodalanadi:

$$y = y_{\max} \frac{\ln[1 + \mu(|x|/x_{\max})]}{\ln(1 + \mu)} \operatorname{sgn} x, \quad (13.1)$$

bunda, μ – manfiy o'zgarimas kattalik, x va y – kompressor kirishi va chiqishidagi kuchlanish (amplitudalari); $\operatorname{sgn}(x)$ – funksiya quyidagicha aniqlanadi:

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1, & x \geq 0; \\ -1, & x < 0. \end{cases} \quad (13.2)$$

μ qonunidan AQSh aloqa tizimlarida foydalaniladi. Yevropada quyidagi ifodadan foydalaniladi:

$$y = \begin{cases} y_{\max} \frac{A(|x|/x_{\max})}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x, & 0 \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq \frac{1}{A}; \\ y_{\max} \frac{\ln[A(|x|/x_{\max})]}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x, & \frac{1}{A} \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq 1. \end{cases} \quad (13.3)$$

bunda, A – musbat doimiy kattalik, qolganlari (13.2) ifodadagilarga mos. (13.2) va (13.3) ifodalar $A=87,56$ va $\mu = 255$ bo'lganda bir-biriga deyarli mos keladi.

Amalda kvanlashlar sathining soni foydalaniladigan kodlar kombinatsiyasiga bog'liq bo'ladi.

13.3. Xatolik impulslari shovqini

Xato impulslar – SQQ kirishiga xalaqit ta'sirida kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallar "1" ni "0" ga va "0" ni "1" ga aylanishida hosil bo'lgan kod kombinatsiyalarini dekodlash natijasida hosil bo'ladi. Ushbu xato impulslarning qayta tiklanayotgan signalga ta'siri, uning kod kombinatsiyasining qaysi qismida joylashganiga bog'liq. Agar kod kombinatsiyasidagi simvollarning tuzilishi ("1" ning "0" ga va aksincha "0" ning "1" ga aylanishi) bir-biriga bog'liq bo'lmagan, ehtimolligi p ga teng tasodifiy jarayon bo'lsa, u holda kod kombinatsiyasidagi elementlar soni m ta bo'lsa, k ta xatolikning sodir bo'lishi binomial taqsimot qonuniga bo'ysunadi:

$$p(k) = C_m^k p^k (1-p)^{m-k}. \quad (13.4)$$

Agar ehtimollik p kichik bo'lsa, kod kombinatsiyasida kamida bitta xatolik paydo bo'lishi quyidagiga teng bo'ladi:

$$1 - (1 - p)^m \approx mp, \quad \text{agar } mp \ll 1. \quad (13.5)$$

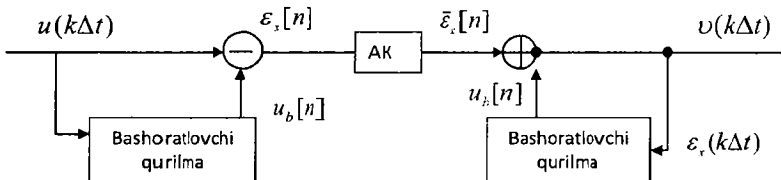
To'g'ri loyihalangan raqamli aloqa kanalida signal-xalaqit nisbatiga bog'liq xatolik p juda kichik bo'ladi va xatolik impulslarini kvantlash shovqiniga nisbatan juda kichik deb hisoblab, e'tiborga o'lmasa bo'ladi.

13.4. Bashoratli kodlash

Agar uzatiladigan signal $u(t)$ oq shovqinga o'xshash bo'lsa, ya'ni cheklangan chastotalar diapazonida spektri quvvati zichligi bir xil bo'lsa, u holda Kotelnikov teoremasi asosida diskretizatsiyalangan ushbu signalning $k\Delta t$ va $(k \pm 1)\Delta t$ vaqtlardagi qiymatari bir-biriga bog'liq bo'lmaydi, o'zaro korrelyatsiyasi nolga teng bo'ladi. Ba'zan, amalda uzatiladigan signal spektri quvvati zichligi bir xil bo'lmasligi va diskretlash chastotasi katta bo'lishi, uning alohida-alohida qiymatlari orasida bog'lanish, korrelyatsiya paydo bo'lishiga olib keladi. Shunday qilib, uzatilayotgan diskret signal ortiqchalikka olib keladi va aloqa kanalidan foydalanish samaradorligi kamayadi. Signallarni uzatish va qabullashning samarador usullaridan biri bashoratli kodlash usuli hisoblanadi. Bunda, diskret signal oniy qiymatlari orasida o'zaro statistik bog'liqlik bo'lsa, ushbu bog'liqlikni uning $(k+1)\Delta t$ vaqtdagi qiymatini $k\Delta t$ ondagi qiymati orqali bashorat qilish mumkin. Bunda diskret signalning bashorat qilingan qiymatida hech qanday axborot yo'q. Bashorat etilgan signal qiymati hech vaqt aniq bo'lmaydi. shuning uchun diskret signalning $u(k\Delta t)$ va $U[(k+1)\Delta t]$ bashorat etilgan qiymatlari orasida xatolik bor, ya'ni

$$\varepsilon_x(\Delta t) = u[(k-1)\Delta t] - u(k\Delta t). \quad (13.6)$$

Ana shu xatolik $\varepsilon_x(k\Delta t)$ axborot diskret xabarning $(k+1)\Delta t$ vaqtdagi qismi axborotga ega bo'lib, shu bashorat xatoligi aloqa kanali orqali uzatiladi. SQQ signalning avvalgi qiymatlari asosida shu ondagisi bashorat qilinadi va unga xatolik $\varepsilon_x(k\Delta t)$ qo'shilishi natijasida, signalning haqiqiy qiymati aniqlanadi (13.3-rasm). Agar kanalda xalaqit bo'lmasa, chiqishdagi signal $v(t)$ kirishdagi $u(t)$ ga mos bo'lar edi, ammo xalaqit ta'sirida farq paydo bo'ladi, ya'ni $v(t) \neq u(t)$.



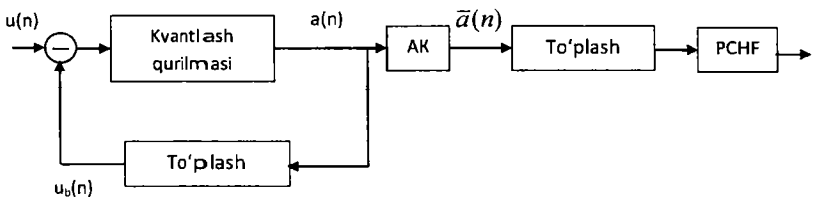
13.3-rasm. Bashoratlovchi qurilmali aloqa tizimi strukturaviy sxemasi

Diskretizatsiyalangan signalning $u(k\Delta t)$ vaqtda aniqlangan oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya bogʻlanish qancha katta boʻlsa, bashorat qilish shuncha aniq boʻladi va bashorat xatoligi dispersiyasi (quvvati) shuncha kichik boʻladi. Bunday holda maʼlumotlarni aloqa kanali orqali uzatish uchun kodlar kombinatsiyalaridagi elementar simvollar sonini kamaytirish mumkin, natijada kanaldan foydalanish samaradorligi oshadi, yaʼni kanalning xabar oʻtkazish qobiliyatiga talab kamayadi. Koʻp hollarda bashorat qilish qurilmasi ishlash algoritmi chiziqli boʻlib, signal navbatdagi bashorat etiladigan qiymati, avvalgi bir-necha qiymatlarining chiziqli kombinatsiyasi shaklida aniqlanadi. Ovoz signallarini chiziqli bashorat asosida kodlash zamonaviy mobil aloqa tizimlarida qoʻllaniladi.

Bashorat xatoligini kodlash orqali signalni uzatish differensial impuls-kod modulyatsiyasi nomini olgan (DIKM). Bunday tizimlarda notekis kvantlashdan foydalaniladi, chunki kvantlanayotgan signalning kichik qiymatlarga ega boʻlish ehtimolligi katta boʻlib, qoʻshimcha afzalliklarga ega boʻladi. DIKM usulining IKM ga nisbatan afzalligi diskretlangan signal oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya qancha katta boʻlsa, mos ravishda shuncha oshadi.

DIKMning soddalashgan xususiy shakllaridan biri delta modulyatsiya boʻlib, bunda kvantlash sathi ikkita boʻlib, uzatiladigan signal avvalgisiga nisbatan kattalashsa xatolik $+\Delta$ va kichiklashsa $-\Delta$ boʻladi, shunga mos ravishda signal $+1$ yoki -1 boʻladi (13.4-rasm) va $u(k\Delta t)$ signal avvalgisiga nisbatan $+1$ ga oshadi yoki -1 ga kamayadi. Delta modulyatsiyadan diskretizatsiyalash qadami korrelyatsiya intervalidan kichik boʻlgan hollarda foydalaniladi.

Delta modulyatsiya ning afzalligi uning koderi va dekoderining nisbatan soddaligidan. Signalni qayta tiklash uchun $\pm\Delta(k\Delta t)$ signallar ketma-ketligini integrallash yetarli (integrallash bu "0" va "1" lar ketma-ketligini toʻplash va bu ketma-ketliklarni zinasimon funksiyaga aylantirish va uni past chastotalar filtri yordamida tekislashdan iborat). Ammo delta modulyatsiya natijasida oʻziga hos buzilishlar yuz beradi, bu zinasimon approksimatsiya ning oʻzgarishi birlamchi uzatilayotgan signal funksiyasidan kechikishi (qiyalik zoʻriqishi) natijasida hosil boʻladi. Hamda signal kam oʻzgarganda (maydalanish shovqini) qismlardagi tebranishlar sabab boʻladi (13.4-rasm).



13.4-rasm. Delta modulyator strukturaviy sxemasi

Ushbu kamchiliklarni kamaytirish uchun kvantlash qadamini signal ko'inishiga moslashtirish (adaptivlash) kerak. Agar bir necha qo'shni xatoliklar bir xil bo'lsa, bu holda funktsiya monoton o'suvchi, agar ma'lum bir oraliqda Δ xatoliklar $+\Delta$ va $-\Delta$ ketma-ketligida bo'lsa, bu holda signal sekin o'zgaradi, bu signalning juda kam o'zgarayotganligini bildiradi, bu holda kvantlash qadami kamayadi.

Nazorat savollari

- 1. Signallarni raqamli uzatishni analog shaklda uzatishdan afzalliklari nimada?*
- 2. Kvantlash shovqini nima? Uni kamaytirish uchun nima qilish kerak?*
- 3. Xato impulslar shovqini nima? Ular qanday paydo bo'ladi?*
- 4. Qaysi hollarda bashoratli kodlash usulidan foydalanish maqsadga muvofiq?*
- 5. IKM signal nima? IKM signal vaqt diagrammalarini chizing?*
- 6. Delta modulyatsiya nima? Delta modulyatsiyadan qaysi hollarda foydalaniladi?*
- 7. Kompanderlash nima va undan nima uchun foydalaniladi?*
- 8. Ekspanderlash nima va u qanday vazifani bajaradi?*
- 9. Bashoratli aloqa tizimi soddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
- 10. Delta modulyatsiyaga asoslangan aloqa tizimi soddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash prinsipini tushuntiring.*

14. KO'P KANALLI ALOQA ASOSLARI

14.1. Signallarni ajratish nazariyasi asoslari

Zamonaviy telekommunikatsiya tizimlari va tarmoqlarini qurish shuni ko'rsatadiki, ushbu tizimlarning eng ko'p mablag' sarflanishini talab qiladigan qismi aloqa liniyalaridir. Bular, kabelli, optik tolali, sotali mobila aloqa, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa, radiorele liniyalari, troposfera aloqa liniyalari va boshqalar. Shuning uchun aloqa liniyalaridan foydalanish samaradorligini oshirish uchun ularning har biri orqali bir emas, bir nechta (yuzlab, minglab) xabarlarini bir vaqtning o'zida uzatishni ta'minlash kerak. Albatta ko'p kanalli xabar uzatishni ta'minlash uchun aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyati u orqali uzatilishi talab etiladigan N ta axborot manbaining vaqt birligida ishlab chiqarayotgan axborotlari yig'indisidan katta bo'lishi, ya'ni $C' \geq \sum_{k=1}^N H'_k$ bo'lishi shart, bunda H'_k

– axborot manbai k ning axborot ishlab chiqarish imkoniyati.

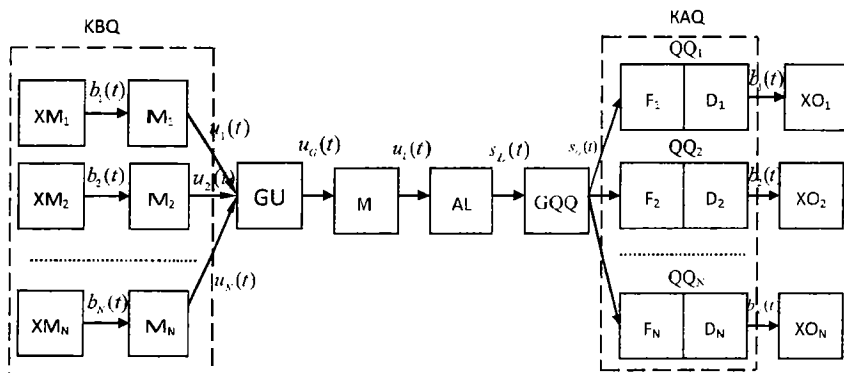
Ko'p kanalli aloqa tizimlari analog va raqamli bo'lishi mumkin. Ko'p kanalli analog aloqa tizimlarini unifikatsiyalash maqsadida asos qilib standart telefon kanali – tonal chastota kanali qabul qilingan bo'lib, u 300–3400 Hz kenglikdagi spektrga ega bo'lgan xabarlarini uzatishni ta'minlaydi. Ko'p kanalli raqamli aloqa kanallarida 64 kbit/sek tezlikda xabar uzatishga mo'ljallangan kanallar qabul qilingan. Ko'p kanalli analog aloqa 12 ga karrali kanallarni birlashtirish asosida shakllantiriladi. Raqamli ko'p kanalli aloqa tizimlari qabul qilingan ierarxiya (bosqich) tartibiga qarab shakllantiriladi. Yevropa mamlakatlari ierarxiyasiga mos qilib birlamchi ko'p kanalli raqamli uzatish tizimi IKM-30 qabul qilingan bo'lib, u orqali signal guruhini uzatish tezligi 2048 kbit/s. Bizda yevropa ierarxiyasidan foydalaniladi.

Ko'p kanalli xabar uzatish strukturaviy sxemasi 14.1-rasmda keltirilgan. Bunda xabar manbalari chiqishidagi nisbatan past chastotali $b_1(t)$, $b_2(t)$, ... $b_i(t)$, $b_N(t)$ signallar xususiy modulyatorlar M_1 , M_2 , ... M_i , M_N yordamida xususiy signallar $u_1(t)$, $u_2(t)$, ... $u_i(t)$, $u_N(t)$ ga aylantiriladi. Xususiy kanal signallari guruhlash (yig'ish) qurilmasi yordamida guruh signali $u_G(t)$ ga aylantiriladi,

$$u_G(t) = \sum_{m=1}^N u_m(t). \quad (14.1)$$

Va nihoyat guruh signali $u_G(t)$ ajratilgan chastotalar diapazoniga guruh uzatkichi modulyatori M yordamida liniya signali $u_l(t)$ ga aylantiriladi va aloqa liniyasi (AL) kirishiga beriladi. Hozircha, masalani osonlashtirish uchun aloqa kanali (AK) da xalaqitlar yo'q va kanalda signallar shakli buzilmaydi deb hisoblaymiz. U holda qabul qilingan signal $s(t) = Ku_l(t)$ ga teng bo'ladi, bunda K

– aloqa kanalining uzatish koeffisienti, hozircha $K=1$ deb hisoblaymiz. Signal qabul qilish tomonida liniyadagi signal $s_L(t)$ gurux qabullash qurilmasi (GQQ) chiqishida $s_L(t) = Ku_G(t)$ ga aylantiriladi, so'ngra xususiy qabullash qurilmalari (QQ) gurux signali $KU_G(t)$ dan xar bir kanalga tegishli $s_i(t) = KU_i(t)$ larni ajratadi va ularni detektorlash natijasida $u_1(t), u_2(t), \dots, u_i(t), u_k(t)$ signallar har bir xabar oluvchiga yetkazib beriladi.



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

Kanal uzatkichi va birlashtirish qurilmasi birga kanallarni birlashtirish qurilmasi (KBQ) deb ataladi. Gurux uzatkichi (GU), modulyator (M), aloqa liniyasi (AL) va gurux signallarini qabullash qurilmasi (SQQ) birlikda gurux uzatish trakti (GUT) deb ataladi. Kanallarni birlashtirish qurilmasi (KBQ) va gurux uzatish trakti hamda gurux ajratish qurilmasi majmuasi ko‘p kanalli aloqa tizimini (KKAT) tashkil etadi. KKATning xususiy SQQ kanali gurux signali $s_G(t)$ dan o‘ziga tegishli signal $b_i(t)$ ni ajratib oladi va tegishli $u_i(t)$ larni xabar oluvchilarga yetkazib beradi. Ushbu jarayonlarni amalga oshiruvchi xususiy SQQlari majmuasi kanallarni ajratish qurilmasi (KAQ) deb ataladi.

Endi ko‘p kanalli aloqa tizimlari orqali bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan holatda axborot uzatish uchun foydalaniladigan signallarga qo‘yiladigan talablarni ko‘rib chiqamiz. Signal ajratish qurilmasi bir necha kanal signallarini bir-biridan farqlashi uchun ularning har biriga xos belgilari bo‘lishi kerak. Sinusoidal tashuvchilarni modulyatsiyalashda ularning chastotasi, fazasi va amplitudasi; impuls ketma-ketligini modulyatsiyalashda uning vaqt bo‘yicha holati, davomiyligi yoki shakli uning asosiy belgilari hisoblanishi mumkin. Yuqoridagi belgilarga mos ravishda sigallarni ajratish: chastota, vaqt, faza va shakl va boshqalar bo‘yicha ajratishga asoslanadi.

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

$$u_i(t) = C_i \Psi_i(t), \quad (14.2)$$

bunda, $\Psi_i(t)$ – tashuvchi funksiyasi, C_i – uzatilayotgan xabarni aks ettiruvchi koeffitsient.

Hamma kanal signallari (guruh signali) uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$u_i(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t) = \sum_{i=1}^N C_i \Psi_i. \quad (14.3)$$

Guruh signalli liniya signaliga aylantiriladi va uzatish trakti kirishiga beriladi. SQQ tomonida $s_k(t)$ signal qayta guruh signali $s_c(t)$ ga aylantiriladi. SQQ tomonida N ta kanal signallarini bir-biridan ajratish uchun N ta ajratish qurilmasi kerak bo'ladi, bunda har bir k -chi ajratish qurilmasi faqat o'ziga tegishli k -chi kanal signalini ajratib olishi kerak.

SQQ bajaradigan vazifani ajratish tadbirini Π_k bilan belgilaymiz. Ideal holatda k -chi SQQ chiqishida faqat shu kanalga tegishli signal ajralishi kerak, qolgan signallardan ta'sirlanmasligi kerak. Bundan tashqari SQQ tadbiri chiziqli holda amalga oshishi kerak, ya'ni u bir-biriga bog'lanmaganlik prinsipiga (superpozitsiya) bo'ysunishi shart:

$$\Pi_k(s_i + s_k) = \Pi_k(s_i) + \Pi_k(s_k). \quad (14.4)$$

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

$$\Pi_k\{s_G(t)\} = s'_k(t). \quad (14.5)$$

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

$$s'_k(t) = \Pi_k\left\{\sum_{j=1}^N s_j(t)\right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_k\{s_i(t)\} = \begin{cases} s_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.6)$$

Yoki hamma i va k lar uchun

$$\Pi_k \{s_k(t)\} = \begin{cases} s'_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.7)$$

(14.2) ifodani (14.7) ifodaga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$\Pi_k \{c_i \Psi_i(t)\} = \begin{cases} c_i \Psi_i(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.8)$$

Natijada $s'_k(t) = c_k \Psi_k(t)$.

Olingan natijani ajratish qurilmasining $s(t)$ aks ta'siri boshqa shaklda bo'lishi ham mumkin, asosiy bu kattalik uzatilayotgan signal bilan bir qiymatli bog'liq bo'lishi talab etiladi. Xususiyl holda $s_k(t)$ signalga aks ta'sir c_k bilan bir qiymatli bog'langan kattalik γ bo'lishi mumkin.

$$s_k(t) = \Pi_k \{s_G(t)\} = \Pi_k \left\{ \sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_k \{c_i \Psi_i(t)\} = \gamma. \quad (14.9)$$

yoki

$$\Pi_k \{c_i \Psi_i(t)\} = \begin{cases} \gamma_k, & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.10)$$

(14.7) va (14.9) ifodalardan quyidagi hulosani chiqarish mumkin. SQQ signal $s_k(t)$ ga nisbatan tanlovchanlik xususiyatiga ega. (14.7) va (14.9) ifodalardagi matematik amallar chiziqli elektr zanjirlar asosida amalga oshadi. shuning uchun unga tegishli nazariya chiziqli ajratish nazariyasi deb ataladi.

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

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

$$\Pi_k \{s_G(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} s_G(\tau) \eta_k(t, \tau) d\tau, \quad (14.11)$$

bunda, $\eta_k(t, \tau)$ – operator Π_k ga mos bo'lgan miqdor (vazn) koeffisienti. (14.4) ifodadagi signalni chiziqli qurilmalar yordamida ajratishning asosiy sharti ularning o'zaro chiziqli bog'lanmagan bo'lishi hisoblanadi. Bu quyidagi tenglik sharti bajarilgan holatda ro'y beradi, ya'ni hamma koeffisientlar bir vaqtda nolga teng bo'lganda,

$$c_1 \Psi_1(t) + c_2 \Psi_2(t) + \dots + c_k \Psi_k(t) + c_N \Psi_N(t) = 0. \quad (14.12)$$

Haqiqatdan ham (14.7) va (14.9) ifodalar SQQning tanlovchanligi va ajratilishi sharti bo'lib, quyidagi shart bajarilganda amalga oshadi:

$$\Pi_k \{\Psi_i(t)\} = \gamma_{ik}, \quad i, k = 1, 2, \dots, N, \quad (14.13)$$

bunda, γ_{ik} – ajratish qurilmasining $s_i(t)$ signalga aks ta'siri bo'lib, $\gamma_{ik} = 0$ bo'ladi, agar $i \neq k$ va $\gamma_{kk} \neq 0$.

Π_k operatori bilan (14.12) ifodaning har ikkala tomoniga ta'sir etib va (14.9) ifodani e'tiborga olib, quyidagiga erishamiz:

$$\Pi_k \left\{ \sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N c_i \Pi_k \{\Psi_i(t)\} = c_k \gamma_{kk} = 0. \quad (14.14)$$

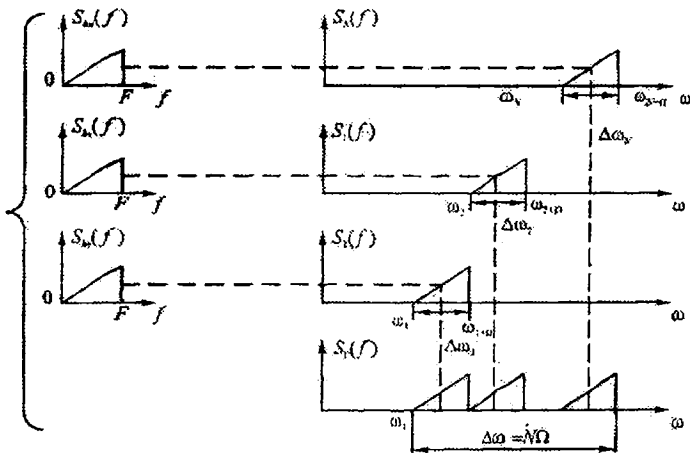
Aloqa kanalida xalaqitlar bo'lmasa, har qanday chiziqli bog'lanishda bo'lmagan signallar to'plami ko'p kanalli aloqa tizimida foydalanish uchun yaroqli. Ammo hamma real aloqa kanallarida hamma vaqt xalaqitlar bor, shuning uchun boshqa har qanday signallarga qaraganda o'zaro ortogonal signallar yuqori xalaqitbardoshlikni ta'minlaydi. Bu holda kanal signallarini ajratuvchi chiqishidagi signal vektori, kanal signaliga mos keladi, va bunday ajratuvchi (tanlovchi) qurilmalar oddiy bo'ladi.

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

14.2. Signallarni chastota bo'yicha ajratish

Ko'p kanalli aloqa tizimi orqali uzatiladigan xabar manbai chiqishidagi signallar $b_1(t)$, $b_2(t)$, ... $b_k(t)$ spektri bir diapazonda joylashgan deb hisoblaymiz. Misol uchun telefon aloqasida hamma xususiy kanal signallari spektri 300÷3400 Hz orasida joylashgan bo'lib, har bir kanalga 4 kHz kenglikdagi chastotalar polosasi ajratilgan. Birlamchi signallar spektri $s_1(f)$, $s_2(f)$, ... $s_k(f)$ birlamchi tashuvchilar f_k larni modulyatsiyalaydi. Bu amal M_1 , M_2 , ... M_k modulyatorlar yordamida amalga oshiriladi. Birlamchi tashuvchilar chastotasi bir-biridan 4 kHz ga farq qiladi. Kanal filtrlari F_1 , F_2 , ... F_k chiqishidagi $s_k(f)$ kanal signallari mos ravishda Δf_1 , Δf_2 , ... Δf_k chastotalar polosalarini egallaydi. Qo'sh kanallar spektri bir-biridan 900 Hz kenglikdagi zahira polosasi bilan ajralib turadi. Chastota bo'yicha ajratishda ko'p kanalli aloqa tizimlarida, odatda bir polosali amplituda modulyatsiyasidan foydalaniladi. Natijada har bir birlamchi modulyatsiyalangan signallar spektrlari Δf_1 , Δf_2 , ... Δf_k bir-birining ustiga tushmaydi, ajralib turadi. Bu holda $s_1(t)$, $s_2(t)$, ... $s_k(t)$ signallar o'zaro ortogonal bo'ladi (14.2-rasm).

Birlamchi modulyatsiya natijasida olingan signallar spektrlari $\hat{s}_1(f)$, $\hat{s}_2(f)$, ... $\hat{s}_k(f)$ birlamchi jamlash qurilmasida yig'iladi va bu $s_G(f)$ signal ikkinchi guruh modulyatori M_G kirishiga beriladi. Bu modulyator chiqishida ham modulyatsiyalangan signalning bir yon polosasi qoldiriladi, uning polosasi kengligi $\Delta f_G = N\Delta f$ bo'ladi. Bunda Δf – birlamchi xabar spektri kengligi F_s ga zahira chastotalar kengligi Δf_z yig'indisiga teng, ya'ni $\Delta f = F + \Delta f_z = 4\kappa F\eta$. Ikkilamchi guruh signallari modulyatori tashuvchisi Δf_G ko'p kanalli aloqa tizimi uchun ajratilgan chastotalar diapazoniga mos ravishda tanlanadi. Natijada $s_G(t)$ guruh signali f_0 chastotalar diapazonida joylashib liniya signali $s_L(t)$ hosil bo'ladi. Umuman chastota bo'yicha ajratish ko'p kanalli aloqa tizimida boshqa modulyatsiya turlaridan ham foydalanish mumkin.



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

Signal qabullash tomonida liniya signali $s_L(t)$ ni guruh signali demodulyatori kirishiga beriladi. Π_L liniya signali spektri $s_L(f)$ ni guruh spektri $s_G(f)$ ga o'zgartirib beradi. Guruh signali xususiy signal qabullash qurilmalari Π_1 , Π_2 , ... Π_k va ularning mos filtrlari F_1 , F_2 , ... F_k yordamida yana Δf_k larga ajratiladi va demodulyator yordamida birlamchi spektrlar $s_1(f)$, $s_2(f)$, ... $s_k(f)$ larga va ular $b_1(t)$, $b_2(t)$, ... $b_k(t)$ xabarlarga aylantiriladi. Kanal signallari bir-biriga xalaqit bermasliklari uchun ularning mos filtrlari F_1 , F_2 , ... F_k lar orqali faqat ularga tegishli Δf_k signal spektri tashkil etuvchilari o'tishi kerak, qolgan

hamma boshqa kanal sigali spektr tashkil etuvchilari filtrlar orqali o'tmasliklari kerak.

Matematik nuqtai nazardan ideal filtr yordamida signallarni ajratish (14.11) ifodaga o'xshash shaklni oladi:

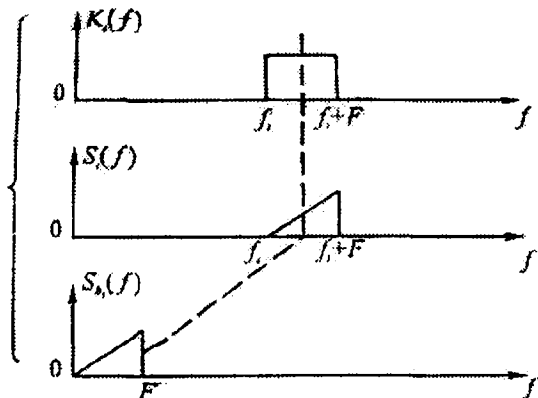
$$s_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_G(\tau) q_k(t-\tau) d\tau, \quad (14.15)$$

bunda, $q_k(t)$ – spektri kengligi Δf bo'lgan signalni buzilishsiz o'tkazuvchi ideal polosla filtrning impuls xarakteristikasi.

(14.15) ifoda (14.11) ifodaga miqdor (vazn) koeffitsienti

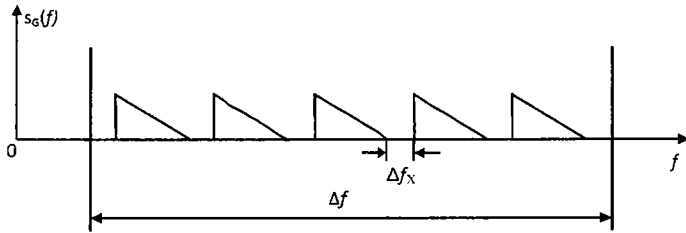
$$\eta_k(t, \tau) = q_k(t-\tau). \quad (14.16)$$

(14.12) ifodadagi chastota bo'yicha yoyish amali guruh signali $s_G(t)$ ni i filtr Π -simon uzatish funksiyasiga ko'paytmasiga teng bo'ladi (14.3-rasm).



14.3-rasm. Signallarni chastota bo'yicha ajratishda birlamchi signalni qayta tiklashga oid spektr diagrammasi

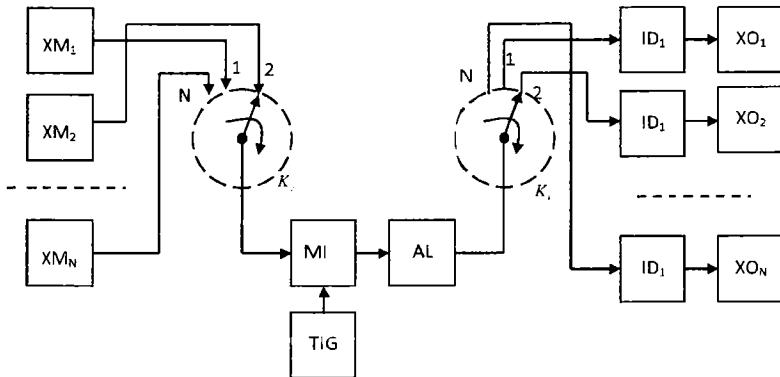
Shunday qilib, signallarni chastota bo'yicha ideal sifat bilan ajratish uchun quyidagi shartlar bajarilishi lozim: k kanal signali spektri shu kanal uchun ajratilgan polosla Δf_k da to'liq joylashgan bo'lishi va ajratuvchi polosla filtrlar F_k xarakteristikalari idual bo'lishi kerak. Ammo bu ikki shart amalda bajarilmaydi, natijada kanallar orasidagi o'zaro xalaqit yuzaga keladi. Shuning uchun kanallar orasida Δf_x – himoya polosasi qoldiriladi. Qo'shni kanallar orasida 900 Hz himoya polosasi qoldirilishi natijasida, chastota bo'yicha signallarni ajratish ko'p kanalli aloqa tizimida uzatish traktidan 80% samara bilan foydalaniladi (14.4-rasm).



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

14.3. Signallarni vaqt bo'yicha ajratish

Kanal signallarini vaqt bo'yicha ajratish (SVA) ko'p kanalli aloqa tizimida (KKAT) guruh trakti kommutator K_y yordamida har bir kanalga navbatma-navbat ulanadi (14.5-rasm).

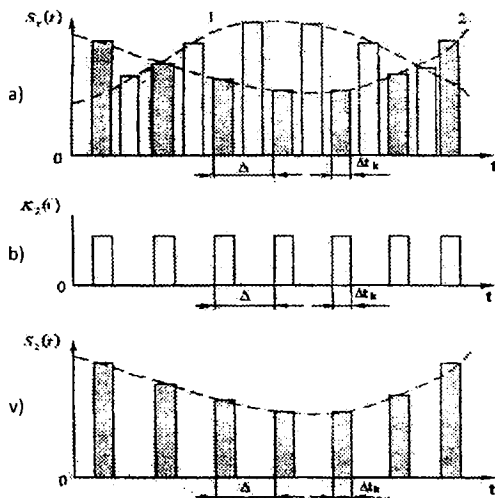


14.5-rasm. Signallarni vaqt bo'yicha ajratish ko'p kanalli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

Bunda avval 1-kanal signali, so'ngra 2-kanal va hakazo ohirgi N-kanal signali uzatiladi va jarayon shu tartibda davriy f_D chastota bilan takrorlanadi. Signal qabullash tomonida huddi shunday K_k kommutator har bir kanal signal qabullash qurilmalarini navbatma-navbat guruh kanaliga ulaydi. i -kanal qabullash qurilmasi faqat i -signal uzatilgan vaqtda ulanadi, qolgan hamma qabullash qurilmalari uziladi. So'ngra $i+1$ qabullash qurilmasi faqat $i+1$ signalni uzatish davrida ulanadi va bu f_D chastota bilan davriy takrorlanadi. Tizimning barqaror ishlashi uchun signal uzatish va qabullash tomonidagi K_y va K_k kommutatorlar sinxron va mos fazada ishlashlari kerak.

Kanal signali sifatida bir-biridan vaqt bo'yicha ajratilgan modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligidan foydalaniladi, masalan, amplitudasi bo'yicha modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi (14.6-rasm).

Xususiyy signallar $s_1(t)$, $s_2(t)$, ... $s_k(t)$ ketma-ketligi guruh signalini $s_G(t)$ tashkil etadi. 14.6-rasmda faqat ikkita kanal signallari $s_1(t)$ va $s_2(t)$ misol tariqasida keltirilgan.



14.6-rasm. Signallarni vaqt bo'yicha ajratishga oid vaqt diagrammalari

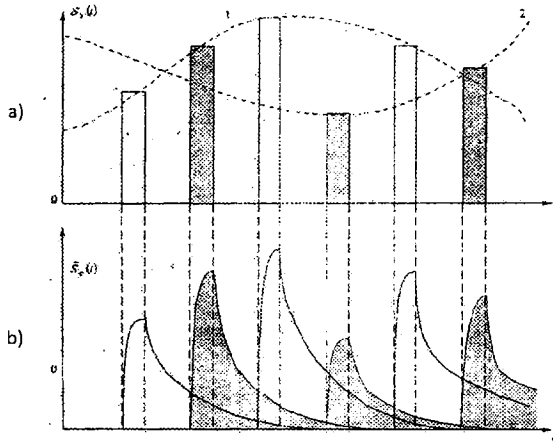
Guruh signali qabullash qurilmasi kommutatori K_x ga beriladi, uni tegishli kanal signallarini uzatish koeffitsienti birga teng bo'lgan vaqt filtri deb atash mumkin (14.6,b-rasm), ya'ni

$$K_x(t) = \begin{cases} 1, & t \in \Delta t, \\ 0, & t \notin \Delta t, \end{cases} \quad (14.17)$$

Vaqt bo'yicha filtrlash natijasida i -chi qabullash qurilmasi chiqishida faqat i -chi kanal impulsi paydo bo'ladi (14.6,v-rasm). Qabullangan i -chi kanal impulslari ketma-ketligi demodulyatsiyadan so'ng $b_i(t)$ xabar i -chi xabar oluvchiga yetkaziladi.

Signallarni vaqt bo'yicha ajratishda xalaqlar paydo bo'lishining ikkita sababi bor. Birinchidan har qanday amalda foydalanilgan aloqa kanali cheklangan chastotalar polosasini o'tkazadi, undan tashqari uning ACHX va FCHX ideal

emas. Natijada chiziqli buzilishlar hosil bo'ladi. Haqiqatdan ham uzatishda modulyatsiyalangan signal spektrining davomiyligi cheklansa, u holda qabullash tomonida davomiyligi cheklangan impuls o'rniga, davomiyligi chekiz katta bo'lgan impulsni olamiz (14.7-rasm). Boshqacha qilib aytganda kanallar orasida o'zaro xalaqitlar paydo bo'ladi. Bunday xatoliklar sinxronizatsiya aniqligi yo'qonlashganda ham hosil bo'ladi.



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

O'zaro xalaqitlarni kamaytirish uchun kanal signallari orasida himoya oralig'i kiritiladi. Bu uzatilayotgan impulslar davomiyligini kichraytirishga (qisqartirish) olib keladi, natijada signal spektri kengayadi. Ko'p kanalli aloqa tizimlarida telefon signali spektri eng yuqori chastotasi 3400 Hz bo'lib, Kotelnikov teoremasiga asosan diskretizatsiyalash chastotasi $f_d = \frac{1}{\Delta t} = 2F_w = 6800 \text{ Hz}$. Ammo real aloqa tizimlarida impulslar takrorlanish chastotasi $f_d = 8000 \text{ Hz}$ qilib olinadi. Bunday impulsni bir kanalli holda uzatish uchun eng kamida 4 kHz chastotalar polosasiga kerak bo'ladi. Vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan ko'p kanalli aloqa tizimlarida vaqt oralig'i Δt bir xil bo'lib, Kotelnikov teoremasi asosida (sinxronizatsiya bunda e'tiborga olinmaydi) aniqlanadi:

$$\Delta f_N = \frac{\Delta t}{N} = \frac{1}{2NF_{yw}} = \frac{1}{2NF_y}, \quad (14.18)$$

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

Nazariy jihatdan ChAK va VAK tizimlarida chastotalar polosasidan foydalanish samaradorligi bir xil bo'lgani bilan, amalda VAK tizimi ChAK ga qaraganda nisbatan kamroq samaradorlikka ega. Ammo VAK afzalligi bu usulda xabar uzatishda umumiy kanaldan navbat bilan foydalanish jarayonida nohiziqli buzilishlar natijasida o'tish xalaqitlari hosil bo'lmaydi. Bundan tashqari vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan KKAT apparaturasi chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKATga nisbatan oson amalga oshiriladi. Chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda har bir kanal uzatishda o'z modulyatoriga va qabullash tomonida chastota bo'yicha ajratuvchi filtr bo'lishini talab qiladi. Vaqt bo'yicha ajratish KKATda modulyatsiyalangan signal dinamik diapazoni nisbatan kichik. VAK KKATdan uzluksiz xabarlarini analog modulyatsiyalangan impulslar yordamida (AIM, FIM, SHIM) uzatishda va IKM yordamida xabarlarini uzatishda keng foydalaniladi.

Shuni alohida ta'kidlash lozimki, KKATda xabarlarini talab etiladigan xalaqitbardoshlik bilan uzatish uchun talab etiladigan signal umumiy quvvati P_{Σ} , bir kanalli aloqa tizimidagiga nisbatan N marta katta bo'ladi, chunki KKATdagi umumiy xalaqit quvvati $P_{\Sigma} = NP_i = NN_0 F_k$, bunda N_0 – xalaqit energiyasi spektral zichligi, F_k – bir kanal polosasining kengligi. Haqiqatda esa yuqoridagi shart bajarilganda ham KKAT xalaqitbardoshligi bir kanalli aloqa tizimi xalaqitbardoshligidan kam bo'ladi, chunki chastota bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda signal umumiy quvvati P_{Σ} ni oshirish natijasida o'tish xalaqitlarini kamaytirib bo'lmaydi, chunki o'tish xalaqitlarining quvvati ham oshadi, ba'zi hollarda nohiziqli buzilishlar natijasida hosil bo'ladigan xalaqitlar sathi signal quvvati oshishiga nisbatan tezroq ro'y beradi.

14.4. Signallarni shakl bo'yicha ajratish

Signallarni chastota va vaqt bo'yicha ajratish usullaridan tashqari ularni shakllari bo'yicha ajratish ham keyingi vaqtlar keng qo'llanilmoqda. Bunday signallarning barchasi bir vaqtda, spektrlari bir-birining ustiga joylashgan holda uzatilishiga qaramasdan, agar o'zaro chiziqli bog'lanishda bo'lmasa va o'zaro ortogonal bo'lsa, ularni bir-biridan ajratish mumkin.

Signal tashuvchilar sifatida ketma-ketligi darajali qator bo'lgan impulslar quyidagi shaklda ifodalanadi:

$$\{\Psi_1(t) = 1, \Psi_2(t) = t, \Psi_3(t) = t^2, \dots\}, \quad (0 \leq t \leq T). \quad (14.19)$$

Uzatilayotgan xabarlar C_1, C_2, \dots, C_N koeffitsientlar orqali aniqlanadigan guruh signali $s_G(t)$ ni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s_G(t) = [C_1 + C_2 t + \dots + C_N t^{N-1}], \quad 0 \leq t \leq T. \quad (14.20)$$

(14.19) qator tashkil etuvchilari o'zaro bog'liq emas, shuning uchun ulardan hech biri boshqalarining chiziqli kombinatsiyasi shaklida hosil qilib bo'lmaydi. Buni (14.20) ko'p hadli sharti uning koeffisientlarining hammasi bir vaqtda noga teng bo'lganda bajariladi.

Tashuvchilarning o'zaro bog'liq emasligi (14.19) shartidan signallarni bir-biridan ajratish asosi sifatida foydalanamiz. Misol uchun $0 \leq t \leq T$ vaqt oralig'ida ikki kanalli signal uzatishda

$$s_G(t) = s_1(t) + s_2(t) = C_1 + C_2 t = C_1 \Psi_1(t) + C_2 \Psi_2(t). \quad (14.21)$$

Agar miqdor (vazn) koeffisientlari (14.11) ni quyidagicha tanlasak:

$$\left. \begin{aligned} \eta_1(t) &= a_{11} \Psi_1(t) + a_{12} \Psi_2(t) = \frac{4}{T} - 6 \frac{t}{T} \\ \eta_2(t) &= a_{21} \Psi_1(t) + a_{22} \Psi_2(t) = -\frac{6}{T} + 12 \frac{t}{T} \end{aligned} \right\} \quad (14.22)$$

U holda $s_G(t)$ ni η_1 va η_2 koordinata o'qlariga proeksiyalarini tushurib, $T=1$ vaqt uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\begin{aligned} \Pi_1(s_G) &= \int_0^T s(t) \eta_1(t) dt = 4c_1(\Psi_1, \Psi_1) - 6c_1(\Psi_1, \Psi_2) + 4c_2(\Psi_2, \Psi_1) - 6c_2(\Psi_2, \Psi_2) = c_1, \\ \Pi_2(s_G) &= \int_0^T s(t) \eta_2(t) dt = 12c_1(\Psi_1, \Psi_2) - 6c_1(\Psi_1, \Psi_1) + 12c_2(\Psi_2, \Psi_2) - 6c_2(\Psi_2, \Psi_1) = c_2. \end{aligned} \quad (14.23)$$

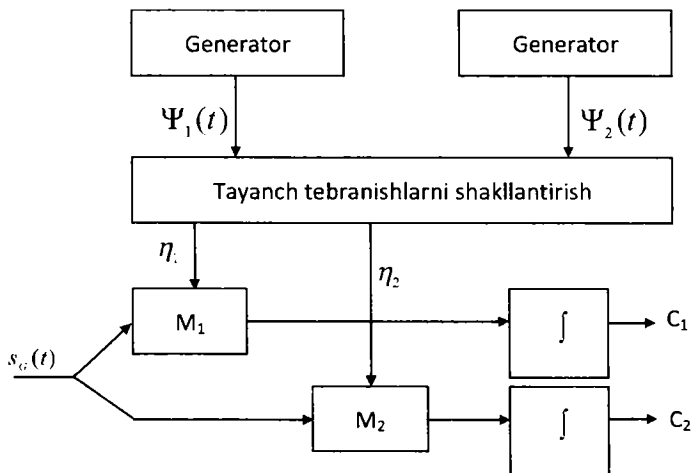
bunda, $(\Psi_1, \Psi_1) = 1$, $(\Psi_2, \Psi_2) = \frac{1}{3}$, $(\Psi_1, \Psi_2) = (\Psi_2, \Psi_1) = \frac{1}{2}$.

(14.23) ifodadagi amal 14.8-rasmda keltirilgan ajratish qurilmasi orqali amalga oshiriladi.

Bu qurilma yordamida ortogonal signallarni ajratish qurilmasidan farqliroq η_1 va η_2 miqdor (vazn) koeffisientlarini aniqlash qurilmasi bo'lib, u $\Psi_1(t)$ va $\Psi_2(t)$ lardan (14.23) ifodadagi chiziqli kombinatsiyasini yaratadi. Umumiy holda berilgan o'zaro bog'liq bo'lmagan $\{\Psi_i(t)\}$ tizimdan yordamchi ortogonal vektorlar orqali quyidagicha ifodalanadi:

$$l_i(t) = \Psi_i(t) - \sum_{k=1}^{i-1} (\Psi_k, \eta_k) \eta_k(t), \quad (14.24)$$

bunda, $\eta_k(t) = \frac{l_k(t)}{\|l_k\|}$, $i = 1, 2, \dots$



14.8-rasm. Signallarni shakl bo'yicha chiziqli ajratishga oid strukturaviy sxema

Grim-Shmid ortogonalashtirish iterativ usulidan foydalanib $\eta_i(t)$ ortonormal tizimni olish mumkin. Birlamchi $\{\Psi_i(t)\}$ vektorlarni o'rinlarini almashtirish turli ortonormal tizimlar $\{\eta_i(t)\}$ ni hosil qilishga olib keladi. Ushbu amalning iterativligi uchun, undan ortonormal bazaviy funksiyalarni yaratishda va xuddi shuningdek koordinatalari soni cheksiz ko'p bo'lgan L_2T tashkil etuvchilari cheklangan ortonormal bazaviy funksiyani hosil qilish mumkin.

Shakl bo'yicha ajratishga asoslangan KKATlarida tashuvchilar sifatida (14.19) ortogonal darajali qator tashkil etuvchilaridan foydalanish mumkin. Ushbu usul bilan olingan tashuvchilar spektri va davomiyligi cheklanganligi uchun ularni analog sxemateknika asosida shakllantirish mumkin. Bunga teskari Uolsh, Rademaxer – ortogonal diskret ketma-ketligi asosida shakllantirilgan tashuvchilarni raqamli sxemateknika asosida amalga oshirish mumkin.

Uolsh funksiyalariga nisbatan mantiq operatsiyalarini qo'llash mumkinligi uni zamonaviy signallarni shakli bo'yicha ajratish raqamli KKATlarini yaratishda keng qo'llanmoqda. Bundan tashqari bu KKATda signallarni shakllantirish va ularga ishlov berishda mikroprotessorlardan foydalanish mumkin. Zamonaviy signallarni shakli bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda, signallar spektri bir umumiy chastotalar diapazonida bir vaqtning o'zida joylashgan bo'ladi, signallarni qabullashda moslashgan filtrlar yoki unga teng kuchli bo'lgan faol korrelyatsion sxemalardan foydalaniladi, shu usul bilan xalaqit ta'siridagi signal optimal qabullanadi.

14.5. Shovqinsimon signallar yordamida xabar uzatish tizimi

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

Ko‘p hollarda sinxronizatsiyani aniq ta‘minlash qiyin. Misol uchun, harakatdagi ob‘ektlar (avtomobil, samolyot va h.k.) bilan aloqa o‘rnatishda. Shunga o‘xshash holat sun‘iy yo‘ldosh orqali aloqa tizimlaridan retranslyator shaklida foydalanganda ham uchraydi. Shunday hollarda asinxron ko‘p kanalli aloqa tizimlaridan foydalanishga to‘g‘ri keladi, bunda hamma abonentlarning signallari umumiy chastotalar polosasida uzatiladi va kanallar ishi sinxronizatsiyalanmagan bo‘ladi. Bunday aloqa tizimlarida har bir kanalga chastotalar polosasini, foydalanish vaqti oralig‘i va vaqti birlashtirilgan bo‘lib, ular hohlagan vaqtda aloqa o‘rnatishlari mumkin. bunday tizimlar aloqa liniyasidan foydalanishi erkin (cheklanmagan) yoki kanallari abonentlarga birlashtirilgan aloqa tizimlari deb ataladi.

Foydalanishi chastota va vaqt bo‘yicha cheklanmagan har bir abonentga ma‘lum bir shakldagi signal birlashtiriladi, bu uning “adresi” hisoblanadi. Oddiy shakl bo‘yicha ajratishga asoslangan aloqa tizimlarida ortogonallik sharti hamma kanallar uchun trakt intervali yuqori darajada sinxronizatsiyalangan bo‘lishi, ularni bir-biridan to‘liq chiziqli ajratish imkoniyatini beradi. Umumiy aloqa kanalidan erkin foydalanish tizimida ortogonallik yoki o‘zaro bog‘liq emaslik alohida kanal signallarining paydo bo‘lish vaqti turlicha bo‘lgan holda ham saqlanishi (ta‘minlanishi) kerak. Demak, har qanday ikki $s_i(t)$ va $s_k(t)$ signal uchun ortogonallik sharti doimo bajarilishi kerak, ya‘ni

$$\int_0^T s_i(t)s_k(t-\tau)dt \equiv 0, \quad (14.25)$$

bo‘lishi kerak, $0 \leq t \leq T$, bunda T – elementar signal davomiyligi bo‘lib, integrallash har qanday t dan $t+T$ vaqt oralig‘ida bajariladi. (14.25) sharti haqiqiy signallar uchun ular oq shovqin shaklida bo‘lgan holatda, ya‘ni ular spektri va dispersiyasi cheksiz keng bo‘lganda bajariladi. Bu shart haqiqiy signallar uchun bajarilmaydi. Shunga qaramasdan (14.25) shart taxminan bajarilishini ta‘minlovchi signallarni shakllantirish mumkin. bunday signallar uchun $s_i(t)$ va $s_k(t-\tau)$ skalyar ko‘paytmasi vaqt farqi τ ning qiymatidan qat‘iy nazar alohida signal energiyasidan kam bo‘ladi, ya‘ni

$$Ts_i(t)S_k(t-\tau) \ll \|s_i^2\| = \|s_j^2\|, \quad (14.26)$$

sharti, agar $0 \leq t \leq T$ bo'lsa bajariladi.

Bunday signallarni deyarli ortogonal deb hisoblash bo'ladi. Deyarli ortogonal signallar o'zlarining xossalari bilan oq shovqinga yaqinlashadi, shuning uchun ularni shovqinsimon signallar deb ataladi. Ularning korrelyatsion funksiyalari va quvvat spektr zichligi oq shovqinnikiga yaqin. Shovqinsimon signallar murakkab signallar guruhiga kiradi, ularning bazalari $B = 2TF \gg 1$ bo'lib, shakli bo'yicha ajratiluvchi signallarning rivojlanish natijasi hisoblanadi.

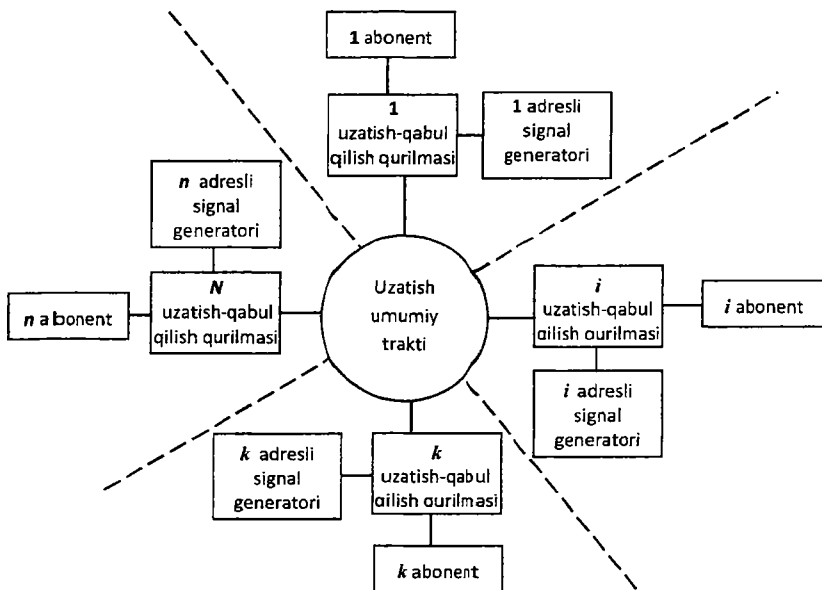
Shovqinsimon signallar (ShSS) ning keng tarqalgan turiga misol qilib, ma'ulm usulda shakllantirilgan tasodifiysimon diskret signallar ketma-ketligini keltirish mumkin, uning xususiy ko'rinishi shaklida ikkilik radioimpulslarni keltirish mumkin. Bunda ShSS bazasi diskret ketma-ketlikdagi impulslar soniga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

AAATning eng katta afzalliklaridan biri bu tizimga markaziy kommutatsiya stansiyasi kerak emas, hamina abonentlar bir-biri bilan hohlagan vaqtda, signal uzatish va qabullash qurilmalari chastotalarini sozlashmasdan aloqa o'rnatishlari mumkin (14.9-rasm).

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

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

AAATdagi abonentlarning har bir vaqt birligidagi faolligini aniqlab, uning statistikasini o'rganib, misol uchun, $N_a=1000$ kanalli tizimni tashkil etish mumkin, ulardan $N_a=50$ tasi bir vaqtning o'zida aloqa o'rnatishi va tizimdan foydalanishi mumkin. bunda tizim imkoniyatidan kam faol abonentlar hisobiga ham oshirish mumkin.



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

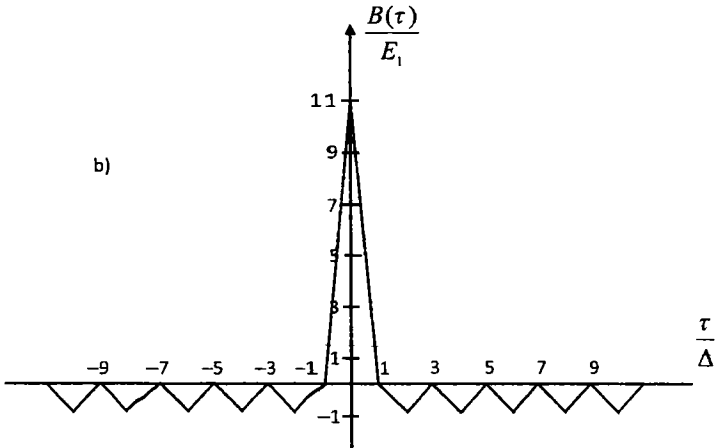
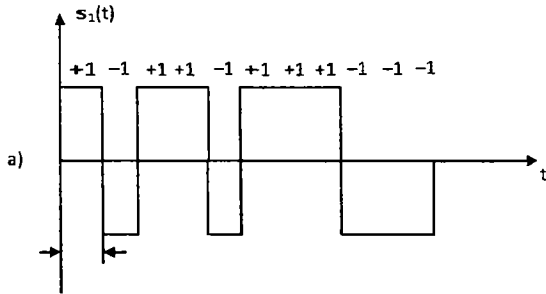
14.6. Shovqinsimon signallarga misollar

Hozirgi vaqtda berilgan avtokorrelyatsiya va o'zarkorrelyatsiya kattaliklariga javob beradigan signallarni shakllantirish (sintezlash) ustidagi ishlar davom ettirilmoqda.

n -ta to'g'ri burchakli ± 1 ikkilik impulslar ketma-ketligini tahlil etish natijasida $\frac{B(0)}{E} = n$, $\frac{\max|B(\tau \neq 0)|}{E} = \frac{1}{n}$, $E = nE_1$, shartiga javob beruvchilarini alohida ajratish mumkin (bunda, E – signalning to'liq energiyasi, E_1 – bitta impuls energiyasi).

Shundaylar orasida dastlab Barker ketma-ketligini aytib o'tish mumkin (14.1-jadval).

Impulslar soni	Impuls n ^o meri												AKF normallashtirilgan moduli maksimumi		
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Asosiy	Qo'shimcha
	2	+1	-1												1
3	+1	+1	-1											1	1/3
4	+1	+1	-1	+1										1	1/4
5	+1	+1	+1	-1	+1									1	1/5
7	+1	+1	+1	-1	-1	+1	-1							1	1/7
11	+1	-1	+1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1			1	1/11
13	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	1	1/13

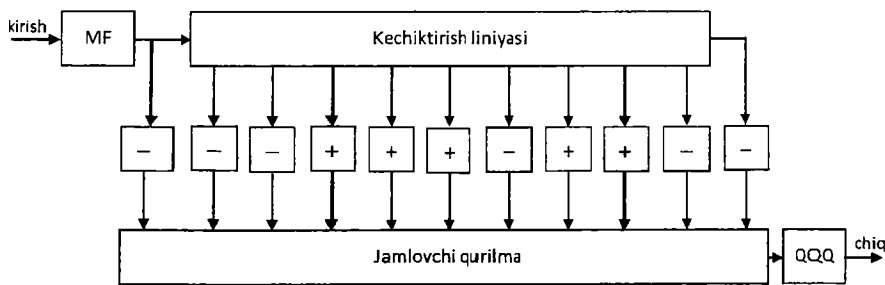


14.10-rasm. a) $n = 11$ impulsli Barker ketma-ketligi (kodi), b) Barker ketma-ketligining avtokorrelatsiya funksiyasi

Barker diskret impulslar ketma-ketligi, avtokorrelyatsiya funksiyasi idealga yaqin bo'lib, yon yaproqchalari soni $\frac{1}{n}$ ga teng. 14.10,a-rasmda $n=11$ impulsli Barker ketma-ketligi (kodi) va 14.10,b-rasmda uning avtokorrelyatsiya funksiyasi keltirilgan.

$s_i(t)$ signalni qabullash (1-kanal adresi) moslashgan transversal filtr (14.11-rasm) yordamida amalga oshiriladi. Dastlab Barker impulsleri ketma-ketligi bir impuls bilan moslashgan filtr MF ga kiritiladi, so'ngra har $\Delta\tau$ vaqt kechiktirishga mos keluvchi chiqishlari bo'lgan kechiktirish liniyasi (KL) kirishiga beriladi. Undan keyin fazani teskarisiga almashtiruvchi (-), fazani o'zgarmas saqlovchi (+) uzatish koeffisienti bir xil bo'lgan kaskadlarga beriladi, so'ngra jamlovchi (JQ) va nihoyat qaror qabullash qurilmasi (QQQ) kirishiga beriladi. Fazani almashtiruvchi va o'zgarmas saqlovchi qurilmalar n ta bo'lib, qabul qilishi kerak bo'lgan ikki qutbli impulslar ketma-ketligiga teskari bo'lgan tartibda chapdan o'nga qarab joylashtirilgan (14.11,a-rasm).

Birinchi kaskad K3 kirishga ulangan, oxirgisi uning chiqishiga ulangan. Qabullashda n impulslar ketma-ketligi KL orqali o'zgartirib raqamiga mos ravishda $k\Delta\tau$ ga suriladi. Hamma impulslar ketma-ketligi vaznlari KL va jamlovchi qurilma orasidagi kaskadlar belgisiga mos bo'lganda hamma impulslar bir onda bir-biriga qo'shiladi. Natijada QQQ chiqishida eng katta sathli impuls paydo bo'ladi, moslashgan filtr MF 1-kanal adresini eslab qoladi. Hamma boshqa n impulslar ketma-ketligi ta'sirida QQQ chiqishida sathi eng katta sathdan n marta kichik sathli impuls paydo bo'ladi. Tekshirishlar shuni ko'rsatadiki Barker ketma-ketligidagi impulslar soni $n > 13$ bo'lsa, uning avtokorrelyatsiya funksiyalari yon yaproqlari sathi eng maksimal qiymatining $\frac{1}{n}$ dan katta bo'ladi, shuning uchun bunday hollarda yon yaproqlar sathi katta bo'lishiga rozi bo'lishga to'g'ri keladi.



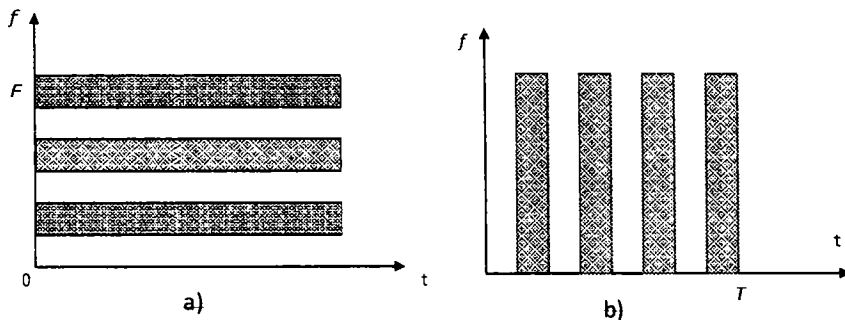
14.11-rasm. Barker ketma-ketligi uchun moslashtirilgan filtr

Barker ketma-ketligiga nisbatan biroz yomon avtokorrelyatsiya funksiyasiga ega bo'lishiga qaramasdan adres signallari sifatida chiziqli rekurent M ketma-ketliklar (ChRK) dan ham foydalaniladi. Ularni ba'zan maksimal davomiyli surish

registri chiziqli ketma-ketligi deb ham ataladi. Chiziqli rekurent M ketma-ketliklar uchun avtokorrelatsiya funksiyasi yon yaproqchalari uning maksimal (eng katta) qiymatiga nisbatan \sqrt{n} marta kichik bo'ladi (n ketma-ketlikdagi impulslar soni).

Chiziqli rekurent ketma-ket impulslar tasodifiylik xususiyatiga ega. Agar davri $n = 2^M - 1$ impulsdan so'ng takrorlanadigan chiziqli rekurent impulslar ketma-ketligidan har birida μ ta tashkil etuvchi simvollardan tashkil topgan qismlarini ajratsak, birinchidan ular orasida bir-biriga o'xshashi bo'lmaydi, ikkinchidan ular orasida +1 va -1lar kombinatsiyasidan iborat bo'lgan μ ta tashkil etuvchilari bo'ladi (ta'qiqlangan hammasi +1 dan iborat kombinatsiyadan tashqari). Uning bu xossasi tasodifiy ikkilik signallar xossasiga o'xshash bo'lgani uchun chiziqli rekurent impulslar ketma-ketligi tasodifiysimon yoki govqinsimon ketma-ketlik deb ataladi. Chiziqli rekurent impulslar ketma-ketligi avtokorrelatsion funksiyasi spektri biroz cheklangan oq shovqinsimon signal avtokorrelatsiya funksiyasiga yaqinlashadi. Chiziqli rekurent impulslar ketma-ketligi ikkilik impulslar generatorida surish registridan foydalanib shakllantiriladi. Chiziqli rekurent impulslar ketma-ketligi moslashgan filtr yoki korrelyator yordamida qabullanishi mumkin. impulslar tasodifiysimon ketma-ketligini yuqori chastotali aloqa kanallari orqali uzatishda faza yoki fazasi nisbiy moduliyatsiyalangan signallardan foydalaniladi.

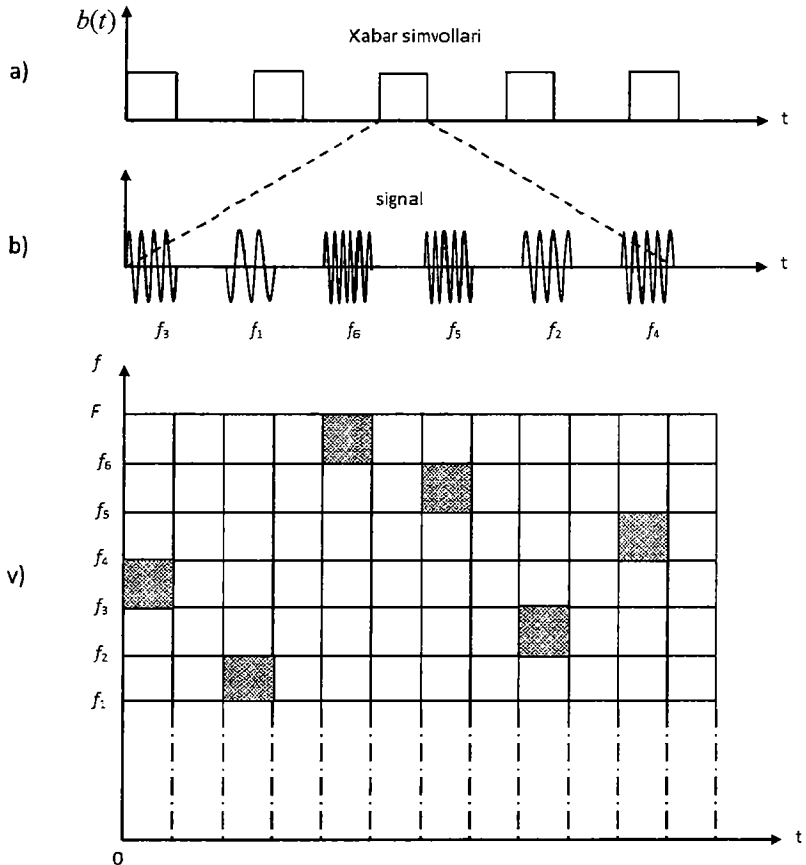
Adresli asinxron aloqa tizimlarida ShSSLar orasida chastota – vaqt matrisa yordamida shakllangan signallar alohida o'rin tutadi. Ma'lumki, ortogonal signallardan foydalaniladigan aloqa tizimlarida har bir signal energiyasi bir-biridan alohida ajralib turadi. Bu holni chastota-vaqt bo'yicha aloqa tizimidagi chastota bo'yicha (14.12,a-rasm) va vaqt bo'yicha (14.12,b-rasm) ajratish diagrammalarini alohida-alohida ko'rilganda yanada ishonarli bo'ladi.



14.12-rasm. a) Kanallarni chastota bo'yicha ajratish, b) kanallarni vaqt bo'yicha ajratish diagrammalari

Bunday tizimda har bir abonentga ma'lum bir chastota va vaqtga mos keluvchi fazo ajratiladi, bu uning adresi (manzili) hisoblanadi. Chastota-vaqt $F \times T$ maydonni kichik elementar maydonchalarga quyidagicha taqsimlash mumkin. Har

bir elementar signal T vaqt davomida uzatiladi va ushbu vaqt orasida uni yuqori chastotali tashuvchisi ma'lum kema-ketlikda o'z chastotasini umumiy chastotalar diapazonida o'zgartiradi. Uzatiladigan xabar ushbu turli chastotali impulslarning biron-bir parametrini modulyatsiyalash orqali amalga oshiriladi. Ushbu adres impulslari to'plami chastota-vaqt diagrammasi asosida tuziladi (14.13, v-rasm). Ularni tanlaganda yon yaproqchalari sathi asosiy aqtokorrelyatsiya funksiyasiga nisbatan iloji boricha kichik bo'lishini va o'zaro korrelyatsiya funksiyasi iloji boricha kichik bo'lishiga adlohida e'tibor berish kerak.



14.13-rasm. Chastota-vaqt matrisasi yordamida ko'p kanalli keng polosali signalni olish diagrammasi. a) ikkilik impulslar ketma-ketligi, b) bitta ikkilik informasion simvolni turli chastotali radioimpulslar orqali ifodalash, v) signalni chastota-vaqt matrisasi shaklida ifodalash

Axborot tashuvchi impuls holatini vaqt bo'yicha o'zgartirib va uni to'ldiruvchi chastotalar ketma-ketligini o'zgartirib, texnik nuqtai nazardan osnogina amlaga oshirib bir necha ming chastota-vaqt adreslarini olish mumkin. Albatta hamma chastota-vaqt adreslari yuqori darajali avtokorrelyatsiya funksiyasiga va eng kichik o'zaro korrelyatsiya funksiyasiga ega bo'lmaydi. Ammo umumiy adreslardan $N = FT$ tasi uchun avtokorrelyatsiya funksiyasi yon yoproq'i sathi $\frac{1}{\sqrt{FT}} = \frac{1}{\sqrt{N}}$ bo'ladi. Chastota-vaqt matrisasi asosida shakllantirilgan signallar ham shakli bo'yicha ajratiluvchi signallar guruhiga kiradi. Odatda, erkin foydalaniladigan AATlarida 1000÷1500 abonentdan 50÷100 tasi faol abonent deb hisoblanadi.

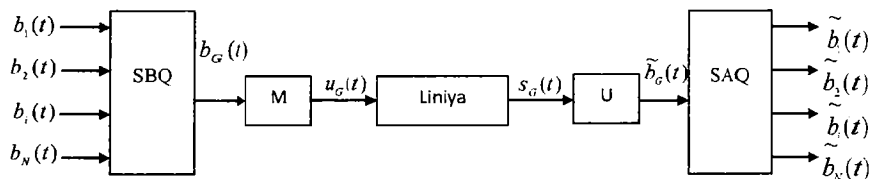
14.7. Signallarni kombinasion ajratish usuli

Ko'p kanalli aloqa tizimlarida chastota bo'yicha ajratish (ChBA) vaqt bo'yicha ajratish (VBA) va shakl bo'yicha ajratish (ShBA) usullaridan tashqari guruh signallarini kombinasion usulda shakllantirishdan ham foydalaniladi.

Masalan, umumiy guruh signali uzatish trakti orqali N ta diskret xabarlamani uzatish talab etilsin. Agar i -chi xabar elementi o'zining m_i ta ($i=1,2,\dots,N$) qiymatidan biriga teng bo'lsa, u holda N kanalli xabar manbai birlashtirgan

elementlar soni $M = \prod_{i=1}^n m_i$ bo'ladi. Agar hamma xabar manbalari uchun ular

qabul qiladigan qiymatlar bir-biriga teng bo'lsa, ya'ni $m_i = m$ bo'lsa, u holda N kanalli tizimda elementar signallar umumiy soni $M = m^N$ bo'ladi. Shunday qilib, kombinasion zichlashda har bir ondagi guruh signali $M = m^N$ ta asosi m bo'lgan kodlar kombinatsiyasi yordamida uzatish mumkin. faraz qilaylik asosi $m = 2$ ikkilik koddan foydalanib $N = 2$ ta xabar manбайдan olinayotgan diskret xabarni uzatish talab etilsin. Bu holda guruh xabar b_i to'rtta qiymatdan birini oladi, ular "1" va "0" larning turli kombinatsiyalaridan iborat bo'ladi. Agar kanallar soni $N = 3$ bo'lsa, u holda 8 ta kombinatsiya kerak bo'ladi. Endi ushbu kombinatsiya tartib raqamini bildiruvchi b_i ni uzatish kerak bo'ladi. Uni diskret modulyatsiyaning biror turidan foydalanib uzatiladi. Signallarni kombinatsiyalariga qarab ajratish kombinasion ajratish deb ataladi. Kombinasion zichlash va jaratishga asoslangan ko'p kanalli aloqa tizimi strukturaviy sxemasi 14.14-rasmda keltirilgan.



14.14-rasm. Kombinasion zichlash va ajratishga asoslangan ko'p kanalli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi

Bunda, N ta kanal birlamchi xabarlarini $b_1(t)$, $b_2(t)$, ... $b_N(t)$ koder kirishiga beriladi. Koder kanal signallarini birlashtirish amalini bajaradi. Olingan guruh xabari $b_G(t)$ modulyator M yordamida guruh signali $u_G(t)$ ga aylantiriladi. Signal $s_G(t)$ qabullash qurilmasida demodulyatsiya va dekodlash jarayonidan so'ng N chi birinchi xabar shakllantiriladi.

Amalda yuqorida keltirilgan usulda ikki karrali ChMp va FMp, ya'ni IChMp va IFMp lardan keng foydalaniladi. IChMp signal oddiy ChMp chastota bo'yicha ajratishdagi singari talab etiladigan xalaqitbardoshlikni ta'minlash uchun bir hil kenglikdagi chastotalar polosi talab etiladi, ammo IChMp da ikki marta kam signal quvvati kerak bo'ladi. Shuning uchun signal energiyasiga bo'lgan talabni kamaytirish uchun IChMp kombinasion zichlash va ajratish usulidan foydalaniladi.

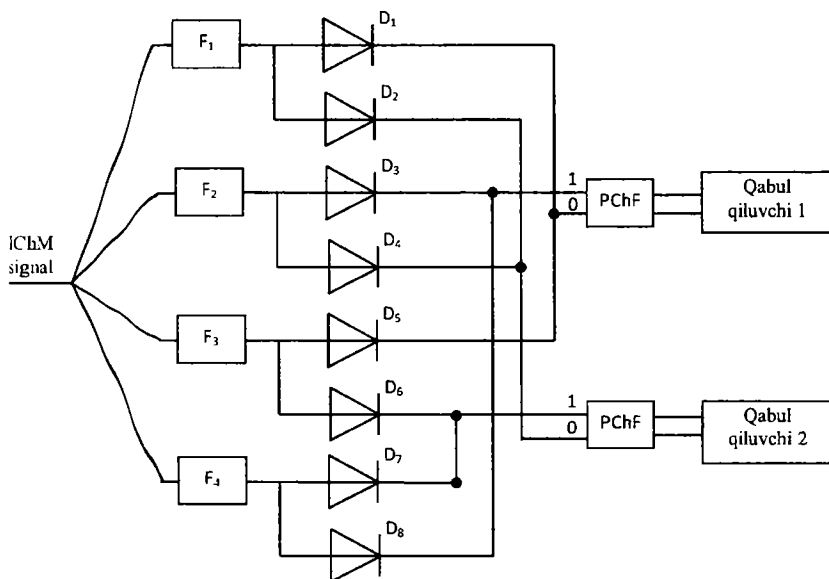
Signallarni kombinasion zichlash va ajratish aloqa tizimiga misollar. Kombinasion zizlash va ajratish aloqa tizimiga misol tariqasida ikki karrali ChMp (IChMp) aloqa tizimining ishlash prinsipini ko'rib chiqamiz. Bunda ikki xabar manbaidan xabarlarni uzatish uchun "0" va "1" lardan tashkil topgan to'rtta kod kombinatsiyasi kerak bo'ladi, bu kodlar kombinatsiyasining har biri f_1 , f_2 , f_3 va f_4 chastotalarni aloqa liniyasi orqali uzatish bilan amalga oshiriladi. Agar ikkilik Fmp yoki NFMP dan foydalanilsa to'rt kod kombinatsiyasiga yuqori chastotali guruh signali tashuvchisining to'rt turli boshlang'ich fazalari φ_1 , φ_2 , φ_3 va φ_4 mos keladi (14.2-jadval).

14.2-jadval.

1 kanal	0	1	0	1
2 kanal	0	0	1	1
Kombinatsiyalar nomeri	1	2	3	4
IChM	f_1	f_2	f_3	f_4
IFM	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4

Yuqoridagilarni tushuntirish uchun IChMp signalmi qabullash qurilmasida ajratishni ko'rib chiqamiz (14.15-rasm). Bunda qabul qilinayotgan signal f_1 , f_2 , f_3 va f_4 chastotalarga mos F_1 , F_2 , F_3 va F_4 filtrlar orqali o'tadi va $D_1 \div D_8$

diodlar yordamida detektorlanadi. Agar aloqa kanali orqali f_1 chastota uzatilsa, bu signal F_1 orqali o'tadi va D_1, D_2 diodlarga beriladi. Bunda birinchi kanal kirishiga "0", ikkinchi kanal kirishiga "1" elementar signal beriladi. Kirish signali chastotasi f_2 ga teng bo'lsa, u F_2 filtrdan o'tadi va birinchi kanal kirishiga "1" va ikkinchi kanal kirishiga "0" elementar signal beriladi. Signal qabullash qurilmasi kririshida f_3 va f_4 chastotalar paydo bo'lsa, yuqoridagiga o'xshash usul bilan 1 va 2 kanal kirishidagi elementar signallar aniqlanadi. IChMp tizimida signallarni optimal qabullash uchun F_1, F_2, F_3 va F_4 filtrlar o'rniga moslashgan filtrlardan foydalaniladi.



14.15-rasm. Ikki karrali ChMp signalni qabullash sxemasi

Amalda ikki karrali FMp (IFMp) o'rniga ikki karrali nisbiy FMp (INFMp) dan keng foydalaniladi. Yuqoridagi usulni mantiqan kengaytirib ko'p sonli kanallarni kombinasion zichlash va ajratishni amalga oshirish mumkin, bunda ko'p chastotali ChMp (KChMp) va ko'p fazali NFMp (KNFMp) signallardan foydalaniladi.

KChMp aloqa tizimida kanallar soni ko'payishi bilan undagi signallar ortogonal bo'lishini ta'minlash uchun kerak bo'ladigan chastotalar polosasi kanallar soni ko'payishiga qarab eksponensial bog'lanishda oshadi. Xaolik ehtimolligi ham N ko'payishi bilan oshadi, ammo u asta oshadi. Shuning uchun bunday tizimlardan chastotalar resursi katta, ammo energetik ko'rsatkichlari cheklangan bo'lganda foydalaniladi.

KIFMp ko'p kanalli aloqa tizimlarida kanallar soni N ko'payishi bilan talab etiladigan chastotal polosasi sezilarli darajada kengaymaydi, ammo xatolik ehtimolligi juda tez oshadi, shuning uchun xatolik ehtimolligi kanallar soni N ko'payganda ham saqlab qolish uchun signal quvvatini oshirishni talab qiladi. Bunday ko'p kanalli aloqa tizimidan chastotalar polosasi keskin cheklangan ammo signal quvvati cheklanmagan hollarda foydalaniladi.

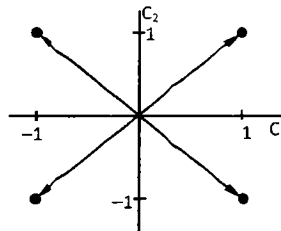
Ko'rib chiqilgan KChMp va KNFMp aloqa tizimlari ko'p holatli signallardan foydalanib xabar uzatishning xususiy shakli hisoblanadi. KChMp tizimida ko'p chastotalardan, KFMp tizimi ko'p fazali signallardan foydalaniladi. Bundan tashqari bir vaqtni o'zida tashuvchining bir necha parametrini modulyatsiyalash mumkin, masalan, chastota va amplitudani, amplituda va fazani.

Keyingi vaqtlarda amplitudasi va fazasi modulyatsiyalangan (AFM) signallardan foydalanishga qiziqish oshmoqda. Bunday usulni kvadraturali modulyatsiya yordamida amalga oshirish mumkin. AFM aloqa tizimlarida har bir elementar signal uzatilish davrida uning amplitudasi va fazasi qabul qilingan diskret qiymatlaridan biriga teng bo'ladiyu bunday signalning har bir amplituda va faza diskret qiymati asosi $M=2^N$ bo'lgan guruh signali kodi ko'p pozitsiyali signal ma'lum bir shakliga mos keladi. AF signali bir-biridan fazasi $\pi/2$ ga farq qiluvchi, kvadratura bo'lgan tashuvchini ko'p sathli amplituda va ko'p qiymatli faza modulyatsiyasini amalga oshirish orqali olinadi.

Agar tashuvchi sinfaz va kvadratik tashkil etuvchilarini $c_{12} = \pm 1$ bilan modulyatsiyalasak undan olingan KAFM-4 signal IFMp signalga mos keladi. Agar tashuvchi sinfaz va kvadratik tashkil etuvchilarini to'rt sathli signal $c_{12} = \pm 1, \pm 3$ bilan modulyatsiyalasak, bu holda 16 holatli KAFM signalni olamiz. 14.16-KAFM signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

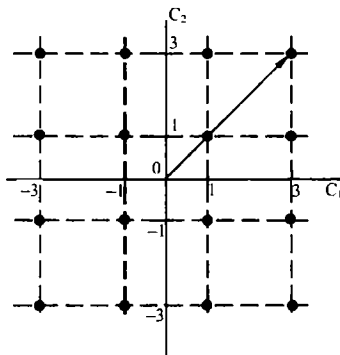
$$s_{KAFM-16}(t) = \{A_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i)\}, \quad i = 1, 2, \dots, 16.$$

14.17-rasmda 16-KAFM signalning amplituda-faza koordinatalar tizimida joylashish keltirilgan. Bunda yirik nuqtalar yordamida A_i vektorning c_1 va c_2 qiymatlari uchun joylashishi ko'rsatilgan. Umuman olganda har bir M kanalli tizim uchun turli signallar to'plamini tanlash mumkin.



14.16-rasm. KAFM-4 yoki ikkilik FMp signal nuqtalarining joylashishi

14.16 va 14.17-rasmlarda ko'rsatilgan kvadraturali to'rt burchakda joylashgan signallardan tashqari uchburchak uchlarida va doiralarning turli nuqtalarida signal vektori oxiri joylashgan va boshqalari o'rganilib, texnik foydalanishga tavsifiya etilmoqda.



14.17-rasm. 16-KAFM signal nuqtalarining joylashishi

Keyingi yillarda signal-kod konstruksiyasi (SKK) nazariyasi rivojlanmoqda. SKK aloqa kanallari orqali xabarlar uzatish tezligini oshiradi, signal energiyasi va kanalga ajratilgan chastotalar polosasi cheklangan holatlarda xalaqitbardoshlikni ham yuqori bo'lishini ta'minlaydi.

Nazorat savollari

1. Ko'p karzalli aloqa tizimi strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash tartibini tushuntiring.
2. Ko'p kanalli aloqa tizimining bir kanalli aloqa tizimiga qaraganda afzalliklarini aytib bering.
3. KKATda guruh signalini shakllantirish uchun kanal signallarini tanlashga bo'lgan talablarni tushuntirib bering.
4. Signallar-ning chiziqli bog'liq emasligi shartini yozing va uning fizik muxmunini tushuntiring.
5. Chiziqli bog'liq bo'lmagan va ortogonal signallar orasidagi farq nimada?
6. Chastotax bo'yicha ajratishga asoslangan KKAT strukturaviy sxemasini chizing va undagi signallar spektr diagrammalarini chizib ko'rsating.
7. Kunal xabari spektri $300 \div 3400$ Hz orasida joylashgan bo'lsa, kanallar orasidagi himoya chastotalari kengligi 900 Hz bo'lsa, 24 kanalli aloqa tizimi spektri kengligini hisoblang.
8. Vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan KKAT strukturaviy sxemasini chizing va undagi funksional qismlari vazifasini aytib bering.

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

10. Signallar-ni shakli bo'yicha ajratish KKAT strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.

11. Signallar-ni shakl bo'yicha ajratishga asoslangan KKATda signallar qanday tanlanai?

12. Asinxron adresli aloqa tizimining afzalliklarini aytib bering.

13. AAATda signallarga qanday talablar qo'yiladi?

14. Qanday signallar shovqinsimon signallar deb ataladi?

15. ShSS signal asosiy xossalari ayting.

16. Ko'p karzalli vaqt bo'yicha ajratishga asoslangan aloqa tizimida o'tish xalaqitlari nima sababdan paydo bo'ladi va uni qanday qilib kamaytirish mumkin?

17. Kombinasion zichlash va ajratishga asoslangan aloqa tizimi ishlash prinsipini tushuntiring.

18. Kvadraturali AM signal deb qanday signallarga aytiladi va ular qanday shakllantiriladi?

19. KAM-8, KAM-16 signal vektor diagrammalarini chizing.

20. Ko'p holatli ChM va Fm signallarni taqqoslang. Ularning qanday afzalliklari va kamchiliklari bor?

15. AXBOROT UZATISH VA KODLASH NAZARIYASI

15.1. Axborot miqdorini aniqlash

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

$$I(a_k) = F[p(a_k)]. \quad (15.1)$$

Bu holda quyidagi tabiiy talablar bajarilishi lozim:

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

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

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

$$I(a_k) = -\log_x p(a_k) \geq 0. \quad (15.2)$$

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

$$I(a_k) = -\log_x p(a_k) = 0, \text{ agar } p(a_k) = 1, \\ I(a_i, a_k) = I(a_i) + I(a_k) = -[\log_x p(a_i) + \log_x p(a_k)] \text{ bunda } i \neq k. \quad (15.3)$$

Bunda logarifmning asosini tanlash muhim ahamiyatga ega emas, ammo logarifm asosi $x = 2$ bo'lsa qulay bo'ladi, chunki telekommunikatsiya – elektr aloqa va hisoblash texnikasida asosan ikkilik signallardan foydalaniladi. Bu holda axborot miqdori birligi "bit" deb ataladi (inglizcha binary digit – ikkilik raqam yoki ikkilik birligi binary unit so'zlarini qisqartirib olingan).

Ba'zan nazariy ilmiy ishlarda natural logarifmdan foydalaniladi. Bunda $\log_2 e = 1,443$ bit bo'lib, "nat" deb yuritiladi. Bundan so'ng axborot miqdorini aniqlashda logarifm asosini ikkiga teng deb hisoblaymiz, ya'ni $-\log p(a_k)$ ko'rinishidagi yozuv ikkilik logarifmdan foydalanilayotganligini anglatadi.

Xulosa qilib aytganda, axborot miqdori tushunchasining kiritilishi natijasida axborot atamasi ikki ma'noga ega bo'ldi: abstrakt va aniq, ya'ni sifat va miqdor mazmuniga ega bo'ldi. Bir tomondan, axborot deganda xabar orqali olingan ma'lum (aniq) bir axborotni anglatadi; ikkinchi tomondan uning miqdorini, ya'ni bizni qiziqtirgan xabardagi bitlar orqali olinadigan abstrakt axborot miqdorini anglatadi.

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

15.2. Diskret xabarlar entropiyasi va uning xossalari

Axborot manbai doimiy ravishda (stasionar) har birining uzunligi $n\tau_0$ bo'lgan N ta turli diskret xabar ishlab chiqaradi. Ularning har biri axborot manbai chiqishida tasodifiy ehtimollik $p(a_k)$, $k = 2, 3, \dots, N$ bilan paydo bo'ladi. Umuman har bir N ta diskret xabar turli ehtimollik bilan axborot manbai chiqishida paydo bo'lishi mumkin, ya'ni $p(a_1), p(a_2), \dots, p(a_N)$. Bu ehtimolliklarning yig'indisi $\sum_{k=1}^N p(a_k) = 1$ bo'ladi. Shuning uchun har bir diskret xabar yetkazadigan axborot miqdori ham tasodifiy kattalik bo'ladi. Entropiya – axborot miqdorini baholash uchun qulay tavsif bo'lib, u axborot manbai ishlab chiqarayotgan axborot o'rtacha miqdorini ta'riflaydi.

Ushbu axborot o'rtacha miqdorini bitta xabar yetkazadigan axborot o'rtacha matematik miqdori orqali aniqlash qabul qilingan:

$$H(A) = M\{-\log p(a_k)\} = \sum_{k=1}^N p(a_k) \log \frac{1}{p(a_k)}. \quad (15.4)$$

Ushbu (15.4) ifoda fizika fani termodinamika yo'nalishidagi “entropiya” uchun ifoda bilan bir xil ko'rinishda bo'lib, u termodinamikada tizimning ma'lum bir vaqtda no'malum holatda bo'lishini anglatadi. $H(A)$ ni ham xabar olinguncha bo'lgan noaniqlik miqdori deb qarash mumkin. Boshqacha qilib aytganda manba ishlab chiqarayotgan xabarning “kutilmaganlik” yoki “avvaldan bashorat qilina olmaslik” miqdoridir. (15.4) ifoda manba ishlab chiqarayotgan xabarlar o'zaro statik bog'liq bo'lmagan holat uchun haqiqiy hisoblanadi. Masalan, yozuv mashinkasi yoki kompyuter klaviaturasini tartibsiz bosish bunga mos keladi. Aks holda mashinka yoki kompyuterda ma'lum bir matnni terishdagi diskret elementlar biridan so'ng keyingisi mantiqan bog'langan holda paydo bo'ladi. Birinchi holda diskret xabar elementlari bir-biriga bog'liq emas – xotirasiz; ikkinchi holda noaniqlik kamroq yoki to'g'ri bashorat qila olish ehtimolligi ko'proq. Natijada entropiya qiymati kamayadi.

Endi entropiya xossalarini ko'rib chiqamiz.

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

2. Agar xotirasiz xabar manbai chiqishida turli N -diskret xabarlar bir hil ehtimollik bilan paydo bo'lsa, u holda bunday manba entropiyasi o'zining eng katta (maksimal) qiymatiga ega bo'ladi, ya'ni

$$H_{\text{mak}}(A) = \log N, \text{ agar } p(a_1) = p(a_2) = \dots = p(a_n). \quad (15.5)$$

Xususiylashtirib, agar xabar manbai faqat 2 ta xabar "1" va "0" ni chiqarsa, entropiya eng katta (maksimal) qiymati 1 bitga teng bo'ladi, ya'ni $p(0) = p(1) = 0.5$.

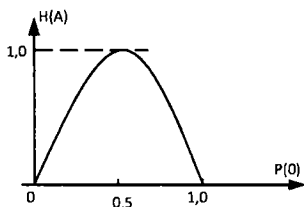
Ushbu manba ikki xil diskret xabar ishlab chiqishidagi entropiyani aniqlaymiz. Bunda $p(0) = P$, $p(1) = 1 - P$ deb belgilaymiz, u holda

$$H(A) = -p(0) \log p(0) - p(1) \log p(1) = -P \log P - (1 - P) \log(1 - P). \quad (15.6)$$

(15.6) ifodadan ko'rinadiki $p(0) = 0$ va $p(1) = 1$ bo'lganda yoki $p(0) = 1$ va $p(1) = 0$ bo'lganda, entropiya $H(A) = 0$ bo'ladi. Agar $p(0) = p(1) = 0.5$ bo'lsa entropiya o'zining eng katta (maksimal) qiymatiga erishadi, ya'ni

$$H_{\text{mak}}(A) = 0,5 \log 2 + 0,5 \log 2 = 1 \text{ bit}. \quad (15.7)$$

Ushbu xabar manbai entropiyasining $p(0) = 1 - p(1)$ ga bog'liqligi 15.1-rasmda keltirilgan.



15.1-rasm. Xotirasiz ikkilik xabar manbai entropiyasi

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

$$H(\zeta, \eta) = H(\zeta) + H(\eta). \quad (15.8)$$

Bu logarifmik funksiya xossasidan kelib chiqadi.

15.3. Diskret xabar manbaining “ortiqchaligi” va xabar ishlab chiqarish imkoniyati

Xabar manbai sifatida kompyuter klaviaturasi orqali rus tilidagi matni kiritishni ko‘rib chiqamiz. Ma‘lumki matnda harflar turli ehtimollik bilan uchraydilar. Masalan «A» harfi «L» yoki «O» ga nisbatan ko‘proq uchraydi. Bundan tashqari ko‘p hollarda navbatdagi harf undan oldingi harfga bog‘liq bo‘ladi, hamda matnda bir harfning uch marta takrorlanish ehtimolligi ham juda kam. Shunday qilib, xotirali xabar manbai chiqishida u yoki bu xabarning paydo bo‘lish ehtimolligiga nisbatan katta bo‘ladi. Natijada matndagi har bir harf yetkazadigan axborot o‘rtacha miqdori kamayadi. Demak xotirali va xotirasiz xabar manbailaridan bir xil miqdordagi axborot uzatish kerak bo‘lsa, xotirali manba chiqishidagi harflar yoki simvollar sonini oshirish kerak bo‘ladi.

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

$$B = \frac{\log N - H(A)}{\log N} = 1 - \frac{H(A)}{\log N}. \quad (15.9)$$

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

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

Ortiqchalikni quyiyagicha aniqlash mumkin:

$$B = (n - n_{min}) / n = 1 - \frac{n_{min}}{n}, \quad (15.10)$$

$\mu = H(A) / \log N = \frac{n_{min}}{n}$ kattalikni siqish koeffitsienti deb ataladi. Bu tushuncha uzatilayotgan axborotni yo‘qotmasdan saqlangani holda uzatish uchun xabarni qanday kattalikda siqish mumkinligini ko‘rsatadi. Misol uchun, telegramma yuborganda tinish belgilari va bog‘lovchilar uzatilmaydi, ammo matnni to‘g‘ri anglash mumkin.

Ortiqchalik aloqa kanali orqali xabar uzatish davomiyligini oshiradi, kanaldan foydalanish samaradorligi kamayadi. Shu bilan birga hamma vaqt ham xabar manbai ortiqchaligiga uni mukammallashmaganligi sabab deb qarash kerak emas. Ba’zi hollarda u foydali hisoblanadi. Misol uchun, ortiqcha harf yoki

simvollaridan aloqa kanalidagi xalaqitlar ma'lum miqdordan oshganda axborotni to'g'ri qabullash uchun foydalanish mumkin.

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

$$H'(A) = V_m H(A). \quad (15.11)$$

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

$$R_m = \frac{\log N}{T_m}, \text{ bit/s} \quad (15.12)$$

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

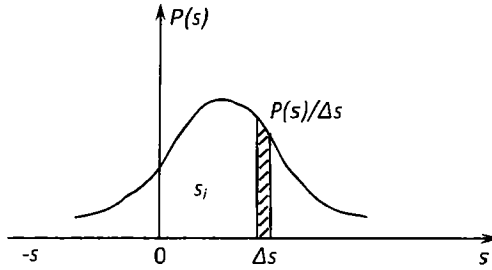
15.4. Uzlüksiz xabar manbai entropiyasi

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

Uzluksiz xabar manбайдan olingan axborot miqdorini aniqlash uchun diskret xabarlar uchun entropiya tushunchasidan tabiiy ravishda $N \rightarrow \infty$ uchun umumlashtiramiz. Har bir onda signal $s(t)$ qabul qiladigan qiymatlar ehtimolliklari zichligi taqsimoti $p(s_i)$ ning ko'rinishi 15.2-rasmda keltirilgan.

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

$$p(s_i) \approx p(s_i) \Delta S. \quad (15.13)$$



15.2-rasm. Qabul qilinadigan signallar ehtimolligi zichligi taqsimoti

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

$$M \left\{ \log \frac{1}{p(s_i)\Delta S} \right\} = \sum_{i=1}^k p(s_i)\Delta S \log \frac{1}{p(s_i)\Delta S}. \quad (15.14)$$

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

$$\begin{aligned} H(S) &= \lim_{\Delta S \rightarrow 0} M \left\{ \log \frac{1}{p(s_i)\Delta S} \right\} = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \sum_i p(s_i)\Delta S \log \frac{1}{p(s_i)\Delta S} + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \sum_i p(s_i)\Delta S = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \int_{-\infty}^{\infty} p(s) ds. \end{aligned} \quad (15.15)$$

Ushbu (15.15) ifodada $\int_{-\infty}^{\infty} p(s) ds = 1$ ligini e'tiborga olib, uni soddalashtiramiz, u holda

$$H(S) = \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \quad (15.16)$$

(15.16) ifodaning birinchi qismi ehtimollik zichligi taqsimoti $p(s)$ ga bog'liq kattalik bo'lib, uni differensial entropiya deb ataladi. Odatda, undan hisoblarda yordamchi kattalik shaklida foydalaniladi. (15.16) ifodaning ikkinchi qismi ehtimollik zichligi taqsimoti qiymati $p(s_i)$ qanday bo'lishidan qat'iy nazar,

$\Delta S \rightarrow 0$ bo'lganda cheksizlikka intiladi. Bu diskret signaldan uzluksiz signalga o'tganda entropiya cheksiz kattalashadi. Bu uzluksiz xabar qiymatining $\Delta S \rightarrow 0$ oraliqda bo'lish ehtimolligi cheksiz kichik bo'ladi. Natijada, uzluksiz xabar qiymatlarining "kutilmaganlik" yoki "oldindan bashorat qila olish" ehtimolligi keskin kamayadi.

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

$$p(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{w^2}{2\sigma^2}}. \quad (15.17)$$

(15.17) ifodani differensial entropiyani hisoblash formulasiga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$h(w) = \int_{-\infty}^{\infty} w(x) \log \left(\sqrt{2\pi\sigma^2} \exp \left(-\frac{w^2}{2\sigma^2} \right) \right) dw = \log \sqrt{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} p(w) dw + \frac{\log e}{2\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} p(w) w^2 dw. \quad (15.18)$$

(15.18) ifodada birinchi integral $\int_{-\infty}^{\infty} p(w) dw = 1$ va ikkinchi integral dispersiya σ^2 ga teng. Natijada differensial entropiya uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$h(w) = \log \sqrt{2\pi\sigma^2} + \frac{\log e}{2} = \log \sqrt{2\pi e \sigma^2}. \quad (15.19)$$

(15.19) ifodadan ko'rinadiki Gauss shovqini differensial entropiyasi faqat dispersiya σ^2 ga bog'liq, uning oshishi bilan uzluksiz oshib boradi.

Oniy qiymatlari har qanday tasodifiy taqsimoti zichligiga bo'ysunuvchi tasodifiy jarayonlar ichida (agar ularning dispersiyasi bir xil bo'lsa) Gauss taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi tasodifiy jarayonlarning differensial entropiyasi eng katta qiymatga ega bo'ladi. Tasodifiy jarayon ζ ning har qanday ehtimollik zichligi taqsimoti $p(\zeta)$ bo'lsa, quyidagi ifoda hamma vaqt saqlanib qoladi:

$$h(\zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\zeta) \log \frac{1}{p(\zeta)} d\zeta \leq \log \sqrt{2\pi e \sigma^2}. \quad (15.20)$$

(15.20) ifodadagi tengsizlik tasodifiy jarayon faqat Gauss taqsimot qonuniga bo'ysunganda tenglikka aylanadi.

15.5. Diskret kanal orqali uzatiladigan axborot miqdori

Kirishida A va chiqishida B diskret xabarlar to'plamasi (ansambli) bo'lgan xotirasiz diskret kanal orqali uzatiladigan axborot miqdorini aniqlaymiz. Aniqlash kerak. Bunda a_i va b_j larning bir vaqtda sodir bo'lish ehtimolligi $p(a_i, b_j)$ va kanal chiqishida b_j xabar bo'lganda, haqiqatda uning kirishida a_i signal bo'lgani ehtimolligi $p(a_i/b_j)$ deb hisoblaymiz. Ehtimolliklarni ko'paytirish teoremasi asosida quyidagi ifodani olamiz:

$$p(a_i, b_j) = p(a_i)p(b_j/a_i) = p(b_j)p(a_i/b_j). \quad (15.21)$$

Shartli entropiya tushunchasini kiritib, uni xabar manbai entropiyasini aniqlaganga o'xshash usul bilan, uning o'rtacha qiymati orqali aniqlaymiz:

$$H(A/B) = \sum_i \sum_j p(a_i, b_j) \log \frac{1}{p(a_i/b_j)}. \quad (15.22)$$

Shartli entropiya quyidagi hossalarga ega:

1. Shartli entropiya uchun hamma vaqt $H(A/B) \geq 0$;
2. Diskret kanal uchun shartli entropiya, uning kirishidagi manba entropiyasidan kichik yoki unga teng, ya'ni

$$H(A/B) \leq H(A). \quad (15.23)$$

Bunda (15.22) ifoda faqat a_i va b_j o'zaro korrelyatsiyasi nolga teng bo'lganda, ya'ni $a \in A$ va $b \in B$ hamma qiymatlari uchun $p(a_i/b_j) = p(a_i)$ bo'lgan holatda tenglikka aylanadi. Buni quyidagicha tushunish kerak: b_j xabar olinganda a_i xabar to'g'risida hech qanday axborot kelib tushmaydi, ya'ni noaniqlik kamayadi. Ushbu holat aloqa kanalidagi xalaqit ta'sirida axborotning to'liq yo'qotishiga mos keladi.

Shartli axborotni ko'p hollarda kanallardagi xalaqit ta'sirida yo'qotilgan, xabar oluvchiga yetib kelmagan axborot miqdori deb ham yuritiladi. Axborotning to'liq yo'qotilishi juda kam uchraydigan hodisa, haqiqatda bunday holat juda kam uchraydi. $H(A/B)$ ni ba'zan "ishonchsizlik" deb ham ataladi.

Endi aloqa kanali orqali uzatilgan axborot miqdori $I(A, B)$ ni, aloqa kanali kirishidagi axborot miqdoriga teng bo'lgan manba entropiyasi $H(A)$ va shartli entropiya $H(A/B)$ – yo'qotilgan axborot farqi shaklida aniqlaymiz. Ba'zan $I(A, B)$ ni o'zaro axborot deb ham ataladi va quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$I(A, B) = H(A) - H(A/B), \quad (15.24)$$

yoki

$$I(A, B) = M \left\{ \log \frac{1}{p(a_i)} \right\} - M \left\{ \log \frac{1}{p(a_i/b_j)} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(a_i/b_j)}{p(a_i)} \right\}. \quad (15.25)$$

Ehtimolliklarni ko'paytirish teoremasi asosida quyidagi ifodani olamiz:

$$I(A, B) = M \left\{ \log \frac{p(b_j)p(a_i/b_j)}{p(b_j)p(a_i)} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(a_i, b_j)}{p(b_j)p(a_i)} \right\}. \quad (15.26)$$

(15.26) ifodani yoyib o'zaro axborot uchun simmetrik ifodani olamiz:

$$I(A, B) = \sum_i \sum_j p(a_i, b_j) \log \frac{p(a_i, b_j)}{p(b_j)p(a_i)}. \quad (15.27)$$

O'zaro axborotning asosiy xossalari ko'rib chiqamiz:

1. $I(A, B) \geq 0$ bo'lib, bu entropiyaning xossasidan kelib chiqadi. Agar kanalda uzilish yuz bersa yoki xalaqit ta'sirida hamma axborot yo'qotilsa $I(A, B) = 0$ bo'ladi;

2. $I(A, B) \leq I(B, A)$, aloqa kanalida xalaqit yo'q bo'lsa, u holda ya'ni $H(A/B) = 0$ bo'lganda tengsizlik tenglikka aylanadi;

3. $I(A, B) = I(B, A) = H(B) - H(B/A)$ bo'ladi, bunda $H(B)$ kanal chiqishidagi entropiya va $H(B/A)$ shartli entropiya. O'zaro axborotning ushbu xossasi uning simmetrik ifodasidan kelib chiqadi;

4. $I(A, B) \leq H(B)$. Ushbu xossa avvalgi xossadan kelib chiqadi. $H(B/A) = 0$ bo'lsa, tengsizlik tenglikka aylanadi;

5. Agar o'zaro axborot ifodasida $A = B$ deb hisoblasak, u holda $H(A/A) = 0$, va $I(A, A) = H(A)$ bo'ladi. Shunday qilib, entropiyani manba xabarlarini ansabli Aning xususiy axborotlari miqdori deb hisoblash mumkin.

Aloqa kanali orqali vaqt birligida axborot uzatish tezligini manba xabar ishlab chiqarish imkoniyatini aniqlashga o'xshash usuldan foydalanib, hamda bitta xabar uzatish uchun kerakli vaqt T deb hisoblab aniqlaymiz

$$I'(A, B) = \frac{1}{T} I(A, B) = R_k I(A, B), \quad (15.28)$$

bunda, $R_k = \frac{1}{T_m}$ – tezlik, bu bir sekund davomida kanal kirishidagi elementar simvollar soni bo'lib, bit/sek bilar o'lchanadi.

15.6. Diskret aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyati

Diskret aloqa kanali orqali uzatilayotgan axborot miqdori quyidagilarga bog'liq:

- xabar manbai xossalari yoki uning entropiyasiga $H(A)$;
- aloqa kanallarining $H(A/B)$ ishonchililigiga va uning boshqa xossalari.

Shunday qilib o'zaro axborot miqdori aloqa kanalini xabar uzatish xususiyatini to'liq ifodalamaydi. Kanalning xabar uzatish imkoniyati uni nisbatan to'liq baholash imkoniyatini beradi.

Diskret kanal kirishiga turli manbalardan, turli ehtimollik taqsimotiga $p(A)$ bo'ysunuvchi xabar beriladi deb hisoblaymiz. Bunda har bir manba ma'lum miqdordagi axborotni uzatadi. Kanalning axborot uzatish imkoniyatini (axborot hajmi) u orqali o'tkazilishi mumkin bo'lgan eng katta (maksimal) axborot miqdori orqali aniqlanadi. Bunda kanalning axborot o'tkazish imkoniyati uni kirishiga xabar yetkazib beruvchi turli manbalarning faolligi ehtimolligi asosida hisoblanadi

$$C_{\max} = \max_{I'(A)} I(A, B). \quad (15.29)$$

Vaqt birligida kanal orqali o'tkazilishi mumkin bo'lgan axborot miqdori uzatish tezligi C' bit/sek da o'lchanadi va quyidagicha aniqlanadi:

$$C' = R_k c = \max_{I'(A)} I'(A, B), \quad (15.30)$$

bunda, R_k – kanal orqali simvollar uzatish tezligi.

Aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati xossalari ko'rib chiqamiz:

1. $C' \geq 0$, kanalda uzilish bo'lsa, u holda $C' = 0$ bo'ladi;
2. $C' \leq R_k \log N$ (bunda N – xabar manbai alfaviti hajmi), kanalda xalaqitlar bo'lmasa $C' = R_k \log N$ bo'ladi.

Aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyati, bu u orqali uzatilishi mumkin bo'lgan axborotning eng katta qiymatiga teng, undan ortiq informatsiya uzatish imkoniyati yo'q. Shunday qilib, u kanalning axborot uzatish chegaraviy (potensial) imkoniyatini belgilaydi.

Miso tariqasida, ikkilik xabarlarini uzatishga mo'ljallangan, xotirasiz aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyatini aniqlaymiz. Ushbu kanal uchun $p(b_j/a_i)$ berilgan, ya'ni

$$p(b_j/a_i) = \begin{cases} q = 1 - p, & i = j, \\ p, & i \neq j. \end{cases} \quad (15.31)$$

Axborot o'tkazish imkoniyatini hisoblash uchun, o'zaro axborot xossalari foydalanamiz:

$$C = \max_{P(A)} I(A, B) = \max_{P(A)} [H(B) - H(B/A)]. \quad (15.32)$$

Xotirasiz ikki lik kanal uchun shartli axborotni miqdorini aniqlaymiz:

$$H(B/A) = M \left\{ \log \frac{1}{p(b_j/a_i)} \right\} = (1-p) \log \frac{1}{1-p} + P \log \frac{1}{P}. \quad (15.33)$$

(15.33) e'tiborga olsak, (15.32) quyidagi shaklga keladi:

$$C = \max_{P(A)} \left[H(B) - (1-p) \log \frac{1}{1-p} - P \log \frac{1}{P} \right] \quad (15.34)$$

(15.34) ifodada $H(B)$ ehtimolliklar taqsimotiga bog'liq bo'lib, uzatilayotgan axborotning maksimal miqdori $H(B)$ ning eng katta qiymatiga mos keladi. $H(B)$ ning eng maksimal qiymati $N = 2$ bo'lganda $\log 2 = 1$ bit bo'lib, b_j larning kanal chiqishidagi ehtimolliklari bir hil va o'zaro bir-biriga bog'liq bo'lmagan holatga mos keladi. Bundan tashqari aloqa kanali kirishidagi simvollar ham o'zaro bog'liq bo'lmasligi va bir xil ehtimollikka, ya'ni $p(a_1) = p(a_2) = 0,5$ bo'lishi kerak.

To'liq ehtimollik formulasiga asosan:

$$p(b_j) = \sum_{i=1}^2 p(a_i) p(b_j/a_i) = 0,5 \sum_{i=1}^2 p(b_j/a_i) = 0,5[(1-p) + p] = 0,5. \quad (15.35)$$

Bu holda $\max_{P(A)} H(B) = \log 2 = 1$ bo'lishi shart va shunga mos ravishda bir simvol (bit) uchun axborot o'tkazish imkoniyati

$$C = 1 + P \log P + (1-p) \log(1-p) \quad (15.36)$$

yoki

$$C' = R_k [1 + P \log P + (1-p) \log(1-p)]. \quad (15.37)$$

Yuqoridagi (15.36) va (15.37) ifodalar tahlili shuni ko'rsatadi: agar $p = 0,5$ bo'lsa $C = 0$, chunki bunda chiqish simvollarini taxminan tanlash mumkin, bu xolat aloqa kanalida uzilishga mos keladi. Agar $p = 1$ yoki $p = 0$ bo'lsa, ya'ni kanal xalaqitsiz bo'lsa, unda kanalning axborot o'tkazish imkoniyati $C = 1$ bo'ladi, chunki bunda simvolni to'g'ri qabullash uchun kanal chiqishidagi simvollar ketma-ketligini teskarisiga almashtirish mumkin.

15.7. O'zaro axborot va uzluksiz aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati

O'zgarmas parametrlı, Gauss xalaqiti ta'sirida buzilgan $s(t)$ signal kanal chiqishida quyida gıcha ifodalanadi:

$$x(t) = s(t) + w(t) \quad (15.38)$$

bunda, $s(t)$ – kanal chiqishidagi foydali signal, $w(t)$ – additiv xalaqit.

Uzluksiz xabar manbai chiqishidagi entropiyani aniqlashga o'xshash usul bilan uzluksiz aloqa kanali chiqishidagi axborot miqdorini aniqlaymiz. Buning uchun $s(t)$ va $w(t)$ signallar qiymatlarini ΔS va ΔW aniqlikda kvantlaymiz. Bu holda ularning ehtimolliklari taqsimoti quyidagi ko'rinishni oladi:

$$\begin{aligned} p(s_i) &= p(s_i \leq s \leq s_i + \Delta S) \approx p(s_i) \Delta S, \\ p(w_i) &= p(w_i \leq w \leq w_i - \Delta W) \approx p(w_i) \Delta W. \end{aligned} \quad (15.39)$$

Kirishdagi s_i va chiqishdagi w_i simvollarining bir vaqtda diskretlangan kanal chiqishida paydo bo'lish ehtimolligi quyidagicha aniqlanadi:

$$p(s_i, w_i) = p(s_i \leq s \leq s_i + \Delta S, x_i \leq x \leq x_i - \Delta x) \approx p(s_i, x_i) \Delta S \Delta x. \quad (15.40)$$

ΔS va ΔW larni nolga intiltirib ($\Delta S \rightarrow 0, \Delta W \rightarrow 0$) uzluksiz $s(t)$ va $w(t)$ lar orasidagi o'zaro axborot miqdorini aniqlaymiz:

$$I(s, w) = \lim_{\substack{\Delta S \rightarrow 0 \\ \Delta W \rightarrow 0}} M \left\{ \log \frac{p(s_i, x_i) \Delta S \Delta x}{p(s_i) \Delta S p(x_i) \Delta x} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(s_i, x_i)}{p(s) p(x)} \right\}. \quad (15.41)$$

$p(s_i, w_i) = p(w) p(s/w)$ ni e'tiborga olib (41) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz:

$$\begin{aligned} I(s, w) &= \lim_{\substack{\Delta S \rightarrow 0 \\ \Delta W \rightarrow 0}} M \left\{ \log \frac{p(x) p(s/x)}{p(s) p(x)} \right\} = M \left\{ \log \frac{1}{p(s)} - \log \frac{1}{p(s/x)} \right\} = \\ &= M \left\{ \log \frac{1}{p(s)} \right\} - M \left\{ \log \frac{1}{p(s/x)} \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(s, x) \log \frac{1}{p(s/x)} ds dx \end{aligned} \quad (15.42)$$

(15.42) ifodani birinchi tashkil etuvchisi avval ham aniqlangan bo'lib uni $h(s)$ bilan belgilab, differensial entropiya deb atagan edik. Ikkinchi tashkil

etuvchisini $h(s/x)$ orqali belgilab, uni shartli differensial entropiya deb ataymiz. U holda (42) ifoda o'rniga quyidagi ixcham ifodani olamiz:

$$I(s, w) = h(s) - h(s/x). \quad (15.43)$$

Uzluksiz kanaldagi o'zaro axborot uchun quyidagi xossalar o'rinli:

1. $I(s, x) \geq 0$. Agar aloqa kanali uzilgan bo'lsa, ya'ni uning kirishi va chiqishi bir-biriga bog'lanmagan bo'lsa $p(s/w) = p(s)p(w)$, $I(s, w) = 0$ bo'ladi;

2. $I(s, x) = I(x, s)$, bu kanalning o'zaro axborot uchun simmetriklik xossasidan kelib chiqadi;

3. $I(s, x) = \infty$. Bu hol kanaldagi xalaqit $w(t) = 0$, ya'ni $x(t) = s(t)$ bo'lganda o'rinli bo'ladi.

O'zaro axborotning ikkinchi xossasiga asoslanib quyidagi ifodani olish mumkin:

$$I(s, x) = h(x) - h(x/s). \quad (15.44)$$

(15.44) ifoda ko'rilayotgan additiv xalaqitli aloqa kanali uchun quyidagi ko'rinishni oladi:

$$I(s, x) = h(x) - h(w), \quad (15.45)$$

bunda $h(w)$ – additiv xalaqit differensial entropiyasi.

(15.45) ifodadan quyidagi hulosani chiqarish mumkin. Agar uzatilayotgan signal $s(t)$ ma'lum bo'lsa, uning qabul qilinishidagi noaniqlik faqat xalaqit $w(t)$ ga bog'liq.

Endi chastota o'tkazish polosasi F_p bo'lgan uzluksiz aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyatini aniqlaymiz. Uni kanal kirishidagi va chiqishidagi signallar $s(t)$ va $x(t)$ larning $\Delta t = \frac{1}{2F}$ oraliqda olingan oniy qiymatlaridan foydalanib amalga oshiramiz. Dastlab $k\Delta t$ vaqtga to'g'ri keluvchi oniy qiymatdagi axborot qiymatini aniqlaymiz. So'ngra davomiyligi T_s bo'lgan signal olib kelishi mumkin bo'lgan axborot miqdorini uning $n = \frac{T_s}{\Delta t}$ ta oniy qiymatlari axborot o'tkazish imkoniyatlari yig'indisi shaklida aniqlaymiz.

Kirish signalining ehtimolligi turli taqsimotlari orqali uning bitta oniy qiymati axborot o'tkazish imkoniyati maksimal qiymati $I(s, x)$ ni aniqlaymiz:

$$C_{0Q} = \max_{p(s)} I(s, x) = \max_{p(s)} [h(x) - h(x/s)]. \quad (15.46)$$

Aloqa kanalidan o'tayotgan foydali signal $s(t)$ quvvatini P_s va ushbu kanalidagi xalaqit quvvatini P_x ga teng deb hisoblab, aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyatini hisoblaymiz. Buning uchun avval aniqlangan Gauss tasodifiy kattaliklarining differensial entropiyasi $h(w)$ dan foydalanamiz, ya'ni

$$h(w) = \log \sqrt{2\pi e p_x} . \quad (15.47)$$

(15.47) ifodani e'tiborga olib, (15.46) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz.

$$C_{OQ} = \max_{p(s)} \left[h(x) - \log \sqrt{2\pi e p_x} \right]. \quad (15.48)$$

Signal va xalaqit o'zaro bog'liq bo'lmagani uchun ularning kanal chiqishidagi dispersiyasi $D(x) = p_s + p_x$ bo'ladi. Xalaqitning differensial entropiyasi $h(w)$ ma'lum bo'lsa, u holda aloqa kanalining maksimal axborot o'tkazish imkoniyati $x(t) = s(t) + w(t)$ Gauss taqsimot qonuniga bo'ysungan holga to'g'ri keladi. Buning uchun na faqat xalaqit, shu bilan birga $s(t)$ ham Gauss taqsimotiga bo'ysunishi kerak bo'ladi, ma'lumki ikki Gauss taqsimoti qonunining yig'indisi ham Gauss taqsimotiga bo'ysunadi. Shunday qilib,

$$\max_{p(s)} h(x) = \log \sqrt{2\pi e (p_s + p_x)} . \quad (15.49)$$

bo'ladi, u holda

$$C_{OQ} = \log \sqrt{2\pi e (p_s + p_x)} - \log \sqrt{2\pi e p_x} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{p_s}{p_x} \right). \quad (15.50)$$

Uzluksiz aloqa kanalining to'liq axborot o'tkazish imkoniyatini, Kotelnikov teoremasiga asosan uning $n = \frac{T_s}{\Delta t} = 2F_p$ ta oniy diskret qiymatlari axborot uzatish imkoniyatlari yig'indisi sifatida aniqlaymiz, ya'ni

$$C = 2F C_{OQ} = F_p \log \left(1 + \frac{P_s}{P_x} \right). \quad (15.51)$$

(15.51) formula Shenon formulasi deb ataladi. Bu formula orqali chastota o'tkazish polosasi F_p , foydali signal o'rtacha quvvati P_s va xalaqit quvvati P_x bo'lganda uzluksiz Gauss kanali uzatiladigan axborot miqdori hisoblanadi. Bu formula axborot nazariyasida muhim o'rin egallaydi, chunki u signal quvvati P_s ni kanal chastota o'tkazish polosasi F_p ga va aksincha F_p ni P_s ga almashtirishni ko'rsatadi. (15.51) ifodadan ko'rinadiki, kanalning axborot uzatish imkoniyati uning chastota o'tkazish polosasi F_p ga to'g'ri proporsional – chiziqli bog'lanishga

ega va P_s/P_x nisbatiga logarifmik bog'langan. Shuning uchun, signal quvvatini cheklab, uning spektrini keqaytirish samarador hisoblanadi.

Kanal chastota o'tkazish polosasi F_p ning uning axborot o'tkazish imkoniyatiga ta'sirini to'liqroq bilish uchun, xalaqit quvvatini uning bir tomonlama spektri quvvat zichligi N_0 orqali ifodalaymiz:

$$P_x = F_p N_0. \quad (15.52)$$

(15.52) ifodani Shenon formulasi (15.51) ga qo'yib, quyidagini olamiz:

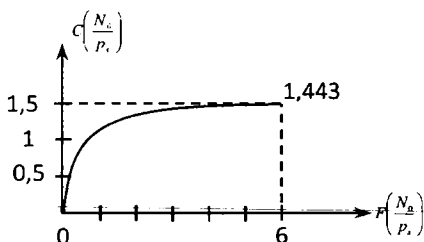
$$C = F_p \log \left(1 + \frac{P_s}{F_p N_0} \right) = F \log e \ln \left[1 + \frac{P_s}{F_p N_0} \right]. \quad (15.53)$$

(15.53) ifodaning tahlili shuni ko'rsatadiki F_p kattalashishi bilan kanalning axborot uzatish imkoniyati dastlab tez oshadi, so'ngra bu o'sish axborot uzatish imkoniyati eng katta qiymati C_{\max} ga yaqinlashgan sari sekinlashadi.

$$C_{\infty} = \lim_{F \rightarrow \infty} C = \frac{P_s}{N_0} \log e \approx 1.44 \frac{P_s}{N_0} \text{ bit/sek.} \quad (15.54)$$

(15.54) ifoda asosida chizilgan $C=F(F_p)$ grafigidan ko'rinadiki, kanalning axborot uzatish imkoniyati cheksiz katta bo'lmaydi, u doimiy kattalikka intiladi (15.3-rasm).

Shuning uchun Gauss aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyatini oshirish uchun uning chastota o'tkazish polosasini cheksiz kengaytirish samarasiz hisoblanadi. Kanal chastota o'tkazish polosasini taxminan $F_p \approx \frac{P_s}{N_0}$ ga teng qilib tanlash maqsadga muvofiq bo'ladi. Bunda axborot uzatish imkoniyati eng katta qiymati signal-xalaqit nisbati bilan aniqlanadi va kanal polosasiga bog'liq bo'lmaydi.



15.3-rasm. Aloqa kanali axborot o'tkazish imkoniyati nisbiy qiymatini uning chastota o'tkazish polosasiga bog'liqligi

Xabarni uzatish uchun T_s vaqt sarflanadi deb hisoblab, aloqa kanalidagi signal-xalaqit nisbatini aniqlaymiz. Bu holda uzatilgan axborot o'rtacha qiymati quyidagiga teng bo'ladi:

$$T_s I'(s, x) < T_x C_\infty = \frac{p_s T_s}{N_0} \log e. \quad (15.55)$$

Natijada 1 bit axborotni uzatish uchun talab etiladigan energiya miqdorini aniqlaymiz:

$$p_s T_s > N_0 / \log e = N_0 \ln 2 \approx 0,693 N_0, \text{ yoki } q^2 \geq 0,693, \quad (15.56)$$

bunda, $q^2 = \frac{p_s}{p_x}$ – quvvat signal-xalaqit nisbati.

15.8. Xalaqitli aloqa kanali uchun Shenon kodlash teoremasi

Kanal axborot uzatish imkoniyatini uning chegaraviy (potensial) imkoniyatlarini umumlashgan shaklda tavsiflaydi. Kanalning axborot o'tkazish imkoniyati K. Shenonning teoremlarida to'liq yoritilgan. Dastlab diskret xabar manbai uchun asosiy kodlash teoremasi nomi bilan ma'lum teoremani keltiramiz. Ushbu teoreмага asosan "agar manbaning xabar ishlab chiqarish imkoniyati $H'(A)$ xalaqitli diskret aloqa kanali axborot uzatish imkoniyatidan kichik, ya'ni

$$H'(A) < C', \quad (15.57)$$

bo'lsa, shunday kodlash va dekodlash usuli mavjud bo'lib, xabar istemolchiga (oluvchiga) xatolik ehtimolligi δ dan kichikligini ta'minlab yetkazib beriladi. Agar $H'(A) > C$ bo'lsa, bunda uni berilgan δ xatolik bilan uzatish uchun kodlash va dekodlash usuli mavjud emas".

Shuni ta'kidlash kerakki, ushbu teoremda kodlash deganda xabarni signalga aylantirish va dekodlash deganda signalni xabarga aylantirish nazarda tutilgan. Ushbu teoremdan ko'rinadiki, bunda axborot uzatish imkoniyati, kanal orqali axborotni xatosiz uzatish tezligining chegaraviy – eng katta qiymatini anglatadi. Ammo teorema biron-bir aniq kodlash yoki dekodlash usulini ko'rsatib bermoqchi. Shunga qaramay bu teorema katta ahamiyatga ega, chunki u shu vaqtgacha axborot uzatish texnikasiga bo'lgan munosabatni tubdan o'zgartiradi.

Avvallari, xabarlarini xatosiz uzatish uchun, albatta uni uzatish tezligini kamaytirish kerak degan tushuncha bor edi, ya'ni uzatish tezligi $R \rightarrow 0$ bo'lganda $p_x \rightarrow 0$ deb fikr yuritilar edi. Bu usul bilan xotirasiz kanallar orqali axborot uzatishda yig'ish (jamlash) usulidan foydalanib uzatish aniqligini oshirish mumkin. Bu juda oddiy usul bo'lib, bunda har bir "1" va "0" elementan simvollar,

bir necha “nol” va “bir” lardan iborat a_1 va a_2 kodlar kombinatsiyasi yordamida uzatiladi, ya’ni

$$a_1 = \underbrace{000\dots 0}_n, \quad a_2 = \underbrace{111\dots 1}_n.$$

“0” va “1” lar aloqa kanali bo‘yicha bir xil ehtimollik bilan uzatiladi, ya’ni $p(0) = p(1) = 0,5$. Qabullash tomonida uzatilgan simvollar “0” va “1” larning kodlar kombinatsiyasida ko‘pligiga qarab ro‘yxatga olinadi (bu usul – mojaritar kodlash usuli deb ataladi). Bunda xato ro‘yxatga olish a_1 va a_2 kodlar kombinatsiyasidagi “1” yoki “0” lardan $n/2$ va undan ko‘pi xalaqit ta’sirida teskarisiga almasha ro‘y beradi. Demak, kodlar kombinatsiyalari a_1 va a_2 dagi elementar simvollar sonini oshirib, $n \rightarrow \infty$ bo‘lganda har qanday yuqori aniqlik bilan xabar uzatish mumkin. Bu holda signal uzatish tezligi $R = \frac{1}{n}$ bo‘lib, cheksiz kichik bo‘ladi.

Shenon teoremasidan ko‘rinadiki, yuqoridagi yig‘ish (jamlash) usulidan foydalanmasdan, xabar uzatishni sekinlashtirmasdan xabarni yuqori aniqlikda uzatuvchi kodlash va dekodlash usuli mavjud. Ammo teorema kodlashning aniq bir usulini tavsiya etmaydi. Shuning uchun kodlash va dekodlashning aniq bir usulini amalga oshirish katta ahamiyatga ega.

Yuqorida keltirilgan Shenon teoremasining isboti ancha murakkabligi uchun uni keltirmadik. Shenon ushbu teoremasini isbotlash natijasida dekodlashdagi o‘rtacha xatolik uchun quyidagi ifodani oldi

$$P_x \leq 2^{-T[C - H'(A)]}, \quad (15.58)$$

bunda, T – uzatilayotgan signal (kodlar kombinatsiyasi) davomiyligi.

(15.58) formuladan ko‘rinadiki T kattalashgan sari xatolik kichiklashib boradi va nolga intiladi. Eslatib o‘tamiz teorema shartiga asosan $C - H'(A) > 0$. Shuning uchun, kodlar kombinatsiyasi qancha uzun bo‘lsa, xatolik shuncha kichik bo‘ladi. Ammo bu holda xabarni uzatish uchun sarflanadigan vaqt oshadi, chunki qabul qilingan kodlar kombinatsiyasini dekodlash kerak bo‘ladi. Xabarni kechiktirmasdan yetkazish talab etilgan holda aloqa kanali axborot uzatish imkoniyatidan to‘liq foydalanmaslik kerak bo‘ladi.

Shenon teoremasidan diskret xabarlarini uzluksiz aloqa kanallari orqali uzatishda ham foydalanish mumkin. Bunda uzluksiz signal $s(t)$ ning davomiyligi T ga teng qismlari ularga mos ravishda tanlangan simvollar ketma-ketligi bilan almashtiriladi. Dekodlash natijasida dekoder chiqishida xabar manbai ushbu T vaqt davomiyligiga moslari bilan almashtiriladi.

Uzluksiz aloqa kanali orqali diskret xabarlarini uzatish haqidagi Shenon teoremasi quyidagicha tariflanadi: agar $H'(A) < C$ bo‘lsa, har qanday diskret xabar ishlab chiqarish imkoniyati $H'(A)$ manba chiqishidagi xabarni uzluksiz

signal $s(t)$ bilan kodlab, uni axborot uzatish imkoniyati C' bo'lgan kanal orqali har qanday kichik xatolik ehtimolligi bilan uzatish mumkin. Agar $H'(A) > C'$ bo'lsa, bunday diskret xabarni ehtimolligi kichik xatolik bilan uzatib bo'lmaydi.

Diskret xabarlarini uzluksiz aloqa kanali orqali uzatishdagi xatolik ehtimolligini ham (15.58) formula orqali aniqlash mumkin.

Uzluksiz kanallardan farqli, diskret kanallar orqali xabarlar uzatilganda kodlash ikki bosqichda amalga oshiriladi. Dastlab diskret xabarlar kod simvollarini ketma-ketligi bilan almashtiriladi, so'ngra har bir simvol signal elementlari bilan almashtiriladi. Dekodlash ham ikki bosqichda amalga oshiriladi.

Uzluksiz aloqa kanallarida kodlash nisbatan yaxshi natija beradi, chunki bunda qo'shimcha almashtirish bosqichi yo'q, natijada axborot kam yo'qotiladi. Ammo bu kodlashni amalga oshirish murakkabroq, shunga qaramasdan diskret aloqa kanali orqali axborotlarni uzatish nisbatan osonroq.

15.9. Korreksiyalovchi kodlarning turlari

Xalaqitbardosh kodlardan foydalanish oddiy kodlarga ortiqcha elementar simvollar kiritish orqali amalga oshiriladi va uzatilayotgan xabarlarining asliga moslik darajasini oshiradi. Natijada kodlar kombinatsiyasining ortiqchaligi xabar manbai ortiqchaligiga nisbatan oshadi. Natijada uzatilgan xabardagi xatoni topish va uni tuzatishga imkoniyat yaratiladi.

Hozirda ma'lum bo'lgan turli xalaqitbardosh (korreksiyalovchi) kodlar turli xususiyat (belgi) lariga qarab bir-biridan farqlanadi.

Ushbu belgilardan biri kodning asosi – m bo'lib, kodlar kombinatsiyasidagi bir-biridan farqlanuvchi elementar signallar soni bilan aniqlanadi, ba'zan kod alfaviti deb ham ataladi. Eng keng tarqalgan kodlar ikkilik kodlar bo'lib, ularning asosi $m = 2$.

Bundan tashqari kodlar, blokli va uzluksiz kodlarga bo'linadi. Blokli kodlarda xabar navbatdagi har bir belgisi bir necha kod simvollarini (kodlar kombinatsiyasi, kod so'zi) bilan almashtiriladi. Uzluksiz kodlarda kodlar alohida blokiga va so'ziga ajratilmaydi. Bunda kodlar simvoli xabar belgilari ketma-ketligi bilan aniqlanadi.

Blokli kodlar uchun kod so'zi uzunligi tushunchasi alohida ahamiyatga ega. Ikkilik kodlar uchun kod bloki davomiyligi kodlar kombinatsiyasidagi "1" va "0" lar soni bilan aniqlanadi. Agar hamma kodlar kombinatsiyasi uzunligi bir hil bo'lsa, ya'ni elementar signallar soni n bir hil bo'lsa, bunday kodlar bir tekis kodlar, aks holda notekis kodlar deb ataladi. Bir tekis kodlarga MTK-2, MTK-5 va notekis kodlarga Morze kodi misol bo'ladi.

Agar kodlar kombinatsiyasi asosi m ga teng va undagi elementar signallar soni n ta bo'lsa, u holda

$$M \leq m^n, \quad (15.59)$$

kodlar blokini hosil qilish mumkin. Agar foydalaniladigan kodlar kombinatsiyasi soni diskret xabar elementlari soniga teng bo'lsa, bunday kodlar oddiy kodlar deb yuritiladi. Ba'zan bunday kodlar tejamkor kodlar deb ham ataladilar. Bunday kodlar xalaqitbardosh bo'lmaydi, chunki ularda xatoni topishga va uni tuzatishga xizmat qiladigan ortiqcha simvollar yo'q, hamma kodlar kombinatsiyasidan diskret xabarlarni uzatish uchun foydalaniladi.

Kodlar kombinatsiyasi diskret xabar elementlari sonidan ko'p bo'lsa, bunday kodlar ortiqchali yoki xalaqitbardosh kodlar deb ataladilar. Bunda hamma kodlar kombinatsiyasi diskret xabar elementlariga birlashtirilgan – ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasiga va xabar uzatish uchun foydalanilmaydigan – ta'qiqlangan kodlarga bo'linadi. Xabarni qabullash dekodlash tomonida qaysi kodlar kombinatsiyalaridan xabar uzatish uchun foydalanishligi ma'lum bo'lishi kerak. Foydalanishga ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi xalaqitlar ta'sirida ta'qiqlangan kodlarga almashinib qolsa, bu holda dekoder xatolikni topadi. Kodlar kombinatsiyasidagi ortiqcha elementlar sonini oshirib, nafaqat xatolikni topish balki uni tuzatish imkoniyatini ham yaratish mumkin.

Kodlar yuqorida keltirilgan belgilari, ko'rsatkichlaridan tashqari yana boshqa xususiyatlari bilan bir-biridan farq etishi mumkin.

15.10. Blokli korrektsiyalovchi kodlarning asosiy tavsiflari

Blokli korrektsiyalovchi kodlarni (n, k) orqali belgilash qabul qilingan, bunda n – kodlar kombinatsiyasidagi elementar signallarning umumiy soni, k – axborot tashuvchi elementar signallar soni. Keng tarqalgan kodlar kombinatsiyasi bloki yetti elementar signaldan va axborot tashuvchi to'rt elementar simvoldan iborat Xemming kodi, quyidagicha belgilanadi (7,4).

Har qanday blokli korrektsiyalovchi kod kodlar kombinatsiyasi $r = n - k$ ta tekshiruvchi (ortiqcha) elementar signallardan iborat bo'ladi. Shunday qilib, umumiy $M = m^n$ kodlar kombinatsiyasidan faqat $M_r = m^k$ tasi ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasini tashkil etadi va kod hajmi deb yuritiladi.

Kod tezligi deb, quyidagi kattalikka aytiladi:

$$R = \frac{\log M}{n \log m}, \text{ agar } m = 2 \text{ bo'lsa, } R = \frac{k}{n}, \text{ bit/sim.} \quad (15.60)$$

Agar har bir kod so'zi bir hil ehtimollikda va bir-biriga bog'lanmagan holda uzatilsa, u holda $\log M$ – har bir kod so'ziga mos keluvchi xususiy axborot (entropiya)ga teng bo'ladi. Bu holda R – kod bitta simvoli xususiy informatsiyasi bo'ladi.

Blokli kodlarning muhim ko'rsatkichlaridan biri kod so'zining vazni bo'lib, u kodlar kombinatsiyasidagi "1" lar soni bilan belgilanadi.

Ikki kod kombinatsiyalari orasidagi Xemming oralig'i, kodlar kombinatsiyalari bir-biridan farqlanadigan pozitsiyalar soni bilan taqqoslanayotgan

kodlar kombinatsiyalaridagi “1” va “0” lar ikkilik modul asosida qo‘shilishi asosida aniqlanadi.

10011

Masalan: 01001

11010

Xemming oralg‘i $d = 3$, bunda ikki taqqoslanayotgan kodlar kombinatsiyasi bir-biridan uch pozitsiyada farqlanadi. Xemming oralg‘i turli ikki kodlar kombinatsiyasi uchun bir xil kattalikka ega emas. Hamma kodlar orasidagi eng kichik oraliq Xemming minimal oralg‘i deb ataladi.

Oddiy (tejamkor) kodlar uchun Xemming oralg‘i $d = 1$. Shunday korreksiyalovchi kodlar borki, ularning har qanday ikkitasi orasidagi Xemming oralg‘i bir xil bo‘lib, bunday kodlar bir xil oraliqli (ekvidistant) kodlar deb ataladi.

SQQ xalaqitbardoshlikni aniqlashga o‘xshash usul kodlash nazariyasida ham dekoder qaror qabul qilish mezonini asliga moslikning eng katta qiymati asosida amalga oshiriladi. v_i – uzatilgan kod so‘zi bo‘lsa va $x(t)$ – qabul qilingan signallar bloki – kod kombinatsiyasi bo‘lsa, u holda dekodlash qoidasini quyidagi ko‘rinishda ifoda etish mumkin:

$$p(x/v_i) > p(x/v_j), \quad i \neq j, \quad (15.61)$$

bunda, $i = 1, 2, \dots, M$ va $j = 1, 2, \dots, M$ yoki

$$\max p(x/v_i), \quad (15.62)$$

mezonini asosida qaror qabul qilinadi va v_i ga mos diskret xabar elementi ro‘yxatga olinadi.

Hamma kod so‘zlarining uzatilish ehtimolligi bir xil bo‘lsa dekoderlash amali eng katta (maksimal) o‘rtacha to‘g‘ri qabullash ehtimolligini ta‘minlaydi.

Xotirasiz simmetrik aloqa kanallarida haqqoniy o‘xshashlik maksimumiga Xemming oralg‘i minimumi asosida dekodlash mos keladi, uni quyidagi ko‘rinishda ifodalash mumkin:

$$v_i = \min d(x, v_i). \quad (15.63)$$

Ushbu qoida bo‘yicha qabul qilingan kod so‘zidan eng kam farqlanuvchi kod so‘zi qabul qilindi deb hisoblanadi. Agar aloqa kanali xotirali yoki nosimmetrik bo‘lsa, u holda Xemming oralg‘i minimumi asosida qaror qabul qilish optimal bo‘lmaydi.

Kodlash nazariyasida karrali xatoliklar tushunchasi muhim o‘rin egallaydi. Odatda kodlar blokida l ta simvol buzilgan bo‘lsa u holda l – karrali xatolik sodir

bo'ldi deb aytiladi. Umuman olganda karrali xatolik deb qabul qilingan va uzatilgan kod so'zlari orasidagi Xemming oraliq'i tushuniladi.

Kodlarning xatolarni topish va tuzatish imkoniyati kod oraliq'i minimal kattaligi orqali aniqlanadi. Agar korreksiyalovchi kod uchun $d > 1$ bo'lib, undan xatoliklarni topish uchun foydalanilsa, unda hamma $l \leq d - 1$ karrali xatoliklarni topilishi kafolatlanadi. Haqiqatdan ham, qabul qilingan kod so'zida karrali xatoliklar l Xemming oraliq'i d dan kichik, uni ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari to'plamiga kiritish mumkin emas, chunki u qolgan kodlar kombinatsiyasidan kodlar kombinatsiyasi oraliq'i d dan kichik bo'ladi. Demak bunday kodlar kombinatsiyasi ta'qiqlangan kodlar kombinatsiyasi to'plamiga kiradi va xatolik topiladi. Agar $l > d$ bo'lsa, u holda kod kombinatsiyasi boshqa bir ruxsat etilgan kod kombinatsiyasiga mos keladi va xatolik topilmaydi. Albatta bu hollarda ba'zi xatoliklar topilishi mumkin, ammo bunga kafolat kam bo'ladi. Kodlar kombinatsiyasidagi har qanday bitalik xatoliklarni aniqlash uchun kodlar kombinatsiyasi orasidagi oraliq $d=2$ bo'lishi kerak.

Agar korreksiyalovchi kod xatoliklarni kafolatli to'g'rilash imkoniyatiga ega bo'lishi uchun, d juft bo'lganda $l \leq \frac{d}{2} - 1$ bo'lishi va d toq bo'lganda $l \leq \frac{d-1}{2}$ bo'lishi kerak. Faqat shu shartlar bajarilganda xalaqit ta'sirida buzilgan – ta'qiqlangan kodlar kombinatsiyasiga o'tgan kombinatsiyalar dekodlash natijasida Xemming oraliq'i eng yaqin bo'lgan ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi bilan almashtiriladi. Va nihoyat, agar korreksiyalovchi kod xatoliklarni topish va ularni tuzatish imkoniyatiga ega bo'lishi uchun uning Xemming kod oraliq'i quyidagi talablarga javob berishi shart, ya'ni $d > 2l_0 + l_c$, bunda l_0 – tuzatilishi kafolatli xatoliklar soni, l_c – tuzatilmasdan o'chiriladigan (ro'yxatga olinmaydigan) xatoliklar soni.

15.11. Xatoliklarni korreksiyalash uchun chiziqli ikkilik kodlar

Hozirgacha ma'lum va yaxshi o'rganilgan kodlardan biri chiziqli blokli korreksiyalovchi (tuzatuvchi) kodlardir. Bu kodlarni qurish oliy algebra fanining diskret elementlar to'plami va ular ustida bajariladigan amallarga asoslangan. Ular bundan tashqari raqamli mantiq mikrosemalari yordamida oson amalga oshiriladi, shuning uchun bunday kodlardan foydalanish keng tarqalgan.

Faqat bir nechta nollar ketma-ketligidan iborat (000...0) ko'plik va ushbu ketma-ketlik har qanday bir juftining ikkilik modul bo'yicha yig'indisi ham ushbu ko'plik elementi bo'ladigan uzunligi n ga teng bo'lgan ikkiliklar ketma-ketligi to'plami chiziqli ikkilik blokli kod deb ataladi. Ba'zan bunday kodlar guruxli kodlar deb ataladi, chunki ular uzunligi n bo'lgan ikkilik ketma-ketliklari guruhining bir qismini tashkil etadi.

Chiziqli kodlar orasida (n, k) sistematik kodlar alohida qiziqish tug'diradi. Bu kodlarda kodlar kombinatsiyasidagi dastlabki k ta simvollar informasion simvollar bo'lib, qolgan $r = n - k$ simvollar tekshiruvchi (ortiqcha) simvollar

informatson simvollar ustidan chiziqli amallar (ikkilik modul bo'yicha qo'shish) bajarish asosida shakllantiriladi.

Chiziqli bog'liqmaslik tushunchasidan foydalanib chiziqli kodlarni qurish asoslarini to'laroq ko'rib chiqamiz. Ma'lumki, α_i ning barcha $(0,1)$ dan tashqari boshqa qiymatlari $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \dots = \alpha_k = 0$ bo'lsa, u holda v_1, v_2, \dots, v_k kod kombinatsiyalari chiziqli bog'liq emas deb ataladi, agar

$$\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 + \dots + \alpha_k v_k \neq 0, \quad (15.64)$$

sharti bajarilsa.

Kodlash nazariyasi umumiy $M = 2^k$ chiziqli kod ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyas to'plamidan, xoxlagan k ta chiziqli bog'liq emaslik xossasiga ega bo'lgan kodlar kombinatsiyasi to'plamini tanlash mumkin. Bu kodlar kombinatsiyasi to'plami chiziqli bazaviy kodlar kombinatsiyasi deb ataladi. Bu jaratilgan kod kombinatsiyalari to'plami har ikki tashkil etuvchilari bir-biri bilan ikkilik moduli asosida qo'shilishi natijasida, yagni kod kombinatsiyalari to'plamini hosil qiladi. Bunday kod kombinatsiyalari soni 2^k ta bo'lib, ruxsat etilgan kod kombinatsiyalari soniga teng bo'ladi. Shunday qilib chiziqli blokli kod k ta chiziqli bog'lanishda bo'lmagan bazis elementlar yordamida aniqlanishi mumkin.

Bunday kod kombinatsiyalari to'g'ri burchakli $G_{n,k}$ keltirib chiqaruvchi matrisa shaklida yozish qabul qilingan. Ushbu matrisa k ta satr va n ta ustundan tashkil topgan bo'ladi va uni quyidagi kononik shaklda ifodalash mumkin:

$$G_{n,k} = [I_k B_{k(n-k)}]. \quad (15.65)$$

Yoki (15.65) ni yoyilgan shakli quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$G_{n,k} = \begin{array}{|l} 100\dots 0 \\ 010\dots 0 \\ \vdots \\ 000\dots 1 \\ \hline \end{array} \begin{array}{l} b_{1,k-1} \dots b_{1,n} \\ b_{2,k-1} \dots b_{2,n} \\ \vdots \\ b_{k,k-1} \dots b_{k,n} \\ \hline \end{array} \quad (15.66)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_n \qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{r=n-k}$

(15.65) ifodada I_k - o'lchami $k \times k$ bo'lgan birlik matrisa bo'lib, "1" lari asosiy diagonalda va boshqa joylarida nol bo'ladi. Bu matrisaning satrlari uzunligi k bo'lgan xabar manbai ishlab chiqaradigan informatson elementlar ketma-ketligini ifodalaydi. $B_{k(n-k)}$ matrisa satrlari korreksiyalovchi kodning tekshiruvchi simvolini ifodalaydi.

k ta chiziqli bog'liq bo'lmagan kod kombinatsiyalarini keltirib chiqaruvchi kod matrisasi, kononik shakldi yozilmasligi mumkin. Ammo ushbu keltirib chiqaruvchi matrisaning satrlarini o'zgartirish, ya'ni o'rin o'rin almashlash va ikkilik modul asosida bir-biriga qo'shish yo'li bilan uni kononik shaklga keltirish mumkin.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, agar matrisa ustunlarini o'zgartirish, ya'ni o'rin almashlash va ikkilik modul asosida bir-biriga qo'shish natijasida yangi korreksiyalovchi kod olinadi. Bu kod xossalari dastlabki uni keltirib chiqargan kod xossalari bilan farq qiladi. Agar matrisa ustunlari faqatgina o'zaro almashtirilsa, bu holda kod kombinatsiyasining vazni o'zgarmaydi, natijada dastlabkiga ekvivalent bo'lgan yangi chiziqli kod olinadi.

Keltirib chiqaruvchi matrisa (kod so'zlari) ustida yuqorida ko'rsatib o'tilgan amallar, nollar kombinatsiyasini kelib chiqishiga olib kelishi mumkin, bu kod kombinatsiyasi ham dastlabki birlamchi kod tarkibiga kiradi. Agar nol bo'lmagan bir juft kod kombinatsiyalari v_i va v_j ni tanlasak, u holda ular orasidagi Xemming oralig'i $d(v_i, v_j)$, qandaydir uchinchi v_k kod kombinatsiyasi vazni $\Phi(v_k)$ ga teng bo'ladi, bu kod kombinatsiyasi ham o'z navbatida ushbu dastlabki kod tarkibiga kiradi.

Ketma-ket tanlashlar asosida shunday kod kombinatsiyasini topish mumkinki, u nolchini kod kombinatsiyasiga nisbatan eng kichik (minimal) Xemming oralig'iga ega bo'ladi. Bundan shunday muhim hulosa chiqarish mumkin, ya'ni chiziqli korreksiyalovchi kod minimal oralig'i uning nollardan iborat bo'lmagan kodlar kombinatsiyasi vazniga teng bo'ladi, ya'ni $d = \min_{v_i \in F} \Phi(v_i)$, agar $v_i \neq 0$ bo'lsa.

Shunday qilib, chiziqli korreksiyalovchi kod uchun kod oralig'ining minimal qiymatini aniqlash talab etilsa, uni kod kombinatsiyalari vazni ro'yxati orqali aniqlash mumkin. Shuni ham ta'kidlash lozimki, keltirib chiqaruvchi matrisa ma'lum bo'lgan chiziqli korreksiyalovchi kodlardan foydalanish, kodlash jarayoni murakkabligini kamaytiradi. Xaqiqatdan ham kodlash qurilmasi xotirasida hamma $M = 2^k$ davomiyligi n -simvoldan tashkil topgan kodni yoki $n2^k$ bit axborotni saqlash o'rniga, $nk = \log M$ bit hajmdagi kod keltirib chiqaruvchi matrisani xotiradi olib qolish yetarli hisoblanadi.

Misol uchun, (7,4) chiziqli korreksiyalovchi kodni hosil qilishni ko'rib chiqamiz. Uning tarkibida $M = 2^4 = 16$ ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi bor:

1.0001110	5.1001001	9.1010010	13.1011100	
2.0010101	6.1100100	10.0101101	14.1101010	
3.0100011	7.0011011	11.1110011	15.1111111	(15.67)
4.1000111	8.0110110	12.0111000	16.0000000	

Nol bo'lmagan, kod kombinatsiyalari vazni $\Phi(v_i) = 3$, demak $d=3$. Demak ushbu kod bitta xatoliklarni to'g'rilashga to'liq kafolat beradi.

Ushbu kodni, keltirib chiqaruvchi matrisasi kanonik ko‘rinishda bo‘lgan shaklga olib kelish uchun birinchi to‘rtta kodlar kombinatsiyasini tanlaymiz:

$$G_{7,4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (15.68)$$

Bundan tashqari kodlash nazariyasida yana bir usuldan keng foydalaniladi, uning asosini tekshiruvchi matrisadan foydalanish usuli tashkil etadi:

$$H_{n,k} = [A_{(n-k)k} I_{n-k}], \quad (15.69)$$

bunda $A_{(n-k)k} = B_{k(n-k)}^T$ $-(n-k)$ satr va k ustunlardan iborat matrisa, T belgisi B matrisani transponirlash (satr va ustunlari o‘rni almashtirish), I_{n-k} – bu $(n-k)$ satrli va shuncha ustunli birlik matrisa.

Tekshiruvchi matrisa yoyilgan shaklda quyidagi ko‘rinishni oladi:

$$H_{n,k} = \begin{bmatrix} a_{1,1} \dots b_{1,k} & 100 \dots 0 \\ a_{2,1} \dots b_{2,k} & 010 \dots 0 \\ \vdots & \vdots \\ a_{(n-k),1} \dots a_{(n-k),k} & 000 \dots 1 \end{bmatrix}. \quad (15.70)$$

Kod tekshiruvchi matrisasini quyidagicha qurish mumkin. Dastlab birlik matrisa I_{n-k} yoziladi, so‘ngra uning chap tomoniga $B_{n(n-k)}$ matrisa ustunlaridan olingan simvollarni aks ettiruvchi $A_{(n-k)n}$ matrisa yoziladi. Ushbu simvollar kodlar kombinatsiyalarida tekshiruvchi (ortiqcha) hisoblanadi. Ko‘rilayotgan (7,4) kod uchun tekshirish matrisasi quyidagi ko‘rinishda bo‘ladi:

$$H_{7,4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (15.71)$$

Tekshiruvchi matrisadan quyidagilarni aniqlash mumkin: noldan farqlanuvchi, kodlar kombinatsiyasidagi axborot tashuvchi elementlarga mos keluvchilari, tekshiruvchi element qaysi bir axborot elementi asosida shakllanganligini bildiradi. Tekshiruvchi elementning mos pozitsiyalarida

joylashgan nol bo'lmagan elementlar, tekshiruvchi element qaysi bir axborot elementi asosida shakllanganligini bildiradi.

Yuqorida keltirilganlarni va chiziqli (7,4) kod tekshiruvchi matrisasi (15.71) ni e'tiborga olgan holda, har qanday kod kombinatsiyalarida tekshiruvchi elementlarni shakllantirish qoidasini, ya'ni $v_i = v_1, v_2, \dots, v_7$ va $i = 1, 2, \dots, 16$ uchun:

$$\begin{aligned} v_5 &= v_1 + v_3 + v_4, \\ v_6 &= v_1 + v_2 + v_4, \\ v_7 &= v_1 + v_2 + v_3. \end{aligned} \quad (15.72)$$

Bunda qo'shish amali ikkilik modul asosida qo'shish qoidasi asosida bajariladi. Olingan natijalarni 0101 ketma-ketligini kodlash uchun qo'llaymiz. Kodlar kombinatsiyalarining infomasion elementlari $v_1 = 0; v_2 = 1; v_3 = 0; v_4 = 1$, bu holda tekshiruvchi elementlar quyidagi qiymatlarga ega bo'ladi: $v_5 = 0 + 0 + 1 = 1$; $v_6 = 0 - 1 + 1 = 0$; $v_7 = 0 + 1 + 0 = 1$. Shunday qilib, 0101101 kod kombinatsiyasini olamiz, u (15.67) ifodadagi 10-chi kod kombinatsiyasiga mos keladi. Qolgan kod kombinatsiyalari ham shu usul bilan tekshiruvchi elementlar bilan to'ldirib chiqiladi.

Agar G va H matrisalarga (15.68) va (15.70) yana bir nazar tashlasak, ularning har biri chiziqli bog'liq bo'lmagan kombinatsiyalardan va vektorlardan tashkil topganligini ko'ramiz. Shuning uchun ushbu G va H matrisalarni har birining uzunligi n ga teng bo'lgan vektorlardan tashkil topgan chiziqli fazo deb qarash mumkin. bundan tashqari G va H matrisalar o'zaro ortogonal, ya'ni G matrisa satrining H matrisa satriga skalyar ko'paytmasi nolga teng, ya'ni

$$HG^T = 0. \quad (15.73)$$

Shuning uchun G va H matrisalar o'rnini almashtirib G matrisadan tekshiruvchi H matrisadan axborot tashuvchi qism shaklida foydalaniladigan yangi bir kod olish mumkin. ushbu olingan korreksiyalovchi kod birlamchisi bilan dual (ikki tomonlamalik xossasi) bo'ladi. H matrisaga mos keluvchi vektorlar fazosi G axborot matrisasi vektorlari fazosiga nisbatan nolinch fazo deb ataladi.

15.12. Chiziqli kodni dekodlash

Chiziqli kodga tekshiruvchi matrisani qo'shilishi dekoderlash amalini to'g'ri bajarish bilan bog'liq. Buni kod kombinatsiyasidagi tekshiruvchi simvollarini quyidagi ko'rinishda ifodalash natijasidan osongina ko'rish mumkin.

$$v_i H^T = 0, \quad i = \overline{1, 2, \dots, M}, \quad (15.74)$$

bunda, v_i – kod kombinatsiyalaridan biri, H^T – transponirlangan tekshiruvchi matrisasi.

(15.74) ifoda quyidagi mazmunga ega: agar v_i tekshiruvchi matrisaning har bir satriga ortogonal bo'lsa, u holda v_i kod kombinatsiyasi (n,k) blokli kodga tegishli bo'ladi. Umuman olganda (15.74) ifoda chiziqli kodni dekodlash amalini anglatadi.

Qabul qilinayotgan signal vektori v_i dekodlash qurilmasida uning xotirasida saqlanayotgan transponirlangan tekshiruvchi matrisaga ko'paytiriladi, buning natijasida "sindrom" deb ataluvchi kod kombinatsiyasini olamiz. Agar sindrom nolga teng bo'lsa, xatolik yo'qligini bildiradi. Qabul qilingan kod kombinatsiyasidagi xatolik aniqlanmay qolganda ham sindrom nolga teng bo'ladi, bu holda bir ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi o'rniga boshqa ruxsat etilgan kod kombinatsiyasi ro'yxatga olinadi (dekoder chiqishida paydo bo'ladi).

Yuqorida keltirilgan fikrlarni (7,4) kodi asosida ko'rib chiqamiz. Misol uchun qabul qilingan signal vektori v_i quyidagi ko'rinishda bo'lsin, $\tilde{v}_i = 0101101$ u holda

$$S = \tilde{v}_i H^T = 0101101 \times \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = 000, \quad (15.75)$$

ya'ni sindrom nolga teng. Bu dekodlangan kod kombinatsiyasida xatolik yo'qligini bildiradi. Endi dekoder kiishiga $\tilde{v}_i = 0100101$ signal vektori ta'sir etadi deb hisoblasak, u holda

$$S = \tilde{v}_i H^T = 0100101 \times \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = 110. \quad (15.76)$$

(15.76) ifodadan ko'rinadiki sindrom noldan farqlanadi ($s=110$), bu esa dekodlangan kod kombinatsiyasida xato borligini anglatadi. Bunda quyidagi qiziq o'ziga xoslikni ko'rish mumkin. agar tekshirish matrisasi (15.71) ifodasidagi ustunlarni chapdan o'ngga nomerlasak, to'rtinchi ustun olingan sindrom $s=110$ ga mos kelishini kuzatamiz. Bundan ko'rinadiki xatolik kod kombinatsiyasining

to'rtinchi simvoliga to'g'ri keladi. Xatolikni ushbu to'rtinchi simvolni teskarisiga almashtirish orqali tuzatiladi. Ushbu xossani birinchi bo'lib 1950 yilda Xemming aniqladi, shuning uchun biz o'rganib chiqqan chiziqli kod Xemming kodi nomini olgan. Umuman Xemming kodlari quyidagi parametrlarga ega. Kod kombinatsiya(so'z)lari uzunligi $n = 2^r - 1$, tekshiruvchi simvollar soni r ga teng va kod kombinatsiyasida gi axborot tashuvchi simvollar soni $k = 2^r - 1 - r$. Xemming kodining minimal kod oralig'i $d=3$, shuning uchun bittalik xatolarni tuzatish imkoniyatiga ega. Biz ko'rib chiqqan (7,4) kodidan tashqari (15,11) va (31,26) kodlari ham Xemming nomi bilan bog'liq.

Agar tekshirish matrisasi H ning i -chi ustuni, uning i -chi nomerini ifodalovchi kod kombinatsiyasiga mos keladigan qilib qurilsa, u holda Xemming kodi soddagina ifodalanishi mumkin. bundan tashqari nolga teng bo'lmagan sindrom xato paydo bo'lgan razryad nomerini ikkilik shaklidagi yozuviga to'liq mos keladi. Ushbu usul bilan yozilgan (7,4) kod tekshiruv matrisasi quyidagi ko'rinishni oladi:

$$H_{7,4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15.77)$$

Xemming kodi chiziqli blokli kodlarning xususiy holi hisoblanadi. Umuman olganda Xemming kodlaridan boshqa chiziqli blokli kodlarni dekodlash ancha murakkab bo'lib, ularning sindromlari xatolik ro'y bergan razryadlarni aniq ko'rsatmaydi. Sindromning noldan farqlanishi kod kombinatsiyasida xatolik borligini anglatadi. Kod faqat xatolikni topish xususiyatiga ega bo'lsa, bunday kodlardagi xatoliklarni tuzatish uchun teskari kanali bor aloqa tizimidan foydalanish kerak bo'ladi, bu holda xatolik ushbu kombinatsiyani qayta takrorlash uchun so'rov orqali takroran uzatilishi natijasida tuzatiladi.

Masalan, dekoder kirishiga qandaydir v_i simvol vektori ta'sir etsin. Bu signal vektori xalaqit ta'sirida o'z holatini o'zgartiradi, ya'ni $\bar{v}_i = v_i + E_i$ ko'rinishni oladi. Sindromni hisoblaymiz:

$$S = \bar{v}_i H^T = (v_i + E)H^T = v_i H^T + E H^T = E H^T. \quad (15.78)$$

(15.78) ifodada $v_i H^T = 0$, chunki sindrom faqat xalaqit ta'sirida noldan farqlanadi. Sindrom faqat kod kombinatsiyasidagi simvol xalaqit ta'sirida teskarisiga aylanishi natijasida noldan farqlanadi.

Shunday qilib, chiziqli blokli kodni dekodlash jarayoni quyidagidan iborat. Dekoder xotiralash qurilmasiga nolga teng bo'lmagan sindromlar va ularga mos keluvchi xatoliklar vektori jadvali yoziladi. Dekodlash jarayonida qabul qilinayotgan kod kombinatsiyasi sindromi hisoblanadi va uning asosida xatolik vektori aniqlanadi. So'ngra xatolik vektori qabullangan kod kombinatsiyasiga

qo'shiladi. Natijada xatolik tuziladi va diskret xabar oluvchiga to'g'rilangan kod kombinatsiyasi yetkazib beriladi. Bu usldan foydalanilganda dekodeer xotirasiga 2^{n-k} xatolik vektorlari va shuncha sindromlar, shu jumladan nol sindromlar jadvali kiritilishi kerak. Bu jadval qisqa kodlar uchun nisbatan kichik bo'ladi. Ammo Shenon teoremasidan bilamizki, axborot o'tkazishda yuqori aniqlikni ta'minlash uchun katta davomiylikka ega bo'lgan kodlardan foydalanish kerak bo'ladi. Natijada, dekodeer jadvali hajmi sezilarli darajada kattalashadi. Masalan (63,45) kodi uchun dekodeer xotirasida $2^{18}=262144$ ta xatolik vektori jadvali bo'lishi kerak.

Ko'rib chiqilgan dekodeer usulidan nisbatan qisqa kodlarni dekodeerlash va xatolar soni uncha katta bo'lmagan hollarda foydalanish tavsiya etiladi. Keyingi yillarda samaradorligi yuqori kodlash va dekodeerlash usullari yaratilgan bo'lib, ular zamonaviy radioelektronikaning diskret sxematexnika va mikroprotsessorlardan foydalanib amalga oshiriladi. Ularni to'liq o'rganish elektr aloqa nazariyasi faning dasturiga kirmaydi.

Nazorat savollari

1. Xabar dagi axborot miqdori nimaga bog'liq?
2. Nima uchun axborot miqdori xabar uzatilish ehtimolligi bilan logarifmik bog'liqlikda bo'lishi kerak?
3. Ehtimolliigi bir xil va bir-biriga bog'liq bo'lmagan diskret xabarlar manbai entropiyasi nimaga teng?
4. Xabar manbai alfaviti ortiqchaligi deb nimaga aytiladi?
5. Ikkilik xabar manyuasi ortiqchaligini aniqlang, bunda "0" va "1" larning paydo bo'lish ehtimolligi $p(0)=0,1$; $p(1)=0,9$ deb qabul qiling.
6. Entropiya deb nimaga aytiladi?
7. Uzluksiz xabar entropiyasi nimaga teng? Uzluksiz signalni xabar o'tkazish imkoniyati cheklangan aloqa kanali orqali aniq uzatish mumkinmi?
8. Differensial entropiya deganda nimani tushunasiz?
9. O'zaro informatsiya deganda nimani tushunasiz?
10. Aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati deganda nimani tushunasiz va u qanday aniqlanadi?
11. Bir necha axborot o'tkazish imkoniyati turli bo'lgan aloqa kanallari ketma-ket ulanganda natijaviy axborot o'tkazish imkoniyati nimaga teng? Agar ular parallel ulansa, uning axborot o'tkazish imkoniyati nimaga teng bo'ladi?
12. Uzluksiz signal diskretlash orqali uzatilganda axborot miqdori o'zgaradimi?
13. Nima uchun aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyatini bilish zarur?
14. Axborot o'tkazish imkoniyatini aniqlashga tegishli Shenon formulasini yozing va uni tushuntirib bering.
15. Xabar uzatish tezligi deb nimaga aytiladi va u qanday aniqlanadi?
16. Radioeshittirish signallarini shaharlaraor yoki mamlakatlaraor uzatganda nima uchun bir necha telefon kanallari parallel ulanadi? Nima uchun bitta telefon kanalidan foydalanish mumkin emas.

16. ALOQA TIZIMLARINING SAMARADORLIGI VA ULARNI MUTANOSIBLASH

Zamonaviy telkommunikatsiya – axborot uzatish aloqa tizimlari yuqori texnologik soha hisoblanib, jamiyatning rivojlanishi ko'p jihatdan unga bog'liq. Aloqa texnikasining yangi turlari va avlodini aratilishi, ulardan foydalanishning yuqori malakali injener-texnik xodimlarni talab etishi yangi nazariy asosda ishlovchi va yuqori texnologik ishlab chiqarilgan texnikani yaratish yuqori konstruksiya va bozor iqtisodiyoti sharoitida qabul qilinayotgan yechimlarning sifatiga talabni yanada oshiradi. Mutaxassis turli aloqa tizimlari va qurilmalarining asosiy texnik ko'rsatkichlarini yaxshi bilish, ularning samaradorligi, xalaqitbardoshligi, axborot uzatish havfsizligini ta'minlash, elektromagnit moslashuv kabi xususiyatlariga alohida e'tibor berishi kerak. Yuqorida eslatib o'tilgan masalalar bilan maxsus fanlar shug'ullanadi. Ushbu bobda faqat aloqa tizimining samaradorligi va uni mutanosiblash masalalari yoritilgan.

16.1. Samaradorlikning asosiy ko'rsatkichlari

Har qanday aloqa tizimning vazifasi: axborotni tezroq va aniqroq uzatish hisoblanadi. Axborot qancha tez va aniq uzatilsa tizim shuncha yaxshi hisoblanadi. Shuning uchun aloqa tizimining asosiy sifat ko'rsatkichlaridan biri uning samaradorligi bo'lib, u axborot uzatish tezligi va aniqligi olingan axborotni asliga mosligi darajasi bilan baholanadi.

Turli aloqa tizimlari uchun aniqlikka talab darajasi turalicha bo'lib, tizim oldiga qo'yilgan vazifaga bog'liq. Masalan, diskret xabarlarini uzatishda aniqlik – uzatishdagi o'rtacha xatolik orqali belgilanadi, analog tizimlarda – qabul qilingan xabarni uzatilgan xabardan o'rtacha kvadratik farqlanishi bilan baholanadi.

Axborot uzatish tezligi I bit/sekundlarda o'lchanadi, uni signal uzatishdagi texnik tezlik bilan yangiliktirmaslik kerak. Texnik tezlik bodlarda o'lchanadi. Kanal orqali axborot uzatishning eng katta chegaraviy qiymati, uning axborot uzatish imkoniyati C -ni anglatadi. Ushbu axborot uzatish tezligining chegaraviy qiymati uning imkoniyati (potensial)ni belgilab beradi, unga unga yaqinlashish katta xarajatlar talab qiladi, buning juda murakkab koderlar va dekoderlar. kodlash va dekodlash uchun uzoq vaqt va boshqalar talab etiladi.

Aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyatidan qaysi darajada foydalanilayotganlik darajasi – axborot samaradorligi $\eta = \frac{I}{G}$ bilan tavsiflanadi.

Yangi aloqa tizimini loyihalashtirishda loyiha uchun ajratilgan sarf-xarajatlar miqdori chegaralangan. Shunga o'xshash texnik foydalanish uchun sarf-xarajatlar, axborotni uzatishdagi va olishdagi kechikishlar maksimal vaqti, ajratilgan chastotalar diapazoni, chastotalar polosasi, elektromagnit nurlanishlar ruxsat etilgan sathi va uning radioaloqa uchun ajratilgan polosadan tashqaridagi sathi, maxfiy uzatish darajasi, axborot uzatish havfsizligi, qurilma yoki tizimning hajmi, og'irligi va h.k. Shunday qilib, loyihalashda yuqorida keltirilgan talab va

cheklashlarga to'liq javob beradigan qaror qabul qilish – bu cheklangan imkoniyatlarda mutanosib qaror qabullash hisoblanadi.

Samaradorlik (sifat)ning turli ko'rsatkichlarini k_1, k_2, \dots, k_m orqali belgilab, yagona vektor \vec{k} ni, tizimni sifat tavsifini olamiz. Ikki turli tizimni ushbu \vec{k} vektorlar orqali taqqoslash ko'p hollarda, eng yaxshisini tanlash imkonini bermaydi.

Optimal (mutanosib) qaror qabul qilish, masalani yechimini topish ularning skalyar ko'paytmasini aniqlash vazifasini qo'yadi, bu aniqlangan kattalik maksimal (yoki minimal) qiymatini aniqlash "maqsad" funksiyasi hisoblanadi. Ba'zan sifatning skalyar ko'paytmasi sifatida vektor \vec{k} – tashkil etuvchilari chiziqli kombinatsiyalarini qabul qilish mumkin, ammo bu holda uning tashkil etuvchilari miqdoriy koeffitsientlarini belgilashga to'g'ri keladi. Odatda hamma sifat ko'rsatkichlaridan bitta yoki ikkitasi asosiy hisoblanadi va qolgan ko'rsatkichlar ularga qo'yilgan talablarga, cheklanishlarga javob berishi kerak. Masalan: axborot uzatish tezligi berilgan bo'lib, qolganlari xato qabullash ehtimolligi 10^{-3} , axborot kechikishi 0,1 sek, radioaloqaga ajratilgan polosa kengligi 10 kHz va h.k.

Loyihalashda hamma sifat ko'rsatkichlari e'tiborga olinishi kerak, chunki ular ohirgi natijaviy "maqsad" funksiyasiga ma'lum darajada ta'sir ko'rsatadilar. Agar "maqsad" funksiyasini ta'minlash uchun ko'p sonli sifat ko'rsatkichlari berilgan bo'lsa, birinchi navbatda asosiy sifat ko'rsatkichlari e'tiborga olinib, maqsadga intalish kerak. Bunda yagona tizim yaratish haqidagi masala hal etilayotgani doimo diqqat nazarida bo'lishi shart, chunki uning qismlari bir-biri bilan ma'lum darajada bog'liq: atrof muhitni ta'siri; boshqa REVsining yaratilayotgan tizimga ta'siri; tizimdan foydalanuvchilarning malakasi; ushbu tizimga o'xshash tizimlarning yaratili tarixi va kelajagi va boshqalar ham e'tiborda bo'lishi kerak.

16.2. Aloqa tizimlarini mutanosiblash (optimallashtirish)

Aloqa tizimi jarayoni turli operator tenglamalar bilan ifodalash mumkin, ular signalni shakllantirish, uzatish va qabullash jarayonlariga bog'liq bo'ladi. Agar aloqa tizimi soddalashtirilgan strukturaviy sxemasini ko'z oldimizga keltirsak, tasavvur etsak, u holda a xabar modulyatsiyalangan signal $s(t) = m(a, f_0(t))$ operator tenglama bilan farqlanadi. SQQ kirishidagi signalni $x(t) = \Phi[s(t), w(t)]$ shaklida ifodalash mumkin, bunda $w(t)$ aloqa kanalidagi xalaqit. Qabul qilinayotgan, kuzatilayotgan signal – xabar bahosi $\hat{a} = \mathcal{D}[x(t)]$ aylantiriladi.

Yuqoridagi keltirilgan bir qancha operatorlarni yagona operator shaklidagi ifodalaymiz:

$$\hat{a} = \mathcal{D}[\Phi\{m(a, f_0(t)), w(t)\}]. \quad (16.1)$$

Aloqa tizimini optimal loyihalashning vazifasi tanlangan mezonga javob beradigan sifatni ta'minlashdan iborat. Mezon aloqa tizimining bajaradigan

vazifasiga mos kelishi, shu bilan birga sodda bo'lishi va loyihalash jarayonida boshqariladigan (o'zgartiriladigan) kataliklarga bog'liq bo'lishi kerak.

Yaratilayotgan tizimni to'liq optimallashtirish, uning alohida qismlarini optimallashtirish orqali ta'minlashi ham mumkin. Agar aloqa kanali turi avvaldan ma'lum bo'lsa, shunga mos ravishda modulyatsiya va detektorlash usuli tanlanadi. Bunda modulyatsiya operatoriga $s(t) = m(a, f_0(t))$, tashuvchi $f_0(t)$ ni tanlash, modulyatsiya usulini, radiouzatkich ko'rsatkichlarini tanlash va uni yaratishdan, signalga dastlabki ishlov berishdan (filtrlashdan) iborat bo'ladi.

Ammo tizimni to'liq optimallashtirishni uning alohida qismlarini optimallashtirish orqali amalga oshirishdagi kabi alohida-alohida masalalar shaklida yechishi natijasida to'liq optimal tizim o'rniga kvazioptimal tizim yaratilishiga olib kelishi mumkin. Chunki har bir loyihalangan tizimning alohida-alohida qismlari uchun eng optimal yechim, to'liq tizim uchun optimumdand uzoq bo'lishi mumkin. Shuning uchun aloqa tizimining tarkibini aniqlashda unga yagona tizim sifatida yondoshish kerak. Yuqori chastotali tashuvchi $f_0(t)$ ni tanlashda aloqa kanalining ko'rsatkichlari undagi xalaqit $w(t)$ ni e'tiborga olish, SQQ turi (turg'un yoki harakatdagi)ga ham bog'liq. (16.1) ifodani aloqa tizimini qat'iy optimallashtirishda unga yagona masala shaklida qarash kerak bo'ladi.

16.3. Diskret xabarlarini uzatishning chegaraviy imkoniyatlari

Loyihalashning birinchi bosqichida, talab etilayotgan tezlik va xalaqitbardoshlikda axborot uzatish mumkinligiga yoki uni amalga oshirib bo'lmashligi masalasini hal etish kerak. Bunda turli xalaqitlardan faqat tizim qismlarining SQQning ichki shovqini e'tiborga olindi, koder va dekoder har qanday yuqori darajada murakkab bo'lishi mumkin. Bunda, agar $H' \leq C$ (H' – axborot manbaining imkoniyati, C – aloqa kanalining axborot uzata olish imkoniyati) bo'lsa, kodlash yordamida har qanday kichik xatolik ehtimolligi, ya'ni $P_x \rightarrow 0$ ni ta'minlash mumkin bo'lib, signal uzatish texnik tezligi $1/T_{ES} = C$ bo'ladi.

Diskret kanalning axborot uzatish qobiliyati u sarf qiladigan energiya va foydalanadigan chastotalar polosasiga bog'liqligini dastlabki asosiy ko'rsatkich deb hisoblash kerak. Ikkilik elementar simvolni uzatish uchun

$$\beta_E = p_s T_{ES} / N_0 = \frac{E_s}{N_0} - \text{nisbiy energiya va } \beta_f = F_s T_{ES} \text{ chastotalar polosa talab}$$

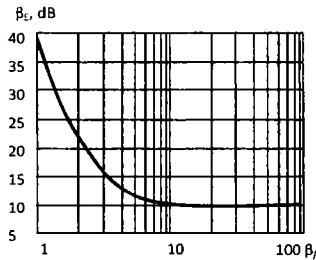
etiladi, bunda p_s – signal quvvati, T_{ES} – elementar simvol davomiyligi, E_s – signal energiyasi, F_s – signalning spektr kengligi, N_0 – shovqin quvvati spektr zichligi. Misol uchun, diskret xabar uzatish uchun Gauss uzluksiz kanalidan foydalanamiz. Gauss aloqa kanalining signal uzatish qobiliyati quyidagicha aniqlanadi:

$$C = F_k \log\left(1 + \frac{P_s}{P_m}\right) = F_k \log\left(1 + \frac{P_s}{F_k N_0}\right). \quad (16.2)$$

$F_c = F_k$, $1/T_{ES} = C$ deb hisoblab va $\frac{\beta_E}{T_{ES}} = \frac{P_s}{N_0}$ ni e'tiborga olib $\frac{1}{F_s T_{ES}} = \log\left(1 + \frac{\beta_E}{F_s T_{ES}}\right)$ ifodani, undan $\frac{1}{\beta_f} > \log(1 + \beta_E \beta_f)$ ni olamiz va natijada,

$$\beta_E = \beta_F \left(2^{1/\beta_f} - 1\right). \quad (16.3)$$

(16.3) ifoda bir elementar signalni uzatish uchun sarflanadigan nisbiy energiya va chastotalar polosasi bir-biri bilan ayriboshlash mumkinligini ko'rsatadi. 16.1-rasmda (16.3) formulaga asosan chizilgan $\beta_E = \Phi(\beta_F)$ bog'lanish grafigi keltirilgan. Ushbu grafik diskret xabar uzatish tezligi sharti va uni uzatish uchun sarflanadigan energiyani kattaligini baholaydi va Shenon imkoniyati chegarasi deb ataladi. 16.1-rasmdagi $\beta_E = \Phi(\beta_F)$ chizig'idan yuqoridagi har qanday nuqtaga mos keluvchi tezlik va energiya bilan diskret xabar uzatishni amalga oshirish mumkin. Ushbu chiziqdan pastdagi nuqtaga mos keluvchi diskret xabar uzatishni amalga oshirish mumkin emas.



16.1-rasm. Uzluksiz xabarlarni uzatishda β_E ni β_f ga almashtirish

Agar $\beta_f \rightarrow \infty$ bo'lsa u $\ln 2 = 0,693$ (-1,6 dB) ga teng bo'ladi. $\beta_f = 1$ bo'lsa energiya sarflash solishtirma qiymati 1 (0 dB) ga teng bo'ladi. Shunday qilib additiv oq shovqinli aloqa kanali orqali diskret xabar uzatishda chastotalar polosasini sarflash solishtirma qiymatini birdan oshirilishi energiya sarflash solishtirma qiymatining sezilmas darajada kamayishiga olib keladi. Shu bilan birga β_f ning birdan ancha kichiklashishi energiya sarflash solishtirma qiymatining keskin oshib ketishiga olib keladi.

16.4. Uzlüksiz signallarni uzatish tizimlarining imkoniyatlari

Uzlüksiz xabarning vaqt bo'yicha diskretlash natijasida olingan oniy qiymatlari IKM yordamida ikkilik elementar signallar yordamida uzatiladi deb faraz qilaylik. Bunda xabaruzatish aniqligi kodning razryadi m -orqali ta'minlanadi. Agar ushbu ikkilik signallar uzatish tezligi H'_c , kanal signal o'tkazish imkoniyati C dan katta bo'lmasa, Shenon teoremasiga asosan murakab kodlash va dekodlash usulini qo'llash asosida xatolik har qanday kichik qiymati p_x ni ta'minlash mumkin. Tizimning chegaraviy imkoniyatlarini ko'rish uchun xatolik ehtimolligini nolga teng deb hisoblaymiz, bunda xabarni aniq aks ettirish ikkilik diskret signallarni uzatish tezligiga bog'liq bo'ladi.

Real aloqa kanallarida xalaqit ta'sirida signal uzatish tezligi kamayadi, natijada xabarni asl shakliga mos ravishda qayta tiklash sifati yomonlashadi.

Xabarni berilgan aniqlik bilan uzatish, ikkilik simvollarning uzatilish eng kichik (minimal) qiymati axborot manbai epsilon-entropiyasiga teng. Tasavvur etaylik, uzatilayotgan xabar $(-F_{yu}; +F_{yu})$ polosada spektri zichligi quvvati bir tekis taqsimlangan va ehtimollik normal taqsimot qonuniga bo'ysunuvchi stasionar tasodifiy jarayon bo'lsin. Bunday xabar o'zining $\Delta t = \frac{1}{2F_{yu}}$, sek oraliqda olingan oniy qiymatlari orqali qayta aniq tiklanishi mumkin. Xabarni qayta aniq tiklanishini baholash uchun nisbiy o'rtacha kvadrat $\sigma = \frac{p_E}{p_S}$ ni yoki SQQ

chiqishidagi shovqin-signal nisbatini kiritamiz. Gauss qonuniga bo'ysunuvchi axborot manbai uchun epsilon-entropiya quyidagiga teng:

$$H'_c(x) = \frac{1}{2} \log \frac{p_S}{p_m}. \quad (16.4)$$

Shuning uchun uzlüksiz signalni diskretlash natijalarini uzatish tezligini e'tiborga olib, axborot manbaining imkoniyati,

$$H'_c = -F_{yu} \log \sigma^2. \quad (16.5)$$

$H'_c = C$ deb hisoblab, additiv oq shovqinli Gauss kanali uchun

$$-F_{yu} \log \sigma^2 = F'_x \log \left(1 - \frac{p_S}{N_0 F'_x} \right) \quad (16.6)$$

ifodani olamiz.

Uzlüksiz signallarni uzatishdagi dastlabki sarf-xarajatlarni aniqlash uchun nisbiy tavsiflardan foydalanamiz:

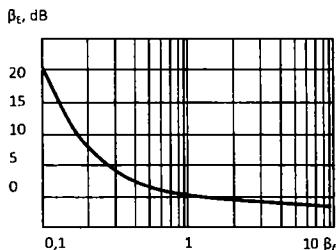
$\beta_E = \frac{P_S}{N_0 F_{vu}}$ – quvvat sarflash solishtirma qiymati; $\beta_f = \frac{F_S}{F_{vu}}$ – chastotalar polosasini sarflash solishtirma qiymati. Agar $F_S = F_x$ deb olib, (16.6) ifodani har ikki tomonini F_{vu} ga bo'lsak va $\frac{\beta_E}{\beta_f} = \frac{P_S}{N_0 F_S}$ ni e'tiborga olsak, u holda

$$\log \frac{1}{\sigma^2} = \beta_f \left(1 + \frac{\beta_E}{\beta_f} \right) \quad (16.7)$$

bo'lib, bundan $\frac{1}{\sigma^2} = \beta_f \left(1 + \frac{\beta_E}{\beta_f} \right)^{\beta_f}$ yoki

$$\beta_E = \beta_f \left[\left(\frac{1}{\sigma^2} \right)^{1/\beta_f} - 1 \right] \quad (16.8)$$

ifodani olamiz.



16.2-rasm. Diskret xabarlarini uzatishda β_E ni β_f ga almashtirish

16.2-rasmda (16.8) formulaga asosan $\sigma^2 = 10^{-4}$ qiymati uchun $\beta_E = \Phi(\beta_f)$ bog'lanishi chizmasi keltirilgan. Bunda β_E va β_f ning $\beta_E = \Phi(\beta_f)$ chizig'idan yuqori qiymatlarini ta'minlovchi aloqa tizimini yaratish mumkin. β_E va β_f larning ma'lum qiymatlariga mos keluvchi nuqta, ushbu $\beta_E = \Phi(\beta_f)$ chizig'iga qancha yaqin bo'lsa aloqa kanali imkoniyatidan guncha yaxshi foydalanilgan hisoblanadi.

Nazorat savollari

- 1. Aloqa tizimi samaradorligi asosiy ko'rsatkichlarini aytib bering.*
- 2. Aloqa tizimining asosiy ko'rsatkichlarini aytib bering.*
- 3. Shenonning kanal signal uzatish imkoniyati formulasini yozing va uni tushuntiring.*
- 4. Shenon chegaraviy qiymati deganda nima tushuniladi?*
- 5. Gauss kanali deb qanday kanallarga aytiladi?*
- 6. Aloqa tizimini loyihalashda nimalarga alohida ahamiyat berish kerak.*

17. SIGNALLARGA RAQAMLI ISHLOV BERISH ASOSLARI

Signallarga raqamli ishlov berishdan maqsad turli o'zgartirishlar orqali ularni samaradorlik bilan uzatish, saqlash va axborotni ajratib olishdan iborat. Keyingi vaqtlarda keng rivojlangan signallarga raqamli ishlov berish usullari bir qator afzalliklarga ega:

- umuman olganda signallarga ishlov berishning har qanday murakkab algoritmlarini amalga oshirish mumkinligi va ushbu signallarga ishlov berish algoritmlarini real vaqtda amalga oshirish imkoniyatini beruvchi elementlar bazasi borligi;
- raqamli qurilmalar yuqori aniqlikda ishlash imkoniyatini beruvchi algoritmlarning yaratilganligi va mavjudligi;
- nazariy jihatdan uzatilayotgan xabarlarini xalaqitbardosh kodlardan foydalanib uzatish va saqlash natijasida xatosiz qayta tiklash imkoniyatining borligi raqamli signallarga xosdir.

Yuqoridagi afzalliklarni amalga oshirish diskret signallar va elementar zanjirlar haqidagi asosiy ma'lumotlarga ega bo'lish darajasiga bog'liq.

17.1. Diskret signallarning modellari

Diskret signallarning qiymatlari uzluksiz signallardan farqliroq, uzluksiz vaqt oniy qiymatlarida emas, balki ma'lum Δt diskret vaqtlardagina ma'lum bo'lib, uning $x(k\Delta t)$ oniy qiymatlari $k\Delta t$ diskret vaqtlarga mos keladi.

Diskretlovchi ketma-ketliklar. Odatda $x(t)$ uzluksiz diskret signaldan bir xil Δt oraliqlar, diskretizatsiya oralig'i yoki diskretizatsiya qadami deb ataluvchi vaqtlarda uning oniy qiymati aniqlanadi, bunda $\Delta t = t_k - t_{k-1} = t_{k-1} - t_{k-2} = t_{k-n} - t_{k-n-1}$ va hakazo bo'ladi va ko'p hollarda $\Delta t = const$, o'zgarmas etib tanlanadi.

Diskretizatsiyalash jarayonini, ya'ni uzluksiz signallar $x(t)$ dan diskret signallar $x(k\Delta t)$ ga o'tishni umumlashgan funksiya $\eta(t)$ orqali tariflash mumkin, ya'ni

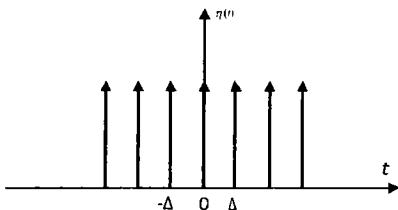
$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t), \quad (17.1)$$

va uni diskretlash ketma-ketligi deb ataladi.

Diskret signal $x(k\Delta t)$ ni uzluksiz signal $x(t)$ va diskretlash ketma-ketligi funksiyalari $\eta(t)$ ko'paytmasi sifatida tasavvur etish kerak, bunda $x(k\Delta t)$ signal quyidagicha ifodalanadi, ya'ni

$$x(k\Delta t) = (x, \eta) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t) dt. \quad (17.2)$$

(17.2) formula uzluksiz signallarni diskretlashni amalga oshirish algoritmini ko'rsatib beradi. Diskretlash qurilmasining ish jarayoni uning kirishidagi uzluksiz signal $x(t)$ dan uning Δt vaqt oraliqlarida oniy qiymatlarini aniqlashdan iborat, bunda $\eta(t)$ impuls ketma-ketligi kichik davomiylikka ega bo'lib "tarqosimon" ko'rinishni eslatadi (17.1-rasm). Bunda $x(t)$ ning nolga teng qiymatlarida diskretlovchi qurilma chiqishida ham shunga mos qiymatlari hosil bo'ladi.



17.1-rasm. Diskretlash ketma-ketligi

Modulyatsiyalangan impuls ketma-ketligi. Bu modulyatsiya turida ma'lum bir chastotada takrorlanuvchi kichik davomiylikdagi impulslar "tashuvchi" vazifasini bajaradi. Impuls modulyatorini ikki kirishli va bir chiqishli (nazariy jihatdan olti polyusli) qurilmasi deb tasavvur etish kerak. Ulardan biriga modulyatsiyalovchi uzluksiz signal $x(t)$, ikkinchisiga "tashuvchi" impuls ketma-ketligi $\eta(t)$ beriladi. Bunda modulyator o'zining kirishidagi $x(t)$ signalning har bir $k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatlarini aniqlaydi va chiqishida ushbu oniy qiymatlarga proporsional yuzaga ega bo'lgan impuls ketma-ketligini hosil qiladi. Modulyator chiqishidagi signalni modulyatsiyalangan impuls ketma-ketligi (MIK) deb ataladi.

Modulyatsiyalangan impulslarning sathi yoki kengligi modulyatsiyalovchi (uzatiladigan) signal sathiga proporsional bo'lishi kerak. Bunday tur modulyatsiyasi usullari amplituda-impuls modulyatsiyasi (AIM) va kenglik-impuls modulyatsiyasi (KIM) deb ataladi. AIM signallarda impuls ketma-ketligi o'zgarmas holda saqlanadi va KIM signallarda impuls amplitudasi o'zgarmas holda saqlanadi.

U yoki bu modulyatsiya turidan foydalanish uzatiladigan signallar o'ziga xos xususiyatiga va ushbu signallarni yaratishni amalga oshirish texnik imkoniyatlariga bog'liq. Masalan AIM signaldan modulyatsiyalovchi signal qiymatlarining o'zgarish dinamik diapazoni katta bo'lganda foydalaniladi. Bu holda radiouzatish qurilmasi amplituda xarakteristikasi ham talab darajasidagi chiziqlikda bo'lishi kerak. Bunday radiouzatish tizimini yaratishning o'ziga xos qiyinchiliklari bor. KIM signallar uzatish qurilmasi amplituda xarakteristikasi chiziqli bo'lishiga alohida talab qo'ymaydi, ammo KIMni amalga oshirish AIMni amalga oshirishga nisbatan hozircha biroz murakkabroq.

MIK shaklidagi signalni quyidagi usulda olish mumkin. buning uchun $x(t)$ signalni dinamik shaklda tasavvur qilamiz, ya'ni

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - k\Delta t) dt. \quad (17.3)$$

MIK qiymatlari faqat $t_k = (k\Delta t)$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) vaqtlaridagina ma'lumligini e'tiborga olib (17.3) formuladagi integrallash amalini yig'indini hisoblash amali bilan almashtirish mumkin, ya'ni

$$x_{MIK}(t) = \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \delta(t - k\Delta t), \quad (17.4)$$

bunda, $x_k = x(k\Delta t)$ analog signalning $k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatlari.

Modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi spektral zichligi. (17.3) formula orqali ifodalanadigan ideal modulyator chiqishidagi MIK spektr kengligini tadqiqoti. MIK proporsionallik koeffitsienti "K" aniqlikda $x(t)$ funksiyaning diskretlovchi ketma-ketligi $\eta(t)$ ko'paytmasiga teng, ya'ni

$$x_{MIK}(t) = x(t)\eta(t). \quad (17.5)$$

Ma'lumki ikki signal ko'paytmasi spektri, ushbu signallar spektrlari zichligi yoymasi (sverka)ga teng. Shuning uchun, agar signallar va ularning spektrlari Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari orqali aniqlangan, ya'ni $x(t) \leftrightarrow s_x(j\omega)$, $\eta(t) \leftrightarrow s_\eta(j\omega)$ bo'lsa, u holda MIK spektri zichligi quyidagicha aniqlanadi:

$$s_{MIK}(\omega) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_\eta(\zeta) s_x(\omega - \zeta) d\zeta. \quad (17.6)$$

Diskretlovchi ketma-ketlik spektri $s_\eta(\omega)$ ni aniqlash uchun $\eta(t)$ ni Fure kompleks qatori orqali ifoda laymiz, natijada

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n t / \Delta t}, \quad (17.7)$$

ni olamiz. Ushbu qator koeffitsientlari, quyidagicha

$$C_n = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \delta(t) e^{-j2\pi n t / \Delta t} dt = \frac{1}{\Delta t}. \quad (17.8)$$

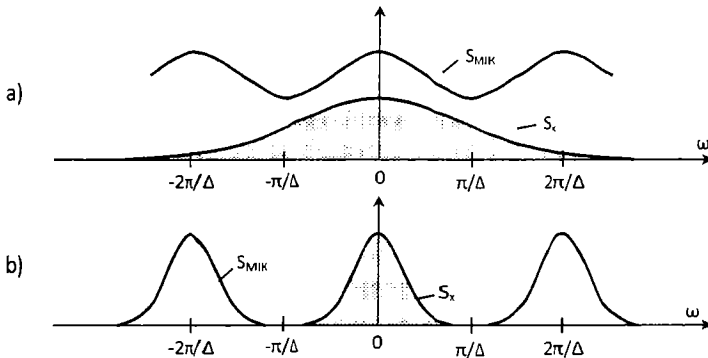
Delta funksiyaning filtrlash xossasi $u(\omega) = 2\pi A \delta(\omega)$ ni e'tiborga olib diskretlash spektri zichligi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$S_{\eta}(\omega) = \frac{2\pi}{\Delta t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - 2\pi n / \Delta t). \quad (17.9)$$

ya'ni diskretlovchi impulslar ketma-ketligi chastotalar o'qi bo'yicha joylashgan cheksiz ko'p delta-impulslar ketma-ketligidan iborat. Ushbu spektr zichligi davriy takrorlanuvchi bo'lib, takrorlanish davri $\frac{2\pi}{\Delta t}$, sek⁻¹ ga teng. Va nihoyat (17.9) va (17.8) ifodalardagi integrallash va yig'indini hisoblash amallarini bajarish ketma-ketligini almashtirib, quyidagini aniqlaymiz:

$$S_{MIK}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S'_x(\omega - 2\pi n / \Delta t). \quad (17.10)$$

Shunday qilib, ideal diskretlash natijasida olingan signal spektri, birlamchi signal spektrining cheksiz ko'p takrorlanuvchi "nushalari" dan tashkil topgan degan hulosa chiqarish mumkin. Spektr "nushalari" chastotalar o'qida bir xil diskretlash chastotasi birinchi garmonikasi $\frac{2\pi}{\Delta t}$ ga teng bo'lgan chastota bilan takrorlanadi (17.2-rasm).



17.2-rasm. Signal yuqori chegaraviy chastotasi turlicha modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi spektral zichligi. a) yuqori chegaraviy chastotasi katta; b) yuqori chegaraviy chastotasi kichik; (diskretizatsiyalangan birlamchi signal spektral zichligi qora rangga bo'yalgan)

Uzluksiz signalni modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi orqali qayta tiklash. Kotelnikov teoremasiga asosan past chastotali uzluksiz signal spektrini $\omega = 0$ chastotaga nisbatan simmetrik joylashgan va eng yuqori chastotasini ω_{yu} deb hisoblaymiz. 17.2b-rasmdan ko'rinadiki agar $\omega_{yu} \leq \pi / \Delta t$ bo'lsa, $S(\omega)$ spektrning alohida nushalari bir-birining ustiga tushmaydi, chastota bo'yicha

ajralib turadi. Shuning uchun impuls modulyatsiyalangan signal ideal PChF yordamida aniq qayta tiklanishi mumkin.

Haqiqatdan ham uzluksiz signalni tiklovchi PChF ideal filtri quyidagicha ifodalanadigan bo'lsa,

$$K(j\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\omega_{yu}; \\ k_0, & -\omega_{yu} \leq \omega \leq \omega_{yu}; \\ 0, & \omega > \omega_{yu}, \end{cases} \quad (17.11)$$

ushbu filtrning impuls xarakteristikasi quyidagicha ifodalanadi:

$$g(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{K_0(\omega_{yu})}{\pi} \frac{\sin \omega_{yu}\tau}{\omega_{yu}\tau}. \quad (17.12)$$

(17.5) ifoda orqali aniqlanadigan MIK spektri turli kattalikdagi delta-impulslar ketma-ketligi yig'indisidan iboratligini e'tiborga olib tiklovchi filtr chiqishidagi $y(t)$ signalni aniqlaymiz:

$$y(t) = \frac{K_0 \omega_{yu} \Delta t}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \frac{\sin \omega_{yu}(t - k\Delta t)}{\omega_{yu}(t - k\Delta t)}. \quad (17.13)$$

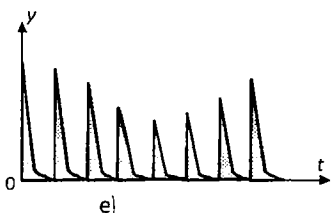
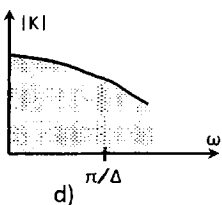
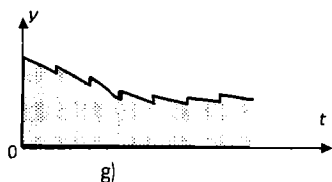
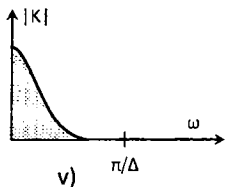
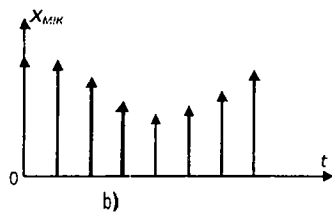
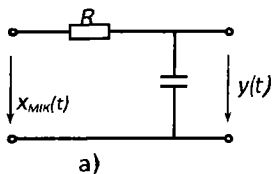
Ushbu $y(t)$ signal dastlabki $x(t)$ signal shaklini aniq takrorlaydi, faqat sath qiymati bo'yicha farqlanadi.

Ideal filtrni amalda yaratish mumkin emas, undan signalni tiklashda nazariy model shaklida foydalaniladi. Haqiqiy PChF chastotalar xarakteristikasi (AChX) MIK bir necha yoki $\omega = 0$ chastota atrofidagi birgina chastotalar spektrini o'tkazishi (qamrab olgan bo'lishi) mumkin. 17.3-rasmda R va C elementlardan iborat bo'lgan tiklovchi PChFga tegishli chizmalar keltirilgan.

Keltirilgan chizmalardan ko'rinadiki amaldagi (real) PChF birlamchi signalni aniq qayta tiklamaydi. Uzluksiz signalni qayta aniq tiklash uchun, uning nafaqat $\omega = 0$ chastota atrofidagi spektr tashkil etuvchilaridan shu bilan birga spektr har qanday yon spektr tashkil etuvchilaridan foydalanish kerak.

Uzluksiz signal spektrini uning oniy qiymatlari orqali aniqlash. MIK matematik ifodalardan foydalanib uzluksiz signalni nafaqat qayta tiklash, uning spektri zichligini ham aniqlash mumkin. Buning uchun uzluksiz signal oniy qiymatlarini MIK spektri zichligi bilan bog'lash kerak:

$$S_{MIK}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_{MIK}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - k\Delta t) e^{-j\omega\tau} dt = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k\Delta t}. \quad (17.14)$$



17.3-rasm. RC-elementlardan iborat bo'lgan diskretizatsiyalangan signalni qayta tiklashga tegishli chizmalar. a) filtr sxemasi; b) diskretlangan kirish signali; v, g) $RC \gg \Delta$ holat uchun filtr AChXsi va uning chiqishidagi signal; d, e) huddi shu bog'lanishlar $RC \ll \Delta$ uchun

MIK signal spektri (17.12) ifoda orqali aniqlanishi mumkinligini e'tiborga olib, quyidagi ifodani olamiz:

$$\Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-i\omega k \Delta t} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_i(\omega - 2\pi i / \Delta t). \quad (17.15)$$

Bu formula Puasson yig'indisi formulasi deb ataladi.

(17.15) ifodaning chap tomonidan foydalanib hamma hollarda ham $s_x(\omega)$ ni aniqlash mumkin emas, chunki ba'zi hollarda MIK spektri nusxalari bir-birining ustiga tushgan bo'lishi mumkin. faqatgina $x(t)$ signal spektri past chastotali bo'lib, Kotelnikov shartiga javob bersa, u holda uzluksiz signal spektri zichligini quyidagicha ifodalash mumkin:

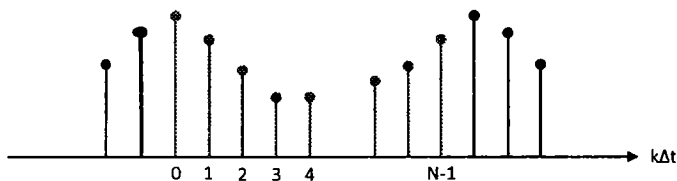
$$S_x(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\pi / \Delta t; \\ \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta t}, & -\pi / \Delta t \leq \omega \leq \pi / \Delta t; \\ 0, & \omega > \pi / \Delta t. \end{cases} \quad (17.16)$$

Yuqorida keltirilgan shartlar bajarilsa (17.16) formula yordamida uzluksiz signal spektrini aniqlash mumkin.

Uzluksiz davriy signallarni diskretlash. Uzluksiz $x(t)$ signalni vaqt bo'yicha diskretlash natijasida uning cheksiz ko'p oniy qiymatlarini aniqlash mumkin. Amalda, uzluksiz signalning cheksiz ko'p oniy qiymatlari haqida ma'lumot olib bo'lmaydi va ularga cheklangan vaqt birligida ishlov berish imkoniyati ham mavjud emas.

Oniy qiymatlari $0, \Delta t, 2\Delta t, \dots, (N-1)\Delta t$ vaqtlarda $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}$ va ularning umumiy soni $N = \frac{T}{\Delta t}$ bo'lgan diskret signalning spektri bilan tanishamiz.

Ushbu $x(t)$ signal spektrini aniqlash uchun uning N -ta haqiqiy yoki kompleks qiymatlari asos bo'ladi. Uzluksiz $x(t)$ signaldan olingan oniy qiymatlar $x(k\Delta t)$ to'plami davriy takrorlanadi deb faraz etsak, signalni davriy deb hisoblashimiz mumkin (17.4-rasm.)



17.4-rasm. Uzluksiz davriy signallarning diskret ko'rinishi

Ushbu signalga mos ma'lum bir matematik modelni tanlab, uni Fure qatoriga yoyish va uning spektr tashkil etuvchilari amplitudasini aniqlash mumkin. Bu aniqlangan koeffitsientlar davriy signal spektr tashkil etuvchilari koeffitsientlariga mos keladi.

Fure diskret almashtirishi. Delta impulslar ketma-ketligi modelidan foydalanib $x(t)$ signalni uni diskret MIK orqali ifodalaymiz:

$$x_{MIK}(t) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} x_k \delta(t - k\Delta t). \quad (17.17)$$

$x(t)$ signalning diskret modelini Fure kompleks qatori orqali ifodalaymiz:

$$x_{MIK}(t) = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n t / T}. \quad (17.18)$$

Uning koeffitsientlari quyidagicha aniqlanadi:

$$C_n = \frac{1}{T\Delta t} \int_0^T x_{MK}(t) e^{-j2\pi n t / T} dt. \quad (17.19)$$

(17.17) ifodani (17.19) ifodaga qo'yib va o'lchamsiz o'zgaruvchan kattalik $\zeta = \frac{t}{\Delta t}$ ni kiritib, quyidagini olamiz:

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{N\Delta t} \int_0^{N-1} x_k \delta(t - k\Delta t) e^{-j2\pi n t / T} dt = \frac{1}{N} \int_0^{N-1} x_k \delta(\zeta - k) e^{-j2\pi n \zeta / N} d\zeta = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \int_0^N \delta(\zeta - k) e^{-j2\pi n \zeta / N} d\zeta. \end{aligned} \quad (17.20)$$

(17.20) ifodadan delta funksiyaning filtrlash xossasini qo'llab C_n koeffitsientlarini aniqlash uchun quyidagi formulani olamiz:

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi n k / N}. \quad (17.21)$$

(17.21) formula $x(t)$ signalni Fure diskret almashtirishi (FDA) natijasida olingan koeffitsientlari ketma-ketligi qiymatlarini aniqlash imkoniyatini beradi. Fure diskret almashtirishi ba'zi xossalarni eslatib o'tamiz:

1. Fure diskret almashtirishi chiziqli o'zgartirish, ya'ni bir necha signallar yig'indisiga ularning FDA yig'indisi mos keladi;

2. FDAning (17.21) formula orqali aniqlanadigan $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N-1}$ koeffitsientlari soni, uzluksiz signal $x(t)$ bir davri davomida olingan oniy qiymatlari soni N ga teng, bunda $n = N$ bo'lsa $C_N = C_0$ bo'ladi;

3. C_0 koeffitsienti $x(t)$ signal hamma oniy qiymatlari o'rtacha qiymatiga, ya'ni doimiy tashkil etuvchisiga teng;

4. Agar N juft son bo'lsa,

$$C_{N/2} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k (-1)^k, \quad (17.22)$$

bo'ladi.

5. Agar $x(t)$ signalning oniy qiymatlari $x_k(t)$ haqiqiy qiymatga ega bo'lsa, u holda FDAning $N/2$ ga nisbatan simmetrik joylashgan koeffitsientlari o'zaro moslashgan (sopryajenni) juftlikni hosil qiladi:

$$C_{N-n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi(N-m)k/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi mk/N} = e_n^* \quad (17.23)$$

Shuning uchun $C_{\frac{N}{2}-1}, \dots, C_{N-1}$ koeffitsientlar manfiy chastotalarga tegishli bo'lib, signal amplituda spektrini o'rganish uchun qo'shimcha ma'lumot bermaydi.

Birlamchi signal $x(t)$ ni uning FDA orqali tiklash. Uzluksiz signalning $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}$ n oniy qiymatlari uchun FDA koeffitsientlari $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N/2}$ aniqlangan bo'lsa, bu koeffitsientlar orqali spektri kengligi cheklangan signal $x(t)$ ni qayta tiklash mumkin. bu signal uchun Fure qatori quyidagiga teng bo'ladi:

$$x(t) = C_0 + 2|C_1| \cos(2\pi t/T + \varphi_1) + 2|C_2| \cos(4\pi t/T + \varphi_2) + \dots + 2C_{N/2} \cos(N\pi t/T + \varphi_{N/2}), \quad (17.24)$$

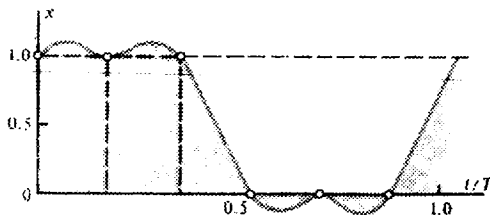
bunda, $\varphi_i = \arctg C_i$ – FDA koeffitsienti fazasi.

Agar diskret signal bir davri G -ta oniy qiymatlar orqali $\{x(t)\} = \{1.1.1.0.0.0\}$ ifodalangan bo'lsa, u holda bu signalni Fure diskret almashtirish koeffitsientlari orqali quyidagicha ifodalash mumkin:

$$x(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{3} \cos(2\pi t/T - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{6} \cos(6\pi t/T), \quad (17.25)$$

bunda, $f_{yu} = \frac{\omega_{yu}}{2\pi} = \frac{1}{2\Delta t} = \frac{N}{2} f_1$ va $f_1 = \frac{1}{T}$ – signal takrorlanish chastotasi birinchi garmonikasi. FDA koeffitsientlari orqali tiklangan signal 17.5-rasmda keltirilgan.

Shuni alohida ta'kidlash kerakki, uzluksiz signalni (17.24) ifoda orqali tiklash taxminiy emas, u spektri cheklangan $x(t)$ signaldan Δt vaqt oraliqda olingan qiymatlarga to'liq mos keladi. Ko'p hollarda FDA dan foydalanish qulay, chunki ma'lum son'dagi garmonikalar yig'indisidan foydalaniladi. Ushbu $x(t)$ davriy signalni Kotelnikov qatori orqali tiklash uchun uning cheksiz ko'p tashkil etuvchilari qiymatlarini e'tiborga olishga to'g'ri keladi.



17.5-rasm. FDA koeffitsientlari orqali tiklangan signal

Fure teskari diskret almashtirishi. Diskret signalni tahlil qilishni quyidagicha amalga oshirish mumkin. Bunda FDA koeffitsientlari C_n berilgan deb hisoblaymiz. (17.18) ifodada $t = k\Delta t$ deb belgilab, faqat birlamchi uzluksiz signal $x(t)$ spektrida mavjud garmonikalar yig'indisini aniqlaymiz. Shunday qilib $x(t)$ signalni diskretlash natijasida olinadigan oniy qiymatlarini hisoblash uchun Fure teskari diskret almashtirishi (FTDA) algoritmi ifodasini olamiz, ya'ni

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j2\pi n k / T}. \quad (17.26)$$

(17.21) va (17.26) ifodalar huddi uzluksiz signallardagi Fure to'g'ri va teskari almashtirishlariga o'xshash bo'lib, uning diskret signal uchun to'g'ri va teskari almashtirishlari ifodasi hisoblanadi.

Fure tez almashtirishi algoritmi. (17.21) va (17.26) ifodalar orqali FDA yoki FTDA ni hisoblash uchun N ta ketma-ket elementar kompleks sonlar ustidan N^2 ta amalni bajarish kerak. Agar bajariladigan amallar soni ming va undan katta bo'lsa, u holda diskret spektr tahlili algoritmini real vaqt masshtabida amalga oshirish qiyinlashadi, chunki hisoblash qurilmalarining tezkorligi cheklangan. Ushbu masalani yechishda Fure tez almashtirishidan foydalanish kerak, bunda bajariladigan hisoblash amallari sonini sezilarli darajada kamaytirishga erishiladi. Bunda FDA yoki FTDA ni amalga oshirishda qator nisbatan kam taslikil etuvchilari qatnashadi.

Fure tez diskret almashtirishlarini amalga oshirish uchun $\{x_k\}$ oniy qiymatlar ketma-ketligini ikki qismga (toq va juft tartib raqamligiga qarab) ajratamiz, ya'ni

$$\{x_k\}_T = \{x_{2k+1}\}, \quad \{x_k\}_{2K} = \{x_{2k}\}, \quad (17.27)$$

bunda, $k = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

FDA n -chi koeffitsienti quyidagicha aniqlanadi:

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} (x_{2k} e^{-j4\pi n k / N} + x_{2k+1} e^{-j2\pi n (2k+1) / N}) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(x_{2k} e^{-\frac{j2\pi n k}{N/2}} + e^{-j2\pi n / N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} (x_{2k+1} e^{-\frac{j2\pi n k}{N/2}}) \right). \end{aligned} \quad (17.28)$$

(17.28) dan ko'rinadiki birlamchi signal FDAning $\frac{N}{2}-1$ tartib raqamli koefitsientlari bir qismi FDA ikki xususiy ketma-ketliklari koefitsientlari orqali aniqlanadi, ya'ni

$$C_n = C_{nJ} + e^{-j\frac{2\pi n}{N}} C_{nT}, \quad (17.29)$$

bunda $n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

Agar toq va juft raqamli koefitsientlar ketma-ketligi $N/2$ davr bilan takrorlanishini e'tiborga olsak, ular soni quyidagilarga teng bo'ladi:

$$C_{nJ} = C_{n+N/2J}, \quad C_{nT} = C_{n+N/2T}. \quad (17.30)$$

Bundan tashqari (17.29) ifodadagi ko'paytmanni $n \geq \frac{N}{2}$ uchun quyidagicha ifodalash mumkin:

$$e^{-j\frac{2\pi(\frac{N}{2}+n)}{N}} = e^{-j\pi} e^{-j\frac{2\pi n}{N}} = -e^{-j\frac{2\pi n}{N}}. \quad (17.31)$$

FDA koefitsientlari ikkinchi qismina aniqlashda quyidagi ifodadan foydalanish kerak bo'ladi:

$$C_{\frac{N}{2}+n} = C_{nJ} - e^{-j\frac{2\pi n}{N}} C_{nT}. \quad (17.32)$$

(17.29) va (17.32) ifodalar Fure tez almashtirishi algoritmining asosi hisoblanadi. Hisoblashni amalga oshirishda iterasion usuldan, signal oniy qiymatlarini toq va juft tartib raqamli ikki qismga bo'linadi va shu tariqa har ikki qism yana toq va juft tartib raqalarga bo'linadi va bu jarayonni davom ettirish natijasida bitta elementdan iborat ketma-ketlik hosil bo'lishiga erishiladi. Bunda ushbu element FDA uning o'ziga mos keladi.

Z-almashtirish qisqa nazariyasi. Z-almashtirish diskret va raqamli qurilmalarni tahlil etishda keng qo'llaniladi. Agar $\{x_k\} = (x_0, x_1, x_2, \dots)$ - sonlar ketma-ketligi qandaydir $x(t)$ signalning chekli va cheksiz ko'p oniy qiymatlari to'plami deb hisoblasak, unga manfiy darajali Z-kompleks o'zgaruvchi qatori yig'indisini mos qilib tanlaymiz:

$$X(Z) = x_0 + \frac{x_1}{z} + \frac{x_2}{z^2} + \dots = \sum_{k=1}^{\infty} x_k z^{-k}. \quad (17.33)$$

Bu holda, agar yig'indi mavjud bo'lsa (17.33) ifoda $\{x_k\}$ ning Z-almashtirishi deb ataladi. Bu tushunchaning kiritilishi natijasida diskret ketma-ketliklar xossalari ularning Z-almashtirishlarini oddiy matematik analiz usulidan foydalanib o'rganish mumkin.

(17.33) ifoda asosida chekli oniy qiymatlarga ega bo'lgan diskret signal Z-almashtirishni to'g'ridan-to'g'ri aniqlash mumkin. yagona oniy qiymatga ega bo'lgan $\{x_k\} = (1, 0, 0, 0)$ signalga $X(z) = 1$ mos keladi. Agar $\{x_k\} = (1, 1, 1, 0, 0, \dots)$ bo'lsa, u holda:

$$X(Z) = 1 + \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} = \frac{z^2 + z + 1}{z^2}. \quad (17.34)$$

Uzluksiz signallar Z-almashtirishi. Uzluksiz signalning $t = k\Delta t$ vaqtlardagi oniy qiymatlari to'plamini $\{x_k\}$ deb hisoblab, unga mos Z-almashtirishni tanlash mumkin, ya'ni

$$X(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} x(k\Delta t)z^{-k}. \quad (17.35)$$

Agar $x(t) = e^{\alpha t} = \exp \alpha t$ bo'lsa, unga quyidagi Z-almashtirish mos keladi:

$$X(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} \exp(\alpha k\Delta t)z^{-k} = \frac{Z}{z - \exp(\alpha\Delta t)}, \quad (17.36)$$

va $|z| > \exp(\alpha\Delta t)$ bo'lsa, uning analitik funksiyasi hisoblanadi.

Teskari Z-almashtirishi. Kompleks o'zgaruvchi z funksiyasi $X(z)$ doirasimon $|z| > R_0$ hududda analitik deb hisoblaymiz. Z-almashtirishning ajoyib xossalidan biri $X(z)$ funksiya uzluksiz signal cheksiz ko'p oniy qiymatlari (x_0, x_1, x_2, \dots) ni aniqlash imkonini beradi. Haqiqatdan ham (17.33) ning har ikki qismini z^{m-1} ga ko'paytiramiz:

$$X(z)z^{m-1} = x_0z^{m-1} + x_1z^{m-2} + x_2z^{m-3} + \dots + x_mz^{-1} + \dots \quad (17.37)$$

va (17.37) ning har ikki qismidan integral olamiz. Bunda integrallash yopiq konturi sifatida $X(z)$ ning hamma qutblarini o'z ichiga oluvchi yuza olinadi. Bunda Koshi teoremasining asosiy qoidasidan foydalanamiz.

$$\oint z^g dz = \begin{cases} 2\pi j, & \text{agar } g = -1; \\ 0, & \text{agar } g \neq -1. \end{cases} \quad (17.38)$$

(17.38) ifodaning o'ng tomoni m -tartib raqamli tashkil etuvchisidan boshqa hamma tashkil etuvchilari uchun nolga teng bo'ladi, ya'ni

$$x_m = \frac{1}{2\pi j} \oint z^{m-1} X(z) dz. \quad (17.39)$$

Ushbu formula teskari Z-almashtirishi deb ataladi.

17.2. Raqamli filtrlarning tuzilishi va asosiy tavsiflari

Raqamli filtr deb cheklangan farqlar tenglamasi algoritmini amalga oshiruvchi hisoblash qurilmasiga aytiladi.

$$y_r(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_r((k-m)T) - \sum_{i=1}^{l-1} b_i y_r((k-i)T), \quad (17.40)$$

bunda $x_r(kT)$ – kirish signali oniy qiymatlari, $y_r(kT)$ – chiqish signali oniy qiymatlari, a_m va b_i – koeffitsientlar, $T = \Delta t$ – diskretizatsiyalash oralig'i.

Chiziqli raqamli filtrlar quyidagi turlarga bo'linadi:

- a_m va b_i koeffitsientlari o'zgarmas bo'lgan va parametrlari o'zgaruvchan bo'lgan qurilmalar;
- raqamli norekursiv (transversal) filtrlar deb hamma koeffitsientlari $b_i = 0$ bo'lgan va chiqish signali faqat kirish signaliga bog'liq filtrlarga aytiladi;
- raqamli rekursiv filtrlar deb b_i koeffitsientlari nolga teng bo'lmagan, ya'ni chiqish va kirish orasida bog'lanishi bo'lgan filtrlarga aytiladi.

Dastlab o'zgarmas koeffitsientli raqamli norekursiv filtrlar tuzilishi va tavsiflarini ko'rib chiqamiz. Bu turli filtrlar uchun (17.40) ifoda asosida quyidagi cheklangan farq tenglamasini olamiz:

$$y_r(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_r((k-m)T). \quad (17.41)$$

(17.41) tenglamaga Z o'zgartirishni qo'llab norekursiv filtrning uzatish funksiyasi ifodasini olamiz:

$$K_H(Z) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m}. \quad (17.42)$$

(17.42) ifodada $z = e^{j\omega T}$ belgilanishini kiritib norekursiv raqamli filtr kompleks chastota xarakteristikasini ifodalovchi formulani quyidagi ko'rinishda ifodalaymiz:

$$K_H(j\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}. \quad (17.43)$$

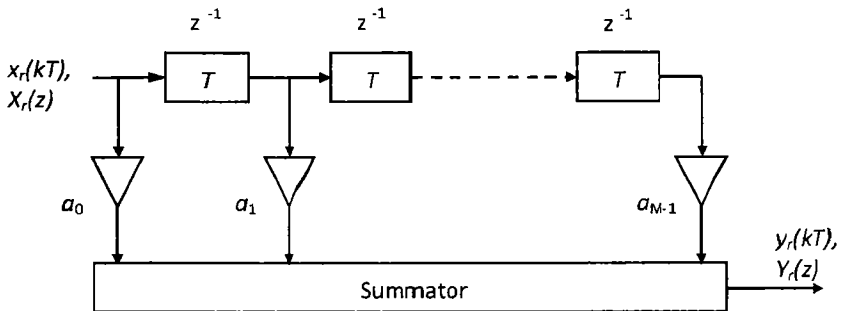
Norekursiv filtr amplituda-chastota xarakteristikasi (17.43) asosida quyidagicha aniqlanadi:

$$A_H(\omega) = |K_H(j\omega)| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \right|, \quad (17.44)$$

va uning faza-chastota xarakteristikasini ham (17.43) ifoda orqali aniqlaymiz:

$$\theta_H(\omega) = \arg K_H(j\omega) = \arg \left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \right| \quad (17.45)$$

(17.41) vaqt xarakteristikasida algoritmlarni bajarish norekursiv raqamli filtrning quyidagi strukturasi aks etiradi (17.6-rasm).



17.6-rasm. Raqamli norekursiv filtr strukturaviy sxemasi

17.6-rasmidagi sxemada T -zvenosi kirish signalini birlamchi analog (uzluksiz) signalni diskretlash oralig'i T vaqtga kechiktiradi. Ushbu T -zvenoning Z almashtirish natijasidagi ko'rinishi Z^{-1} shaklida bo'ladi.

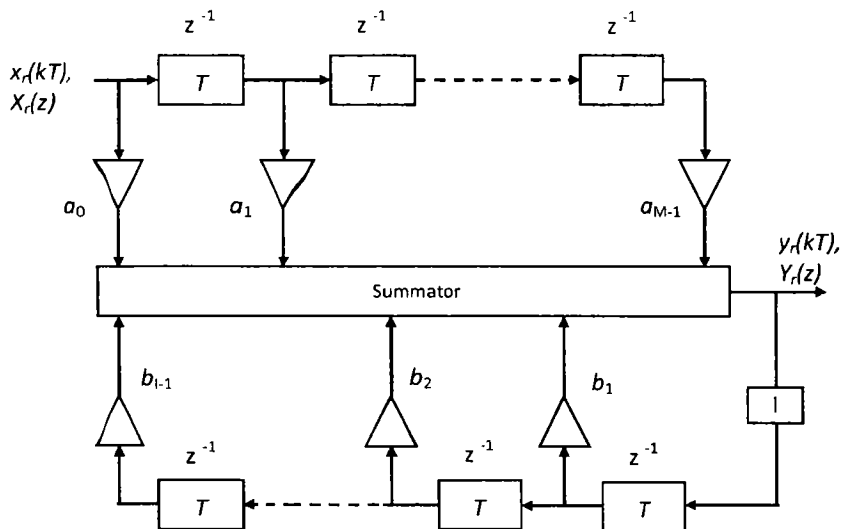
Raqamli filtrning impuls xarakteristikasi uning birlik impulsga aks ta'siriga teng bo'lib, natijada (17.41) tenglamaga o'xshash ko'rinishda bo'ladi:

$$K_H(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta((k-m)T), \quad (17.46)$$

bunda $\delta(k-mT)$ – birlik delta impuls.

Rekursiv filtr (17.40) cheklangan farqli tenglama bilan ifodalanadi. (17.40) tenglamani to'g'ridan-to'g'ri amalga oshirish 17.7-rasmda keltirilgan raqamli rekursiv filtr strukturaviy sxemasini keltirib chiqaradi.

Rekursiv filtrning no'kursiv filtdan farqi, unda filtrning chiqishi va kirishining teskari bog'lanishga egaligidir. Bu bog'lanish zanjiri raqamli filtr uning xarakteristikasining sifat bo'yicha yaxshilanishiga olib keladi. Teskari bog'lanish zanjirida kirish signali fazasini 180° ga o'zgartiruvchi "I" elementi bo'lib, u +1 impulsni -1 impulsiga aylantiradi va aksincha.



17.7-rasm. Raqamli rekursiv filtr strukturaviy sxemasi

(17.40) tenglamaga Z-almashtirishni qo'llab rekursiv filtr uzatish koeffitsienti ifodasini olamiz:

$$K_r(Z) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i z^{-i}\right)}. \quad (17.47)$$

(17.47) ifodaga $z = e^{j\omega T}$ ni kiritib rekursiv filtr kompleks chastota xarakteristikasini aniqlaymiz:

$$K_r(j\omega) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-jm\omega T}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)}. \quad (17.48)$$

(17.48) dan rekursiv filtr amplituda-chastota xarakteristikasini quyidagicha aniqlaymiz:

$$A_H(\omega) = |K_r(j\omega)| = \left| \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)} \right|. \quad (17.49)$$

Shuningdek (17.48) dan norekursiv filtr faza-chastota xarakteristikasi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\theta_r(j\omega) = \arg|K_r(j\omega)| = \arg \left| \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}}{\left(1 - \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)} \right|. \quad (17.50)$$

Teskari bog'lanish zanjirini uzib, raqamli rekursiv filtrning to'g'ri va teskari zanjirlarining impuls xarakteristikasini aniqlash mumkin. Bunda (17.46) ifodaga o'xshash bo'lgan ifodani olamiz:

$$K_A(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta((k-m)T), \quad K_B(kT) = \sum_{i=0}^{i-1} b_i \delta((k-m)T). \quad (17.51)$$

Rekursiv raqamli filtrning chastota xarakteristikasi diskret signal spektridek davriy bo'ladi, ammo takrorlanish chastotasi $F=1/T$ ga teng bo'lmaydi. Amplituda-chastota xarakteristikasi a_m va b_i koeffitsientlarga bog'liq ravishda o'zgaradi.

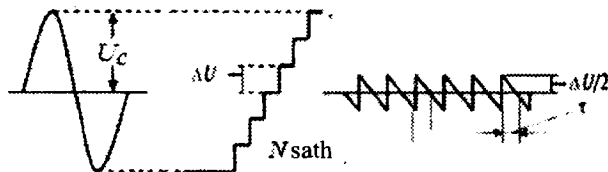
Norekursiv va rekursiv raqamli filtrlarning amplituda-chastota xarakteristikalarining farqlanishi (17.6 va 17.7-rasmlar), rekursiv filtda teskari bog'lanish zanjirining mavjudligi bilan asoslanadi. Natijada rekursiv filtr yordamida tor polosali amplituda-chastota xarakteristika olish mumkin, ammo uning faza-chastota xarakteristikasi tebranuvchan shaklga ega bo'ladi, natijada rekursiv raqamli filtrning generatsiya holatiga o'tish ehtimolligi oshadi.

Raqamli filtrlashda analog signallarni raqamliga o'zgartirishdagi kvantlar shovqinini ham e'tiborga olish kerak. Ushbu masalani ko'rib chiqamiz. Kvantlash natijasida analog signalning oniy qiymatlari ruxsat etilgan stahlar bilan

almashtiriladi va raqamlar bilan belgilanadi. Sathlar soni esa o'z navbatida ikkilik kod bilan kodlanadi. Bunda signalning umumiy sathi va uning qarshiligi 1 Om bo'lgan yuklamada hosil qiladigan quvvati (17.8-rasm) quyidagiga teng bo'ladi:

$$U_s = \frac{N\Delta U}{2}, \quad P_s = \frac{U_s^2}{2} = \frac{N^2\Delta U^2}{8}, \quad (17.52)$$

bunda N – kvantlangan sathlar soni va ΔU – ikki qo'shni kvantlash sathi orasidagi farq.



17.8-rasm. Kvantlar shovqinini aniqlashga doir

Oddiy qaraganda kvantlash xatoligi ikki qo'shni kvantlash sathi orasidagi farq ΔU ning yarmidan oshmaydi va takrorlanuvchi arrasimon bo'ladi, ya'ni $u_u(t) = U_{sh}(t/\tau)$ (17.8-rasm). Bu xatolikni kvantlash shovqini yoki xalaqit deb hisoblash mumkin. Ushbu kvantlash xalaqitining qarshiligi 1 Om bo'lgan yuklamadagi quvvati

$$P_{sh} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} u_u^2(t) dt = \frac{U_{sh}^2}{\tau^3} \int_0^{\tau} t^2 dt = \frac{U_{sh}^2}{3} = \frac{\Delta U^2}{12}. \quad (17.53)$$

(17.52) va (17.53) ifodalardan foydalanib raqamli filtr chiqishidagi foydali signalni xalaqitga nisbatini aniqlash mumkin,

$$q^2 = \frac{P_s}{P_{sh}} = \frac{N^2\Delta U^2/8}{\Delta U^2/12} = \frac{3}{2}N^2 \approx 2^{2n} \text{ yoki } (q^2) = 10\text{kg}(2^{2n}) = 6n \text{ (dB)}. \quad (17.54)$$

Shunday qilib signal-xalaqit nisbati bir kvantlash razryadi kvantlash shovqini ta'sirida 6 dB bo'ladi.

Raqamli filtr sifatida (17.40) va (17.41) cheklangan farqli tenglamadagi algoritmlarni amalga oshiruvchi maxsus signal protsessorlaridan foydalanish mumkin. signal protsessorlari bir vaqtning o'zida ARO' va RAO' vazifalarini ham bajaradi.

Nazorat savollari

1. *Impuls modulyatori strukturaviy sxemasini chizing va tushuntiring.*
2. *Kotelnikov teoremasini tushuntirib bering.*
3. *AIM va ShIM signallar vaqt diagrammalarini chizing.*
4. *ChIM va FIM signallar vaqt diagrammalarini chizing.*
5. *Modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi spektral zichligi ifodasini yozing va tushuntiring.*
6. *Diskretizatsiyalangan signallarni qayta tiklash jarayoni qanday bo'ladi?*
7. *Diskretizatsiyalangan signallarni qayta tiklash qurilmasi chiqishidagi signal shaklini $RC=\tau$ ga bog'liqligini tushuntiring.*
8. *Analog signal spektrini uning diskret oniy qiymatlari orqali aniqlash jarayonini tushuntiring.*
9. *Fure diskret almashtirishi nima?*
10. *Fure diskret almashtirishi asosiy xossalari aytib bering.*
11. *Fure teskari almashtirish nima?*
12. *Z-almashtirish nima va uning asosiy xossalari aytib bering.*
13. *Raqamli filtr qaynday qismlardan iborat.*
14. *Raqamli filtrlarda ARO' va RAO' qurilmalari qanday vazifani bajaradi?*
15. *Kvantlash jarayoni nima, kvantlash shovqini raqamli filtrlashga qanday ta'sir qiladi?*
16. *Norekursiv filtr ishlash jarayonini tushuntiring?*
17. *Rekursiv filtr ishlash jarayonini tushuntiring?*
18. *Rekursiv va norekursiv filtrlar asosiy xossalari taqqoslang.*

18. AXBOROTLARNI KRIPTOHIMOYALASH

18.1. Asosiy tushunchalar va ta'riflar

Kriptologiya axborotlarni matematik usullar yordamida o'zgartirib himoyalash haqidagi fandır. Kriptologiya ikki yo'nalishga ega: kriptografiya va kriptotahlil.

Kriptografiya axborotlarni maxfiylashtirish va autentifikatsiyalashni ta'minlovchi o'zgartirishlarni o'rganadi. Maxfiylashtirish bu o'zgartirilgan axborotdan qo'shimcha axborotlarsiz dastlabki axborotlarni olib bo'lmasligini ta'minlaydi. Autentlik olingan axborot butunligini va muallifning haqiqiyilgini bildiradi.

Kriptotahlil – axborotning maxfiyligini va autentligini shifrlash kalitini bilmagan holda buzuvchi matematik usullarni birlashtiradi. Kriptologiya bajaradigan vazifaga mazmunan yaqin, ammo unga kirmaydigan bir qator fanlar bor. Masalan, stegapografiya axborot majmuasining yashirilganligini ta'minlash bilan shug'ullanadi. Aloqa kanallarida xalaqit ta'sirida bo'lgan axborotlarning butunligini ta'minlash esa xalaqitbardosh kodlash nazariyasi vazifasiga kiradi. Xuddi shuningdek axborotlarni siqish matematik metodlari ham kriptologiya faniga yaqin turadi.

Zamonaviy kriptografiya quyidagi to'rt qismdan iborat:

- simmetrik kriptotizimlar;
- ochiq kalitli kriptotizimlar;
- elektron imzo tizimi;
- kalitlarni boshqarish.

Kriptografiyadan foydalanishning asosiy yo'nalishlaridan biri bu axborotlarni aloqa kanallari orqali maxfiylashtirilgan shaklda uzatish (misol uchun elektron pochta), qabul qilingan axborotlarning haqiqiyilgini ta'minlash, axborotlarni (ma'lumotlar bazasini, xujjatlarni) maxsus qurilmalarda shifrlangan shaklda saqlashdan iborat.

Shifrlash va aks shifrlash talab etiladigan axborot, shu bilan birga elektron imzo ham ma'lum bir alfavit asosida tuzilgan matn deb hisoblanadi. Bunda shifrlash, aks shifrlash, matn va alfavit degan atamalar quyidagilarni anglatadi.

Alfavit bu axborotlarni kodlashda foydalaniladigan, bir-biridan farqlanuvchi elementar signallar to'plamidir.

Matn – alfavit elementlarining tartiblashtirilgan to'plamidir.

Zamonaviy axborot tizimlarida (AT) foydalanilayotgan alfavitlarga misol tariqasida quyidagilarni keltirish mumkin:

- Z33 – alfaviti – 32 ta rus alfaviti harflari;
- Z256 – standart kod ASCP va KOI-8 larga kiruvchi belgilar (simvollar);
- $Z_2=(0;1)$ – ikkilik alfaviti;
- Sakkizlik va o'noltilik alfavitlar.

Shifrlash bu ochiq matnlarni shifr asosida o'zgartirish jarayoni hisoblanadi. Ba'zan “ochiq ma'lumotlar” atamasi o'miga “ochiq matn” va “dastlabki matn”,

shifrlangan ma'lumotlar atamasi o'rniga esa "shifrlangan matn" atamasidan foydalaniladi.

Aks shifrlash jarayoni shifrlash jarayoniga teskari bo'lib, natijada shifrlangan ma'lumotlar kalit yordamida ochiq matnga aylantiriladi. Ba'zan adabiyotlarda "deshifrovaniye" atamasi ham uchraydi, bu jarayon shifrlangan ma'lumotlardan kalitsiz maxfiylashtirilgan matnni kriptotahlil asosida tiklash tushuniladi.

Kriptografiyada shifr deganda shifrlash va aks shifrlash tushuniladi. Kriptografik tizim yoki shifr ochiq matnni maxfiylashtirishda to'g'ri va teskari o'zgartirishlar orqali amalga oshirishi mumkin bo'lgan o'zgartirishlar to'plami biron-bir tashkil etuvchisi k orqali belgilanadi, ya'ni T_k shaklida " K " – odatda kalit deb ataladi. T_k o'zgartirish " K " kalitga mos keluvchi algoritm va qiymat orqali aniqlanadi.

Kalit – kriptografik o'zgartirish algoritmining ma'lum ko'rsatkichlarini o'z ichiga oladi, ya'ni umumiy to'plam T ning ma'lum biridan foydalanish imkoniyatini beradi. Ushbu kalitning maxfiyligi shifrlangan ma'lumotdan birlamchi matnni qayta tiklash imkoniyatini bermasligi kerak.

Kalit fazosi deganda kalitning turli qiymatlari to'plami anglanishi kerak. Odatda kalit alfavitdagi bir necha harflar ketma-ketligidan iborat bo'ladi. Kalit va "parol" bir-biridan farq qiladi. "Parol" ham alfavit bir necha harflaridan tashkil topgan bo'ladi, ammo u aks shifrlash uchun emas, undan sub'ektlarni bir-biriga taqqoslashda (identifikatsiyalash) foydalaniladi.

Kriptotizimlar ikki turli bo'ladi: simmetrik va asimmetrik (yoki ochiq kalitli). Simmetrik kriptotizimlarda shifrlash va aks shifrlashda yagona bir kalitdan foydalaniladi. Ochiq kalitli kriptotizimlarda ikkita kalitdan foydalaniladi: ochiq (ommaviy) va yopiq (maxfiy) kalit bo'lib, ular bir-biri bilan matematik bog'liqlikka ega bo'ladi.

Axborot hamma foydalanishi mumkin bo'lgan ochiq kalit orqali shifrlanadi, aks shifrlash esa faqat axborot oluvchiga ma'lum bo'lgan yopiq kalit orqali aks shifrlanadi.

"Kalitlarni birlashtirish" va "kalitlarni boshqarish" jarayoni axborotga ishlov berish bilan bog'liq bo'lib, bunda kalitlarni yaratish va ularni tizimdan foydalanuvchilarga taqsimlash nazarda tutiladi.

Elektron (raqamli) imzo (ERI) deb, uning matniga kriptografik usulda o'zgartirilgan shaklini birlashtirish orqali matnni boshqa foydalanuvchi olganda muallifi va xabarning asliga mosligini tekshirish tushuniladi.

18.2. Kriptotizimlarga asosiy talablar

Ma'lumotlarni kriptografik maxfiylashtirish texnik qurilmalar va dasturlash asosida amalga oshirilishi mumkin. ma'lumotlarni qurilma yordamida maxfiylashtirish katta mablag' talab qiladi, ammo u yuqori tezlikka ega, sodda, himoyalanganlik va shu kabi bir qator afzalliklarga ega. Maxfiylashtirishni dastur

asosida amalga oshirish qulay va foydalanishda kerak hollarda dasturga zudlik bilan o'zgartirish kiritish imkoniyatini beradi.

Zamonaviy axborotlarni himoyalash kriptografik tizimlari quyidagi keltirilgan umumiy talablarga javob berishi kerak:

1. Shifrlash algoritmini bilish shifr kriptomustaxkamligini kamaytirmasligi kerak. Ommaviy shaklda foydalaniladigan kriptotizimlar ham albatta ushbu talabga javob berishi shart. Ushbu talabni bajarmasligi GSM mobil aloqa tizimida va DVD disklar himoyasida bajarilmasligi nima oqibatlariga olib kelishi bunga misol bo'ladi;

2. Shifrlangan xabarni faqat kalit ma'lum bo'lgandagina o'qish mumkinligini ta'minlashi kerak;

3. Shifr buzuvchiga yetarli darajadagi birlamchi ko'rsatkichlar va ularga mos shifrlangan ma'lumotlar ma'lum bo'lganda ham kriptomustahkamlikni yo'qotmasligi kerak;

4. Axborotni aks shifrlash uchun turli kalitlardan foydalanib bajariladigan amallar soni zamonaviy kompyuterlar ta'minlaydigan imkoniyatlardan yuqori bo'lishi (bunda bir necha kompyuterlardan iborat bo'lgan tarmoq ham nazarda tutiladi) yoki yuqori unumdorlikka ega bo'lgan maxsus kompyuterlardan iborat bo'lgan hisoblash tizimi yaratilishini talab etishi kerak;

5. Kalitga yoki birlamchi mantga uncha katta bo'lmagan o'zgartirish kiritilishi shifrlangan matn ko'rinishini sezilarli o'zgarishiga olib kelishi kerak;

6. Shifrlash algoritmi tarkibiy tashkil etuvchilari bir xil, o'zgarmas bo'lishi kerak;

7. Shifrlangan matn hajmi (uzunligi) birlamchi matn hajmi (uzunligiga) teng bo'lishi kerak;

8. Shifrlash jarayonida xabarga kiritiladigan qo'shimcha bitlar (elementlar) shifrlangan matnda to'liq va mustahkam yopiq bo'lishi kerak;

9. Shifrlash jarayonida ketma-ket foydalaniladigan kalitlar orasida sodda va oson aniqlanadigan bog'lanishlar bo'lmamasligi kerak;

10. Kalitlar fazasi (to'plami) dagi hamma kalitlar axborotlarni bir xil himoyalash imkoniyatiga ega bo'lishi shart.

Kriptografiya vazifalarini aniq va to'liq tasavvur etish uchun kriptotahlil haqida quyidagi ma'lumotlarga ega bo'lish kerak. Kriptotahlilda asosiy shaxs (yoki gurux) bu shifrlangan matnni buzuvchi(lar) hisoblanadi. Kriptotahlilni amalga oshiruvchi shaxs (gurux)ning maqsadi kriptografik usul bilan himoyalangan xabarlarni o'qish yoki qalbakilashtirish hisoblanadi.

Himoyalangan (shifrlangan) matnni ochish yoki qalbakilashtiruvchi uchun bir qator ko'rsatkichlar ma'lum bo'lib, shular matematik yoki boshqa tur usullar uchun asos hisoblanadi. Shifrlangan matnni buzuvchi shifrlash yoki elektron raqamli imzo algoritmini va uni ma'ulm bir holatda amalga oshirishni biladi, ammo kalitni bilmaydi. Shifrlangan matnni buzuvchida hamma shifrlangan matnlar bor, u bundan tashqari bir qism birlamchi matnga va unga mos (tegishli) shifrlangan matnga ham ega.

Shifrlangan matni buzuvchi o'z ixtiyorida xabar ochilgandan so'ng olinadigan axborotning tan narxini qoplovchi miqdorda hisoblash texnikasiga, tegishli sondagi xizmatchilar va vaqt sarflash imkoniyatiga ega. Shifrlangan matni buzuvchini bundan so'ng kriptotahlilchi deb ataymiz.

Foydalanilayotgan shifr kriptomustahkamligini tahlil etishda inson faktorini ham e'tiborga olish kerak. Masalan, kerakli axboroti bor shaxsni ma'lum miqdordagi mablag' hisobiga yollab, undan maxfiy axborotni olish – shifrn buzish uchun yaratiladigan superkompyuterga qaraganda kam mablag' talab etishi mumkin.

Shifrlangan matni ochish (o'qish) yoki uni qalbikilashtirish va kalitni kriptotahlil yordamida hisoblash kriptoxujum yoki shifrga hujum deb ataladi. Muvaffaqiyatli, samarali kriptoxujumni buzish (ochish) deb ataladi. Kriptotahlilchiga ma'lum axborotlar hajmiga qarab kriptoxujum bir necha turga bo'linadi.

Shifrlangan matnga xujum (1-bosqich $K \times 1$). Kriptotahlilchiga hamma yoki bir qism shifrlangan xabar ma'lum.

Birlamchi matn – shifrlangan matnga xujum (2-bosqich $K \times 2$). Kriptotahlilchi (xujumchi) ga hamma yoki bir qism shifrlangan xabar va uning birlamchi matni ma'lum.

Birlamchi matn va shifrlangan matnga (3-bosqich $K \times 3$). Kriptoxujumchi birlamchi matni tanlash imkoniyatiga, ushbu matnning shifrlangan matnini olishi va ular orasidagi bog'lanishlar asosida kalitni hisoblab topishi mumkin.

Hamma zamonaviy kriptotizimlar yuqori mustahkamlikka ega, shu jumladan 3-bosqich $K \times 3$ xujumga ham, hattoki kriptoxujumchi shifrlash qililmasiga ega bo'lgan holatda ham.

Kriptomustahkamlik – bu shifrn kalitsiz aks shifrlashdan saqlanish darajasini belgilaydi, ya'ni kriptoxujumga chidamliligini bildiradi.

Kriptomustahkamlik har qanday kriptotizimning asosiy ko'rsatkichi hisoblanadi. Kriptomustahkamlikning asosiy ko'rsatkichlari sifatida quyidagilarni tanlash mumkin:

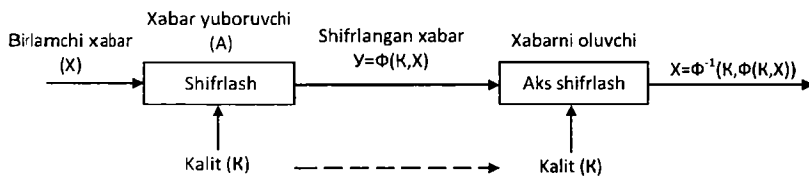
- turli kalitlar soni yoki berilgan vaqt davomida shifrlangan matni ochadigan kalitni topish;
- berilgan ehtimollik bilan shifrn buzish uchun bajariladigan tadbirlar soni yoki talab etiladigan vaqt;
- kalit haqidagi axborotni hisoblash uchun yoki birlamchi matni olish uchun talab etiladigan mablag'.

Ushbu ko'rsatkichlar kriptoxujum qaysi bosqichda amalga oshirilishi mumkinligini ham e'tiborga olishi kerak.

Shuni ham bilib qo'yish kerakki kriptografiya usuli bilan axborotni himoyalash, faqatgina shifrn kriptomustahkamligiga bog'liq bo'lmagan balki bir qator boshqa ko'rsatkichlarga ham bog'liq, shu jumladan kriptotizimni qurilma yoki dastur shaklida amalga oshirishga ham bog'liq.

18.3. Simmetrik kriptotizimlarning asosiy turlari

Shifrlash va aks shifrlash uchun yagona kalitdan foydalanishga asoslangan kriptotizimlar simmetrik kriptotizimlar deb ataladi (18.1-rasm).



18.1-rasm. Simmetrik kriptotizim strukturaviy sxemasi

Bu kriptotizimdan foydalanuvchilar dastlab har ikki tomon maxfiy kalitni olishlari kerak. Bunda uzatilayotgan xabarga xujum qiluvchining kalitga ega bo'lishiga yo'l qo'ymaslik chora-tadbirlari ko'rilishi kerak.

Turli simmetrik kriptotizimlar quyidagi asosiy toifalarga asoslangan bo'ladi.

Bir va bir necha alfavitlar almashtirishlari.

Bir (mono) alfavitli almashtirishdan foydalanilganda birlamchi matn alfavitidagi belgi (harf)lar ushbu alfavitning boshqa belgilariga yetarli darajada murakkab qoida asosida almashtiriladi. Bir alfavitli almashtirishdan foydalanilganda birlamchi xabarning har bir belgisi shifrlangan matnning belgisiga yagona bir qonuniyat asosida almashtiriladi. ko'p alfavitli almashtirishda o'zgartirish qonuni belgidan belgiga o'tishda o'zgarib boradi. Tanlangan alfavitga bog'liq holda shifrn bir yoki ko'p alfavitli deb qarash mumkin.

O'rin almashtirish.

Murakkab bo'lmagan kriptografiya usuli bo'lib, birlamchi matn belgilari o'rni ma'lum bir qonuniyat asosida o'zgartiriladi. O'rin almashtirish usuli yordamida shifrlash kriptohimoyalanganlik darajasi yuqori bo'lmaganligi uchun undan hozirgi vaqtda deyarli foydalanilmaydi.

Blokli shifrlar.

Kriptografiya usulidan foydalanilganda birlamchi matn ma'lum davomiylikdagi qismlari matnni qayta tiklash imkoniyatini beruvchi o'zgartirishlar kiritiladi. Blokli shifrlashda birlamchi matndagi bir necha belgilar ma'lum qonuniyat asosida bir yoki ko'p alfavitli asosda almashtiriladi. Hozirda blokli shifrlash amaliyotda keng tarqalgan. Rossiya va AQSh shifr standartlari xuddi ana shu blokli shifrlashga asoslangan.

Gammalashtirish usulidan foydalanganda birlamchi matn kriptografik o'zgartirishda birlamchi matn belgilari tasodifiysimon impulslar ketma-ketligi bilan modul bo'yicha alfavit quvvatiga teng shaklda qo'shiladi. Bunda tasodifiysimon impulslar ketma-ketligi ma'lum bir qonuniyat asosida yaratiladi. Gammalashtirishni to'liq ma'noda kriptografiyaning alohida usuli deb hisoblash kerak emas, masalan, tasodifiysimon impulslar ketma-ketligi blokli shifrlar yordamida ham yaratilish mumkin.

Agar impulslar ketma-ketligi haqiqiy ma'noda tasodifiy, ya'ni qandaydir fizik qurilma yordamida yaratilsa va uning bo'laklaridan faqat bir marta foydalanilsa, u holda bir martali kalitli kriptotizimdan foydalangan bo'lamiz.

18.4. Blokli shifrlar haqida umumiy tushunchalar

N razryadli blok deganda nol va birlardan iborat bo'lib, uzunligi N^3 bo'lgan ketma-ketlikni tasavvur etish kerak, ya'ni

$$X = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}) \in Z_{2,N}, \quad (18.1)$$

bunda X va $Z_{2,N}$ larni vektor yoki ikkilik butun son deb hisoblash mumkin.

$$\|X\| = \sum_{i=0}^{N-1} x_i 2^{N-i-1}. \quad (18.2)$$

$\pi \in SYM(Z_{2,N})$ da $\pi: x \rightarrow y$ bo'lsa va $x = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1})$, $y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1})$ bo'lsa uni blokli shifr deb ataladi. Blokli shifr umuman olganda o'rin almashtirish usulining xususiy shakli bo'lib, uni alohida o'rganishni talab qiladi, chunki ko'pgina axborot uzatish tizimlarida foydalaniladigan simmetrik shifrlar blokli shifr bo'lib, ularni algoritmik asosda ifodalash oddiy o'rin almashtirish deb qarashdan ko'ra afzalroq. Shifrlash nazariyasida umumiy kombinatsiyalar $Z_{2,N}$ dan ajratilgan bir qismigina π bilan belgilanadi, ya'ni $\pi \in SYM(Z_{2,N})$.

Agar $\pi \in SYM(Z_{2,N})$ uchun $\pi(x_i) = y_i$ ($0 \leq i < m$) deb hisoblab birlamchi matn $X = \{x_i, x_i \in Z_{2,N}\}$ va shifrlangan matn uchun esa $Y = \{y_i\}$ deb hisoblasak, u holda $\pi(x)$ (agar $x \in \{x_i\}$) haqida nimalarni aytish mumkin. π almashtirishlar umumiy $Z_{2,N}$ almashtirishlarning bir qismi bo'lgani uchun y_i lar turlicha bo'ladi va $\pi(x_i) \notin y_i$ holati paydo bo'ladi, chunki $x \in \{x_i\}$. Bundan tashqari umumiy o'rin almashtirishlar $SYM(Z_{2,N})$ dagi $(2^N)!$ dan $(2^N - m)!$ qismi quyidagi tenglikka javob beradi, ya'ni

$$\pi(x_i) = y_i \quad (0 \leq i < m). \quad (18.3)$$

Takroran eslatamiz, π umumiy o'rin almashtirishlar $SYM(Z_{2,N})$ ning elementi hisoblanadi. Agar $SYM(Z_{2,N})$ ning bir qismini Π ga tegishli bo'lsa, u holda aniqroq hulosa chiqarish mumkin. masalan, agar $\Pi = \{\pi_j; 0 \leq j < 2^N\}$, $\pi_j = (i + j) \pmod{2^N}$, ($0 \leq i < 2$) bo'lsa, u holda $\pi(x)$ ning qiymati berilgan x uchun π ning qiymatini aniqlash imkonini beradi. Bu holda X Sezar o'rin

almashtirishlari $Z_{2,N}$ ning bir qismini tashkil etadi, ya'ni $SYM(Z_{2,N})$ ning bir qismini anglatadi.

Ushbu xossaning kriptografik ma'nosi quyidagicha: agar birlamchi matn to'liq simmetrik to'plamdan bir qismini bo'lgan π dan foydalanib amalga oshirilsa, u holda birlamchi va shifrlangan matnlarni taqqoslash asosida ish yurituvchi kriptoxujmchi $y \notin \mathcal{Y}$, dagi birlamchi axborotni aniqlash imkoniyatiga ega bo'lmaydi.

Agar birlamchi matnni shifrlash uchun umumiy $\Pi \in SYM(Z_{2,N})$ ning bir qismi π dan foydalanilsa, u holda P o'rin almashtirishlarni blokli shifrlar tizimi yoki blokli o'rin almashtirishlar tizimi deb ataymiz. Blokli shifrlar tizimi $Z_{2,N} = Z_{2,N}$ alfavitning xususiy bir alfavitli holati deb hisoblanadi.

Axborot uzatish qurilmalarida blokli shifrlardan bir vaqtning o'zida ko'p xabar uzatuvchilar foydalanadilar. Blokli shifrlarning kalit tizimi simmetrik ko'plik $Z_{2,N}$ ning bir qismi $\Pi(K)$ dan iborat bo'ladi, ya'ni $\Pi(K) = \{\pi\{k\} : k \in K\}$ bo'lib, k kalit hisoblanadi va K kalitlar umumiy fazosi (majmuasi) hisoblanadi. Bunda turli kalitlar $Z_{2,N}$ o'rin o'lmashtrishlariga mos kelishi talab etilmaydi.

Blokli shifrlarning $\Pi(K)$ kalitlar tizimidan quyidagicha foydalaniladi. Xabar uzatuvchi i va oluvchi j umumiy kalitlar K dan yagona k kalitdan foydalanish haqida kelishib oladilar va tanlangan kalitdan foydalanib birlamchi matn shifrlanadi va uzatiladi. $Y = \pi\{K, x\}$ shaklidagi yozuv N razryadli blokdan va kalit k dan foydalanib shifrlash amalga oshirilganligini bildiradi.

Faraz qilaylik kriptoxujmchiga:

- kalitlar fazosi (majmuasi) ma'lum;
- kalit K qiymati asosida $P(K)$ o'rin almashtirishlarni aniqlash algoritmi ma'lum;

- foydalanuvchi qaysi bir kalitni tanlagani noma'lum bo'lsin.

U holda kriptoxujmchi da uzatilgan matnni buzish (ochish) uchun qanday imkoniyatlar borligini ko'rib chiqamiz.

- Foydalanuvchi i yoki j ning kalitni saqlashga mas'uliyatsizligidan foydalanib kalitni olish;

- Foydalanuvchi i tomonidan foydalanuvchi j ga telefon yoki kompyuter tizimi orqali uzatilayotgan shifrlangan xabar Y ni noqonuniy ravishda qabul qilib olib, kalitlar to'plami K dagi turli kalit k lardan foydalanib uni o'qishga erishish;

- Birlamchi va shifrlangan matnlardan foydalanib $(X \leftrightarrow Y)$ kalit tanlash usulidan foydalanish;

- Birlamchi va shifrlangan matnlarni kriptotahlil qilishda birlamchi matn X va shifrlangan matn Y orasidagi bog'liqliklardan foydalanib kalit k ni aniqlash;

- Birlamchi va shifrlangan matnlarda N razryadli bloklarning takrorlanish chastotasi ro'yxatini tuzish orqali ehtimolligi yuqori so'zlarni qidirishni amalga oshirish. Buning uchun quyida gi axborotlardan foydalanish mumkin:

- Assembler dasturida tuzilgan listing kuchli ifodalangan strukturalashgan formatga ega bo'lishidan;
- Chizma va tovush signallarining raqamli shaklda ifodalanganda, unda foydalaniladigan belgilar cheklangan bo'lishidan.

Misol uchun $N = 64$ va $SYM(Z_{2,N})$ elementlarning har biridan o'rin almashtirishlarda foydalanish mumkin bo'lsa, u holda kalitlar umumiy soni $K = SYM(Z_{2,N})$ bo'ladi. U holda 2^{64} ta 64 razryadli bloklar hosil bo'ladi;

- Kriptoxujumchi $2^{64} = 1,8 \times 10^{19}$ qatordan iborat bo'lgan ro'yxatni nazorat qila olmaydi.

• 2^{64} ta kalitlarning har biridan alohida-alohida foydalanib shifrlangan matnni ochishga ulgurmaydi, ba'zi N razryadli bloklar $\pi\{k, x\} = y_i, (0 \leq i < m)$ uchun birlamchi va shifrlangan matndagi o'xshashliklarni aniqlagan holda ham qolgan $x \notin \{x_i\}$ lar uchun $\pi\{k, x\}$ bloklari noma'lumligicha qoladi, natijada kriptoxujumchi axborotni ochish imkoniyatiga ega bo'lmaydi.

Alfavit $Z_{2,64}$ va kalitlar fazasi (majmuasi) $K = SYM(Z_{2,64})$ bo'lgan shifr bloklari yordamida shifrlash tizimi bo'linmas bo'ladi, ya'ni hamma 64 razryadli 2^{64} kalitlardan har biri orqali shifrlangan matnni ochish kriptoxujumchi imkoniyati darajasida bo'lmaydi.

Odatda kriptotizimni yaratgan va uni ochishga urinadigan kriptoxujumchi bir xil qiyinchilikka ega bo'ladi: kriptotizimdan foydalanuvchi hamma 2^{64} o'rin almashtirishlardan foydalana olmaydi, kriptoxujumchi esa hamma 2^{64} ta kalitlardan foydalanib shifrlangan matnni ochishga vaqt imkoniyati yo'q. Shunday qilib 2^{64} razryadli shifr bloklarining hammasidan shifrlashda foydalanilmaydi. Demak yaxshi blokli shifrlarga quyidagi asosiy talablar qo'yilishi kerak:

- $N \geq 64$ bo'lishi kerak, bu holda hama 2^{64} shifr bloklari ro'yxatini tuzish va undan foydalanish qiyinlashadi (AQShda foydalaniladigan shifr davlat standartida $N = 128$ etib qabul qilingan);

- Kalitlar fazosi (majmuasi) shuncha ko'p bo'lishi kerakki u kriptoxujumchiga kalitlarni tanlash yo'li bilan shifrlangan matnni ochish imkoniyatiga ega bo'lmasin;

- Birlamchi va shifrlangan matn uchun $\pi\{k, x\} : x \rightarrow y = \pi(k, x)$ bog'liqligi shunday murakkab bo'lishi kerakki, birlamchi va shifrlangan matn orasidagi bog'liqlikning bir qismi ma'lum bo'lgan holda ham analitik va statistik usullardan foydalanilgan taqdirda ham shifr kalitni topish mumkin bo'lmasin.

18.5. Blokli shifrlarni generatsiyalash

Blokli yaratishning eng ko'p tarqalgan usullaridan biri Feystal tarmog'idan foydalanish hisoblanadi. Feystal tarmog'i deganda har qanday funksiyani (bog'liqlikni) F funksiya yordamida ko'p sonli bloklar orqali almashtirish tushuniladi.

Bu quilib Xors Feystal tomonidan ixtiro qilingan bo'lib, AQSh (DES) va Rossiyada (GOST 28147-89) qabul qilingan shifrlash standartiga asos qilib olingan. Feystal tarmog'ining asosini tashkil etuvchi F funktsiya noxiziqli bo'lib, amalda hamma holatlarda ham qaytalanmaydi.

F funktsiyani quyidagi ko'rinishda ifodalash mumkin:

$$F: Z_{2, N/2} \times Z_{2, k} \rightarrow Z_{2, N/2} \quad (18.4)$$

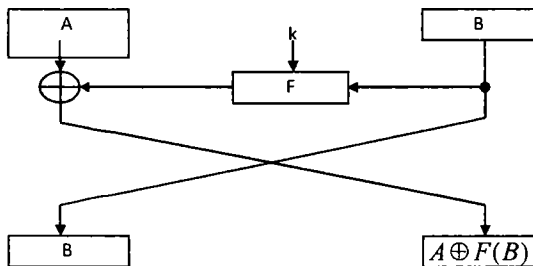
bunda N – o'zgartiriladigan matn davomiyligi (uzunligi) bo'lib, u juft bo'lishi shart; k – kalit sifatida foydalaniladigan axborot bloki davomiyligi (uzunligi).

X ni matn to'liq bloki deb hisoblab, uni ikkita bir hil davomiylidagi nim bloklar shakliga keltiramiz, ya'ni $X = \{A, B\}$. U holda Feystal tarmog'i bir qismi davomiyligi quyidagicha aniqlanadi:

$$X_{i+1} = B_i \parallel (F(B_i, K_i) \oplus A_i), \quad (18.5)$$

bunda $X_i = \{A_i, B_i\}$ – konketatsiya amali va \oplus – bitlar orqali hisobdan chiqaruvchi (YOKI) amalini bildiradi.

Feystal tarmog'ining ishlash jarayonini tushuntiruvchi sxema 18.2-rasmda keltirilgan. Feystal tarmog'i cheklangan sonli iteratsiyalardan iborat bo'lib, iteratsiyalar soni yaratilishi kerak bo'lgan shifr kriptomustahkamligiga bog'liq bo'ladi. Oxirgi iteratsiya amali bajarilgandan so'ng nim bloklar o'zini almashtirish kerak emas, chunki bu amal shifrnin kriptomustahkamligiga a'sir etmaydi.



18.2-rasm. Feystal tarmog'i iteratsiya amalini bajarish strukturaviy sxemasi

Ushbu tarkibdagi shifr bir qator afzalliklarga ega bo'lib, ular quyidagilardan iborat:

- Shifrlash va aks shifrlash amallari bir-biriga mos keladi, faqatgina kalit haqidagi axborotdan teskari tartibda foydalaniladi;
- Shifrlash va aks shifrlash qurilmalarida bir xil bloklardan foydalanish mumkin.

Ushbu usulning kamchiligi har bir iteratsiyadan so'ng ishlov berilayotgan matnning faqat bir qismi o'zgaradi, natijada kriptomustahkamlikni ta'minlash uchun iteratsiyalar sonini ko'paytirish talab etiladi.

F funksiyani tanlashga nisbatan aniq bir talab yo'q, ammo bu funksiya kalitga bog'liq ravishda nochiziqli almashtirishlarni, aralashtirishlarni va siljitish amallarini bajarishni ta'minlashi shart.

Blokli shifrlarni yaratishning yana bir usuli kalitga bog'liq qaytalanuvchi o'zgartirishlarni amalga oshirish hisoblanadi. Bu usuldan foydalanilganda har bir iteratsiya amali bajarilganda shifr to'liq o'zgaradi, buning natijasida iteratsiya amallari soni kamayadi. Har bir iteratsiya ma'lum bir amallarni bajarish ketma-ketligidan iborat (odatda bu jarayon "qavatlar" deb ataladi). Odatda qaytalovchi nochiziqli qavatlarni almashtirish, chiziqli almashtirish qavati va bir yoki ikki qavat kalitni aralashtirishdan iborat bo'ladi. Bu usulning kamchiligi undan foydalanilganda shifrlash va aks shifrlashni amalga oshirishda bir xil bloklardan foydalanish mumkin emas, natijada apparatni yoki dasturni amalga oshirish uchun talab etiladigan sarf-xarajatlar miqdori oshadi.

18.6. DES shifrlash usuli va uning turlari

Amerika qo'shma shtatlarida foydalaniladigan ma'lumotlarni maxfiylashtirish (yopish)ning 1978 yilda qabul qilingan DES (Data Encryption Standard) standarti blokli shifrlash turiga kiradi. Bu standartdan foydalanish yuqori texnik va dasturiy samaradorlikni ta'minlash bilan birga, sekundiga bir necha megabayt axborotni shifrlash imkoniyatiga ega.

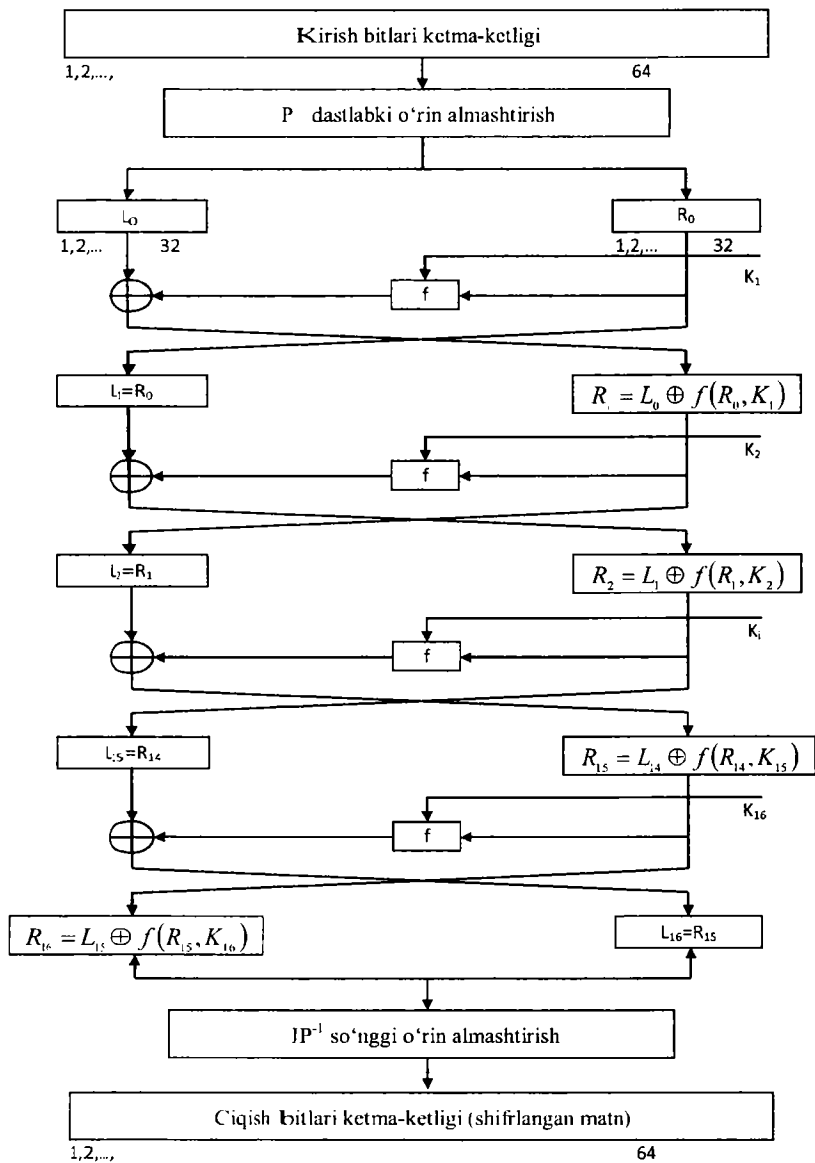
DES shifri 33 ta shakl o'zgartirish natijasida amalga oshiriladi, ya'ni:

$$DES = IP^{-1} \times \pi_{\tau_6} \times \theta \times \dots \times \theta \times \pi_{\tau_1} \times IP, \quad (18.6)$$

bunda IP (Initial Permutation – birlamchi o'rin almashtirish) bo'lib, IP^{-1} bilan simli kommutatsiyalashdan iborat, ya'ni

$$\begin{aligned} &58, 50, 42, 34, 26, 18, 10, 2, 60, 52, 44, 36, 28, 20, 12, 4, \\ &62, 54, 46, 38, 30, 22, 14, 6, 64, 56, 48, 40, 32, 24, 16, 8, \\ &57, 49, 41, 33, 25, 17, 9, 1, 59, 51, 43, 35, 27, 19, 11, 3, \\ &61, 53, 45, 37, 29, 21, 13, 5, 63, 55, 47, 39, 31, 23, 15, 7, \end{aligned} \quad (18.7)$$

bunda $\theta \times \pi_{\tau_1}$ amali bo'lib, θ – birlamchi ma'lumot chap va o'ng tomon yarmining o'rnini almashtirishni, ya'ni Feystal amalining bir iteratsiyasi hisoblanadi. Shuni ta'kidlaymizki, DES algoritmi asosida shifrlash oxirida nim bloklar o'rnini almashtirish kerak emas (18.3-rasm).



18.3-rasm. DES usulida shifrlash algoritmi

π_{τ_i} ($1 \leq i \leq 16$) almashtirishi 5-bosqichida amalga oshiriladi. DES amalining teskarisidan foydalanib aks shiflash amali bajariladi, ya'ni

$$DES = IP^{-1} \times \pi_{\tau_1} \times \theta \times \dots \times \theta \times \pi_{\tau_{16}} \times IP. \quad (18.8)$$

DES usulida shifrlangan matni aks shiflashda bajariladigan amallar qaytalanauvchi bo'lgani uchun shiflashda foydalanilgan bloklar yordamida bajariladi.

DES standarti samaradorligini tahlil etamiz: birlamchi matn bloklari davomiyligi 64 ga teng bo'lgani uchun, kriptoxujumchi bloklardan foydalanish ro'yxatidan foydalanib shifrlangan matni oyaish imkoniyatiga ega emas, hozirgi texnika bunga imkoniyat bermaydi.

DES standarti bir qator kamchiliklarga ega. DES standarti 1978 yilda qabul qilingan so'nggi davrda kompyuter texnikasi tez rivojlanishi natijasida, kriptoxujumchi kalit tanlash va shifrlangan matni ochish imkoniyatiga ega bo'ldi. Bu imkoniyat hozirda yana oshib bormoqda, chunki kriptoxujumning natijali tugallanish ehtimolligi ortmoqda.

1998 yilda AQShda tan narxi 100000 dollar bo'lgan kompyuter yordamida "birlamchi matn va shifrlangan matn" juftligi asosida shifr kalitni 3 kechakunduzda aniqlash imkoniyati yaratildi. Shunday qilib DES standartining dastlabki 1978 yilda qabul qilingan standart axborotlarni maxfiy shaklda yetkazish talabiga javob berish qobiliyati kamaydi.

DES shifrlash standartining samaradorligini oshirish uchun bir qator takliflar kiritildi. Ulardan birinchisi "uchkarrali DES" deb ataladi va uning ishlash algoritmi quyidagicha

$$EDE3_{K_1, K_2, K_3}(x) = DES_{K_3}(DES_{K_3}^{-1}(DES_{K_1}(x))). \quad (18.9)$$

Shunday qilib $EDE3$ davomiyligi $56 \times 3 = 168$ bitli kalitga va 64 bitli blokni shifrovchi ikkinchi kalit K_2 va uchinchi kalit K_3 yordamida shifrlanadi. Birinchi navbatda K_2 kalit bilan shifrlashning sababi, oddiy DES da shifrlashni ham saqlab qolishdan iborat bo'lib, agar $K = k \times k \times k$ tanlansa, u holda $EDE3_K = DES_K$ bo'ladi. $EDE3_K$ dan foydalanishdan maqsad, DES2 bo'lganda (ikki karrali DES) uning o'rtqa qismiga kriptoxujum qilish ehtimolligi tug'iladi va shifrlangan matni ochish ehtimolligi oshadi. $EDE3$ tizimidan foydalanilganda kriptoxujum qiluvchi qurilmanning va dasturning shifrlangan matni ochish tezligi sekinlashadi.

1984 yilda Ron Rivest, DESning yana bir $EDE3$ dagi kamchiliklarni kamaytirish usulini taklif etdi va uni DESX (DES eXtended) deb ataldi. DESX ishlash algoritmi quyidagicha:

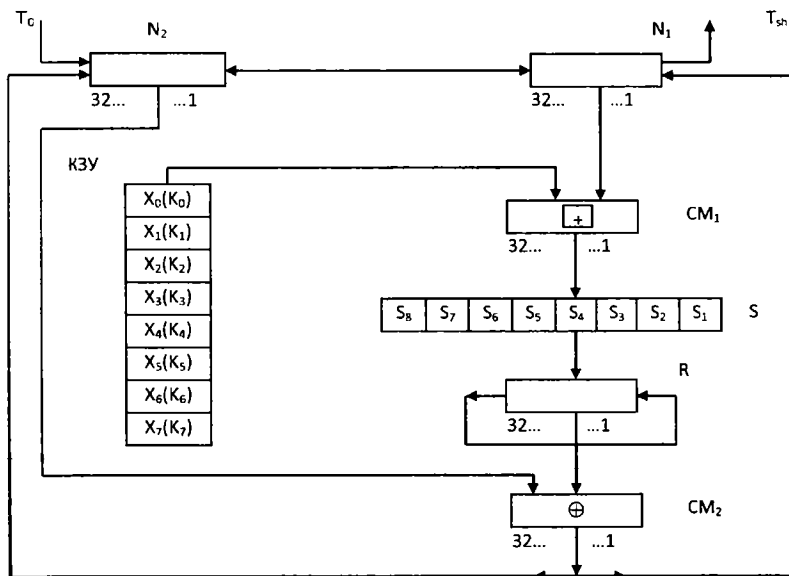
$$DES_{K_1, K_2, K_3} = k_2 \oplus DES_K(k_1 \oplus x), \quad (18.10)$$

bo'lib, bunda $DESXK = k \times k_1 \times k_2$ kalit $54+64+64=184$ bitdan iborat bo'lib, uchta turli kalitlar birikmasidan tashkil topgan, ulardan DES_k, k_1 – dastlabki “shovqinsimonlashtiruvchi” va “natijaviy shovqinsimonlashtiruvchi” kalit hisoblanadi.

Xabar blokini shifrlash uchun uni ikkilik modul bo'yicha k_1 bilan qo'shiladi, k kalitli DES algoritmi asosida shifrlanadi va u yana ikkilik modul bo'yicha k_2 kalit bilan qo'shiladi. Shunday qilib DESX dan foydalanib shifrlash amaliga oshirish DES dan ikki marotaba ikkilik modul asosida qo'shish amaliga farq qiladi.

DESX tizimida “ILI” – hisobdan chiqarish amalining ikki marta takrorlanishi uning kalitini topishning kriptotizimga chidamliligini oshiradi. DESX shifrlash tizimi DES tizimiga nisbatan kriptoxujumchi tomonidan shifrlangan matn kalitini aniqlash imkoniyatini kamaytiradi va uni boshqa xujumlarga nisbatan chidamliligini oshiradi. DESX shifrlash tizimidagi “ILI” – hisobdan chiqarish amalini qo'shish amaliga almashtirish asosida uning kriptomustahkamligini oshirish mumkin. Ammo bunday shifrni ham ochuvchi kompyuter tizimi yaratilishi mumkin.

AQShda 2000 yil 2 oktyabrdan boshlab Rijndael shifrlash tizimi qabul qilingan bo'lib, kalit va shifr bloklari va kalitlari 128, 192 yoki 256 razryadlardan iborat bo'lishi mumkin.



18.4-rasm. GOST 28147-89 standartida shifrlash algoritmi

Rossiya federatsiyasida shifrlash uchun 28147-89 standarti qabul qilingan. Ushbu standart axborot tizimlarida matnni shifrlash uchun yagona hisoblanadi. Bu standart davlat tashkilotlari, korxonalari, bank va boshqa idoralari tomonidan axborot xavfsizligini ta'minlashda foydalanishi majburiy hisoblanadi. Boshqa tashkilotlar va xususiy shaxslar uchun ushbu standart foydalanish uchun tavsiya etiladi. Bu standart shifrlarni yaratish bo'yicha butun dunyo mutaxassislari to'plagan tajriba va turli shifrlarni kamchiliklarini, shu jumladan DES shifrlash tizimi kamchiliklarini e'tiborga olgan holda yaratilgan. Bu standart Forset tarmog'ini usulida shifrlashga asoslangan (18.4-rasm).

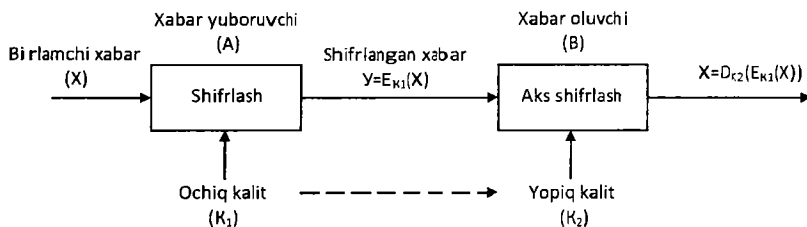
Kriptografik o'zgartirishlar bir necha ish holatiga ega bo'lib, hamma holatlarda ham davomiyligi 256 bitli kalitlardan foydalaniladi. Bu kalitlar 8 ta 32 razryadli $X(i)$ sonlar orqali ifodalanadi.

$$W = X(7)X(6)X(5)X(4)X(3)X(2)X(1)X(0). \quad (18.11)$$

Aks shifrlashda ham shifrlashdagi kalitdan foydalaniladi, faqat birlamchisiga teskari ketma-ketlikdagi amallar bajariladi.

18.7. Asimmetrik kriptotizimlar

Kriptografik tizimning yana bir turi asimmetrik yoki ikki kalitli tizim hisoblanadi (18.5-rasm). Asimmetrik tizimlarda shifrlash va aks shifrlash uchun bir-biriga ma'lum munosabda bog'liq turli kalitlardan foydalaniladi, ammo bunda bir kalitni bilgan holda boshqa kalitni aniqlash, hisoblash nuqtai-nazaridan juda murakkab. Bunda kalitlardan biri (shifrlovchi) umumiy foydalanuvchi bo'lgan holda ham, ikkinchi kalit maxfiylikicha saqlanishi kerak. Agar aks shifrlash kalit umumiy foydalanishda bo'lsa, u holda xabarni autentifikatsiyalashni amalga oshirish mumkin. ko'p hollarda kalitlardan biri ko'pchilik tomonidan bo'lgani uchun bunday kriptografiya tizimi ochiq kalitli tizim nomini olgan.



18.5-rasm. Asimmetrik kriptotizim struktura viy sxemasi

Ochiq kalitli kriptotizim uchta algoritm orqali aniqlanadi: kalitlarni generatsiyalash, shifrlash va aks shifrlash. Kalitlarni generatsiya qilish kaliti ochiq bo'lib, uning kirishiga har bir foydalanuvchi tasodifiy r satrni kiritib K_1 va K_2 kalitlar juftligini olishi mumkin. Bulardan K_1 kalit e'lon qilinadi va u ochiq kalit

deb ataladi, ikkinchisi maxfiy bo‘lib sir saqlanadi. Shifrlash algoritmi E_{K_1} va aks shifrlash algoritmi D_{K_2} bo‘lib, har qanday ochiq matn uchun

$$mD_{K_2}(E_{K_1}(m)) = m. \quad (18.12)$$

Misol tariqasida quyidagi holatni tahlil etamiz. Kriptoxujumchi tizimga kirishi uchun kalit k_1 ma‘lum, ammo maxfiy kalit k_2 maxfiy deb hisoblaymiz. Kriptoxujumchi kriptogramma d ga egalik qildi va xabar m ni topishga harakat qiladi, bunda $d = E_{K_1}(m)$ Shifrlash algoritmi ochiq bo‘lgani uchun kriptoxujumchi n davomiylidagi xabarlarni asta-sekin va ketma-ket tanlab, ularning har biri m_i uchun kriptogramma $d_i = E_{K_1}(m)$ aniqlaydi va d_i ni d bilan taqqoslaydi. Agar $d_i = d$ holat ro‘y bersa shifrlangan matn ochiladi. Eng noma‘qul holatda turli kalitlardan foydalanib shifrlangan xabarni ochish uchun $2^n T(n)$ vaqt sarf bo‘ladi, bunda $T(n)$ – davomiyligi n ta elementdan iborat xabar uchun sarflangan vaqt. Agar xabar davomiyligi elementlari soni $n = 1000$ bo‘lsa bu holda turli kalitlarni tanlash usuli bilan katta samarali (tezlikda ishlovchi) kompyuter ham shifrlangan matnni ochish inkoniyatiga ega bo‘lmaydi. Umuman olganda kriptoxujumchi turli usullardan foydalanishi mumkin: tasodifiy bir kalitdan foydalanish; bilimni ishlatib matematik usulda ochiq kalit va maxfiy kalit orasidagi bog‘lanishni aniqlash. Albatta bunda nazariy murakkab usullardan ham foydalanishga to‘g‘ri keladi. Kalitni topish hisoblashlari hajmi qancha ko‘p bo‘lsa shifrlash shunchalik kriptomustahkam hisoblanadi.

Kriptografiya faniga yetarli darajada murakkab bir qancha shifrlash usullari ma‘lum bo‘lib, ular turli matematik asoslarga va algoritmlarga ega. Albatta ularning kriptoxujumga chidamliligi ham turlicha.

O‘zbekiston respublikasida ham bir qator kriptografik tizimlar yaratilgan va ular asosida kriptohimoyalash davlat standarti qabul qilingan.

18.8. Elektron raqamli imzo

Xabar uzatuvchining xabar oluvchiga biron-bir xabarni oddiy usulda jo‘natish ko‘p hollarda turlicha muammolarning kelib chiqishiga olib keladi. Masalan, birjada aksiyalarni sotish haqidagi buyruqlar, farmoishlar va ko‘rsatmalarni elektron aloqa vositalari orqali uzatganda ushbu jarayon qatnashchilari axborotning himoyalanganligi kafolatiga ega bo‘lishlari talab etiladi. Bunda jarayon qatnashchilari asosan quyidagi holatlarga duch keladilar:

- rad etish – xabar yuborgan o‘zi yuborgan xabarni rad etishi;
- qalbakilashtirish – qabul qiluvchi xabarni o‘zgartiradi, qalbakilashtiradi;
- o‘zgartirish – qabul qiluvchi xabarni o‘zgartiradi;
- niqoblash – tartib buzar abarni boshqa shaxsga rasmiylashtiradi va h.k.

M – xabarning haqiqiyiligini asliga mosligini aniqlash uchun A shaxsdan B shaxs quyidagilarni talab qilad:

1. Xabar uzatuvchi A xabar M ga qo‘shimcha axborot beruvchi imzo kiritishi kerak. Bu imzo xabar M ga va umuman olganda axborot oluvchi B ga va faqat yopiq axborotni yuboruvchi kA ga ma’lum bo‘lishi kerak.

2. Albatta xabarga qo‘shilgan to‘g‘ri imzo $M : SIG\{kA, M$ xabar oluvchi B uchun kA ning ishtirokisiz tuzilmasligi kerak.

3. Eskirgan xabarlardagi imzolaridan qayta foydalanmasligi uchun imzoni tuzish jarayoni vaqtga bog‘liq bo‘lishi kerak.

4. Xabarni oluvchi B albatta $M : SIG\{kA, M$ xabar uzatuvchi A ning imzosi to‘g‘riligiga ishonch hosil qilishi kerak.

18.8.1. Asimmetrik kriptotizimga asoslangan elektron raqamli imzo

ERIni shakllantirish uchun Rivesta-Shamara-Adleman kriptografik tizimini asos qilib olamiz.

Quyidagi algoritm asosida xabar uzatuvchi A xabarni oluvchi B ga M xabarni elektron raqamli imzo bilan yuboradi, ya’ni

$$SIG(M) = E_{c_B, n_B} (E_{d_A, n_A} (M)), \quad (18.13)$$

bunda u o‘zining maxfiy o‘zgartirishi E_{d_A, n_A} va xabar oluvchi B ning ochiq o‘zgartirishi E_{c_B, n_B} dan foydalanadi.

Xabar oluvchi B dastlab o‘zidagi maxfiy o‘zgartirish algoritmi E_{d_B, n_B} dan imzoning haqiqiyiligini aniqlash uchun foydalanadi va natijada

$$E_{d_A, n_A} (M) = E_{d_B, n_B} (SIG(M)) = E_{d_B, n_B} (E_{c_B, n_B} (E_{d_A, n_A} (M))), \quad (18.13)$$

ni, so‘ngra xabar yuboruvchi A ning ochiq E_{c_A, n_A} kalitidan foydalanib xabar M ni oladi:

$$M = E_{c_A, n_A} (E_{d_A, n_A} (m)). \quad (18.14)$$

Qabul qiluvchi B qabul qilingan xabar M ni imzoni tekshirish natijasida olgan xabarni taqqoslash natijasida olingan xabarning haqiqiyligi – yasama (qalbaki)ligi haqida qaror qabul qiladi.

Yuqoridagi mosilda ERIning haqiqiyiligini faqatgina xabar oluvchi B tekshirishi mumkin. agar ERIni har qanday foydalanuvchi tomonidan haqiqiyiligini tekshirish uchun ERIni shakllantirish usuli soddalashadi va quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$SIG(M) = E_{d_A, n_A}(M), \quad (18.15)$$

va foydalanuvchilar ERIning haqiqiyiligini xabar uzatuvchi A ning ochiq o'zgartirishlari orqali amalga oshadi:

$$M = E_{e_A, n_A}(SIG(M)) = E_{e_A, n_A}(E_{d_A, n_A}(m)). \quad (18.16)$$

ERIdan bir vaqtda bir necha foydalanuvchi holati xujjatlarni ko'p foydalanuvchiga ro'yxat asosida tarqatishda uchraydi.

ERI tizimida asimmetrik kriptografik usulidan foydalanishda quyidagi kamchiliklar bor. Ulardan biri asimmetrik kriptografiyaning tezligini talayu darajasida emasligi bo'lib, uning tezligini oshirish uchun maxsus hisoblash funksiyasidan foydalaniladi va bunday funksiyalar Xesh-funksiyalar deb ataladi. Bu funksiyani bajaruvchi qurilmaning kirishiga uzatiladigan birlamchi xabar kiritiladi, chiqishidan davomiyligi belgilangan birlamchisiga nisbatan davomiyligi qisqaroq matn paydo bo'ladi. ERI yaratish qurilmasi kirishiga ushbu Xeshlangan xabar kiritiladi. Bu usuldan foydalanish ERI qurilmasi ishlash tezligini oshiradi va ERIning haqiqiyiligini aniqlash vaqtini sezilarli darajada qisqartiradi.

AQShda ERIning DSS (Digital Signature Standard) ning yangi standarti 2000 yil 7 yanvarda qabul qilingan. Ushbu standartda ERIning 3 hil algoritmidan foydalanish mumkin. Rossiya federatsiyasida ERIdan foydalanish AQShdan so'ng amalga oshirilgani uchun undagi hamma kamchiliklar e'tiborga olingan. Xususan Xesh-funksiya davomiyligi oshirilgan natijada to'qnashishlar kamaygan, ERI generatori murakkablashtirilgan, bu o'z navbatida kalitning maxfiyiligini oshiradi.

18.8.2. Simmetrik kriptotizimga asoslangan elektron raqamli imzo

Keyingi yillarda ERI tizimidagi blokli shifrlardan foydalanish amalga oshirildi, bunda murakkab matematik funksiyalardan – takrorlanuvchi katta sonlar qatori yoki logarifmlash amallarini bajarishni talab qiluvchi funksiyalardan foydalanish asos qilib olingan.

Misol uchun Rossiya federatsiyasi standarti GOST 28147-89 ni ko'rib chiqamiz. Bu standartda blok o'lchami $n = 64$ bit va kalit o'lchami $n_k = 256$ bit. Xesh bloklarni yaratish uchun blokli shiflashdagi o'rin almashtirish usulidan foydalaniladi, bunda Xesh-blok o'lchami $n_H = 64$ va ishchi bloklar o'lchamlari quyidagicha aniqlanadi:

- imzo kaliti o'lchami:

$$n_{KS} = 2n_H \times n_K = 2 \times 64 \times 256 = 4096 \text{ bayt};$$

- imzoni tekshirish kaliti o'lchami:

$$n_C = 2n_H \times n = 2 \times 64 \times 64 = 1024 \text{ bayt};$$

- imzo o'lchami:

$$n_s = n_H \times n_k = 64 \times 256 = 2048 \text{ bayt.}$$

Ushbu imzodan faqat bir marta foydalanish mumkin, qayta foydalanib bo'lmaydi. Kalit va imzoning o'lchamini quyidagilar asosida kamaytirish mumkin:

1. Har bir bit guruhlari uchun kalitlarni saqlash ehtiyojidan holi bo'lish uchun kriptomustahkam generator yordamida kerak vaqtda hosil qilish mumkin. Bunda kalit sifatida blokli shifrni imzolashda foydalanadigan kalitdan foydalanadi. GOST 28147-89 da kalit o'lchami 256 bitga teng bo'ladi;

2. Har birining haqiqiylikni tekshirish uchun bir qancha kalitlar to'plamini saqlashga ehtiyoj, ularni o'rni ularning Xesh-funksiyalari to'plamini saqlash yetarli bo'ladi. Kalitlar sonini kamaytirish maqsadida hamma N xabarlar uchun yagona usta-kalit generatoridan foydalanish kerak bo'ladi. Bunda hamma tekshiruvchi kombinatsiyalar Xesh-funksiyalash orqali yagona nazorat kombinatsiyasi olinadi.

18.9. Xeshlash funksiyalari va ularga asosiy talablar

Xeshlash jarayoni natijasida, xeshlash qurilmasi N kirishga turli davomiylidagi birlamchi xabar M kiritiladi, uning chiqishida davomiyligi bir hil bo'lgan $N(M)$ hosil bo'ladi. $N(M)$ davomiyligi birlamchi xabar M davomiyligidan kichik bo'ladi, masalan kirishdagi xabar Megabayt bo'lgan taqdirda ham $N(M)$ davomiyligi 128 yoki 256 bit bo'ladi. Xesh funksiyadan kriptografik nazorat va xabarning butunligini aniqlash uchun ham foydalanish mumkin.

Nazariy jihatdan ikki turli xabar xeshlash natijasida bir xil siqilgan shaklni olishi mumkin. bu holat to'qnashish deb ataladi. Shuning uchun xeshlashdagi to'qnashishlarni bartaraf etish chorasini ko'rish kerak. To'qnashishlardan to'liq holi bo'lish mumkin emas, chunki xeshlanishi kerak bo'lgan xabarlar soni ko'p. ammo xeshlash qurilmasi chiqishidagi bitlar soni cheklangan.

Autentifikatsiyalash uchun foydalaniladigan funksiyalar quyidagi talablarga javob berishi kerak:

1. Xesh funksiyani har qanday davomiylidagi xabarga qo'llash mumkin;
2. Xeshlash qurilmasi chiqishidagi bitlar davomiyligi aniq va cheklangan;
3. Har qanday M xabar uchun $N(M)$ ni hisoblash oson bo'lishi va xesh funksiyani hisoblash va ERIni tekshirish tezligi birlamchi xabar tezligidan katta bo'lishi kerak;
4. Xeshlash funksiyasi bir tomonlama bo'lishi kerak, ya'ni har qanday chiqish bitlari "v" uchun kirish "x" ni aniqlab bo'lmasligi kerak;
5. Har bir xabar M ga, yagona bir xesh funksiya mos kelishi kerak. Bu xabarni va imzoni qalbakilashtirishga imkoniyat bermaydi;

18.10. Kriptografik kalitlarni boshqarish

Axborotlarni ma'fiy uzatilganida nafaqat kriptografik tizimni tanlash, shu bilan birga kalitlarni boshqarish ham muhim o'rin tutadi. Kriptotizim har qancha murakkab bo'lishiga qaramay u kriptokalitdan foydalanishga asoslangan. Ikki foydalanuvchi orasidagi axborotlarni maxfiy almashlashda faqat ikkita kalitdan foydalaniladi, bu holda kalitlarni sir saqlash nisbatan murakkab emas, aks holda bir vaqtda yuzlab va minglab axborot uzatuvchilar orasida kalitlar bilan o'zaro almashlash murakkab muammo hisoblanadi.

Kalit axborotlari deb ushbu uzatish tizimida foydalanishda bo'lgan kalitlar to'plami tushuniladi. Agar kalitlar to'g'risidagi axborotyuoqori darajada maxfiy saqlanmasa kriptoxujumchi tizim orqali uzatilyotgan axborotlardan bemalal foydalanish imkoniyatiga ega bo'ladi.

Kalitlarni boshqarish jarayoni – axborot almashlash jarayoni bo'lib, asosan uch tashkil etuvchidan iborat:

1. kalitlarni generatsiyalash (ishlab chiqarish);
2. kalitlarni to'plash;
3. kalitlarni taqsimlash.

O'rtacha talablarga javob beradigan axborot tizimlarida axborotlarni himoyalash uchun tasodifiysimon sonlar ketma-ketligini generatsiya qiluvchi, vaqt bo'yicha ma'lum bir dastur bo'yicha 0 va 1 lar takrorlanuvchi kalitlardan foydalanish mumkin.

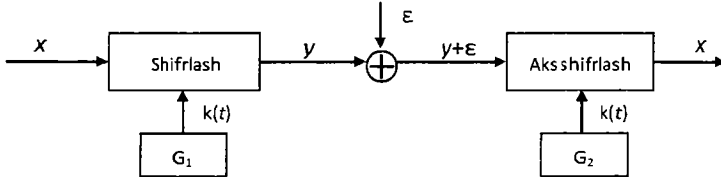
Kalitlarni to'plash deganda ularni saqlash, hisobga olish va hisobdan chiqarish jarayonlari nazarda tutiladi. Axborotlarni maxfiy ayriboshlash tizimida kriptoxujumchini qiziqtiradigan narsa kalitlar bo'lib, kalitlarga egalik qilish u uchun maxfiy axborotlarga ega bo'lish imkoniyatini yaratadi. Shuning uchun kalitlarni saqlashga alohida e'tibor berish kerak bo'ladi.

Maxfiy kalitlar qog'ozga va boshqa axborot tashuvchi qurilmalarga (CD disk, fleshka va h.k.) yozilmasligi kerak, chunki kriptoxujumchi ulardan nusxa olishi mumkin.

Yuqori darajada murakkab maxfiy axborot uzatish va almashlash tizimlarida doimiy ravishda kalitlarni o'zgartirib turish kerak bo'ladi. Buning uchun kalitlar kichik axborotlar bazasi tashkil etiladi. Ushbu kalitlar bazasi kalitlarni saqlash, ro'yxatga olish va ro'yxatdan chiqarishga ma'sul hisoblanadi. Kalitlar haqidagi hamma axborotlar shifrlangan shaklda saqlanishi kerak. Kalitlar haqidagi axborotlarni shifrlangan shaklda saqlovchi kalitlar – usta-kalitlar deb ataladi. Axborot tizimidan har bir foydalanuvchi usta-kalitni yoddan bilishi va qog'oz, CD disk, fleshkalar va shu kabi axborot tashuvchilarda saqlamasligi kerak. Axborot havfsizligini ta'minlash uchun yana bir talab, kalitlarni doimiy ravishda o'zgartirib turish kerak. Bunda bir vaqtda usta-kalitlar va oddiy – shaxsiy kalitlar almashtirilishi shart. Juda muhim axborot uzatish tizimlarida kalitlar har kuni almashtirilishi talab etiladi. Kalitlarni boshqarishda turli ochiq va yopiq tizimlardan foydalaniladi. Kalitlarni almashtirishda o'rnatilgan tartibdagi rasmiylashtirish amallari bajariladi.

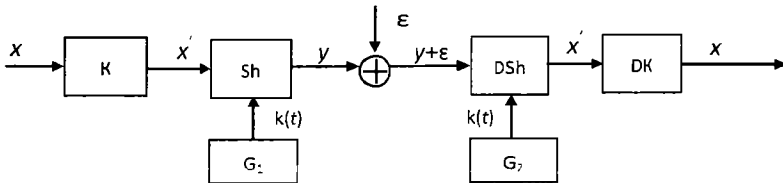
18.11. Himoyalangan aloqa kanallari

Himoyalangan aloqa kanalining strukturaviy sxemasi 18.6-rasmda keltirilgan. Bunda G_1 va G_2 – kalitlar sinxron generatori. Ushbu sxemada shiflash kalitlari birlamchi xabar almashishiga qarab yangilanib boradi. Bu tadbir axborot tizimiga yolg'on xabar kiritilishidan saqlaydi, chunki kalit generatorining ishlash algoritmi maxfiy (sir) saqlanadi. Ammo ushbu strukturaviy sxema asosida axborot uzatish uning maxfiyligini to'liq ta'minlamaydi, kriptoxujumchi xabarni almashtirish xavfi saqlanib qoladi.



18.6-rasm. Oddiy himoyalangan aloqa kanali

Bu holda axborot qabul qilish tomonida qo'shimcha axborot bo'lmasa, qabul qilinayotgan axborotning haqiqiy yoki yolg'on ekanligini aniqlash imkoniyati bo'lmaydi. Ushbu muammoni hal qilish uchun birlamchi xabarga shiflashdan oldin qo'shimcha ortiqchalik kiritiladi (18.7-rasm).



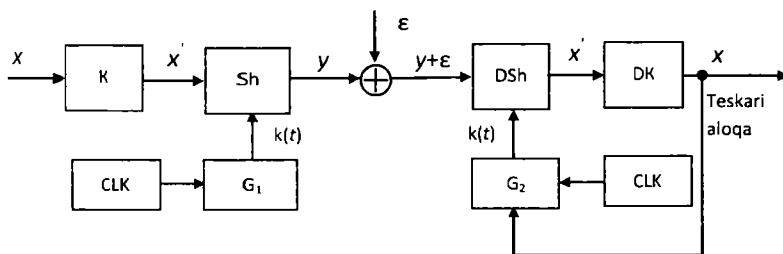
18.7-rasm. Xabarlarni almashtirishdan himoyalash

Bu tizimda shiflashdan oldin birlamchi xabar xalaqitbardosh koddan foydalanib kodlanadi, xabar qabul qiluvchi xabarning butunligini dekodeer yordamida aniqlaydi. Kriptoxujumchiga shiflash algoritmi noma'lum bo'lgani uchun u xabarni almashtira olmaydi, aks shifrlangan yolg'on xabar xalaqitbardosh kodning to'g'ri kod so'zi bo'lishi ehtimolligi kichik bo'ladi, natijada xabarning almashtirishini osongina aniqlash mumkin.

Ko'rib chiqilgan 18.6 va 18.7 sxemalarda generatorlar (G_1 va G_2) ning mutanosib ishlashi yechilmagancha qolmoqda. Bunda axborot tizimi bir yoki bir necha axborotlarni o'tkazib yuborsa, u holda xabar uzatish tomonidagi G_1 va xabarni qabullash tomonidagi G_2 generatorlar turli holatlarda bo'ladilar, natijada xabarni qabul qilish imkoniyati yo'qoladi. Bu holda G_1 va G_2 kalit generatorlarining sinxron holatda ishlashini ta'minlash talab etiladi.

Kriptohimoyalangan aloqa tizimlarida sinxronizatsiyalash signallarini doimiy ravishda uzatib turish tavsiya etilmaydi, chunki kriptoxujumchi uning tarkibini, tuzilishini aniqlashi va sinxronizatsiya jarayoniga salbiy ta'sir ko'rsatishi mumkin.

Quyida taklif etilayotgan axborotlarni himoyalangan holda uzatish tizimi (18.8-rasm), kalit generatorlarini sinxronizatsiyalash imkoniyatini yaratadi, shu bilan birga bunda hech qanday qo'shimcha axborot berish talab etilmaydi. Bu tizim xabar uzatishdagi tasodifiy xatoliklarni aniqlash imkoniyatini yaratadi. Ushbu tizim ishlash usuli quyidagiga asoslangan. Xabar uzatish va qabullash tomonlaridagi kalit generatorlari kirishiga vaqt signali CLK asosida amalga oshiriladi. Bunda soatlarning vaqtini aniq ko'rsatishi bir-biriga bog'liq bo'lmaganligi sababli, soatlarning vaqtini ko'rsatish o'zaro farqini Δ bilan belgilaymiz va soatlar vaqtini ko'rsatish aniqligi δ bo'lsa, u holda generatorlar ish holatining nomutanosibligi eng katta qiymati $l = [\Delta / \delta]$ belgiga farq qiladi.



18.8-rasm. Kalit generatorlarini sinxronizatsiyalash

Xabar qabul qilish tomonida navbatdagi olingan shifrlangan xabar kalitlar yordamida aks shifrlash jarayonidan o'tgandan so'ng xalaqitbardosh kod dekoderida dekodlanadi. Bunda har ikkala tomon kalitlari bir-biridan l ta holatga farq qiladi. Natijada shifrlangan xabar noto'g'ri aks shifrlanadi, ammo kalitning aniq qiymatini va soatning vaqtini ko'rsatish xatoligini aniqlash mumkin. agar xabarni uzatish jarayonida unda buzulishlar sodir bo'lgan bo'lsa, aks shifrlash natijasida kalitlarning har qandayidan foydalanilgan holatda ham to'g'ri kod so'zi paydo bo'lmaydi. Bu holat xabar uzatishda aloqitlar ta'sirida signal tarkibi buzilganini, xato paydo bo'lganini bildiradi, sinxronlash tizimi keyingi xalaqitlar ta'sirida buzilmagan shifrlangan xabar asosida tiklanadi.

Nazorat savollari

1. Kriptografiya nima?
2. Kriptoxujumchi qanday vazifani bajaradi?
3. Simmetrik va asimmetrik shifrlashlarni taqqoslang.
4. Shifrlash kaliti nima, qanday vazifani bajaradi?
5. Blokli shifrlar haqidagi umumiy tushunchalarni aytib bering.

6. *Blkli shifrlar qanday generatsiya qilinadi (shakllantiriladi)?*
7. *Asimmetrik kriptotizim ishlash jarayonini tushuntiring.*
8. *Blkli shifrlarga qo'yiladigan talablarni aytib bering.*
9. *DES shifrlash usuli qanday amalga oshiriladi?*
10. *Elektron raqamli imzo nima va u qanday amalga oshiriladi?*
11. *Asimmetrik kriptotizimga asoslangan elektron raqamli imzo qanday amalga oshiriladi?*
12. *Simmetrik kriptotizimga asoslangan elektron raqamli imzo qanday amalga oshiriladi?*
13. *Xeshlash funksiyalari qanday vazifani bajaradi va ularga bo'lgan asosiy talablar.*
14. *Kriptografik kalitlarni saqlash va boshqarishga qo'yiladigan talablar.*
15. *Himoyalangan aloqa kanallari ishlash jarayonini tushuntiring.*

ILOVALAR

Ilova 1. Ba'zi trigonometrik formulalar

Keltirish formulalari

$$\begin{aligned}\cos(90^\circ \pm \alpha) &= \mp \sin \alpha, & \sin(90^\circ \pm \alpha) &= + \cos \alpha, & \operatorname{tg}(90^\circ \pm \alpha) &= \mp \operatorname{ctg} \alpha, \\ \cos(180^\circ \pm \alpha) &= - \cos \alpha, & \sin(180^\circ \pm \alpha) &= \mp \sin \alpha, & \operatorname{tg}(180^\circ \pm \alpha) &= \mp \operatorname{tg} \alpha, \\ \cos(270^\circ \pm \alpha) &= \pm \sin \alpha, & \sin(270^\circ \pm \alpha) &= - \cos \alpha, & \operatorname{tg}(270^\circ \pm \alpha) &= \mp \operatorname{ctg} \alpha, \\ \cos(360^\circ - \alpha) &= + \cos \alpha, & \sin(360^\circ - \alpha) &= - \sin \alpha, & \operatorname{tg}(360^\circ - \alpha) &= - \operatorname{tg} \alpha.\end{aligned}$$

Burchaklar va funksiyalar yig'indisi va ayirmasi formulalari

$$\begin{aligned}\cos(\alpha \pm \beta) &= \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta, \\ \sin(\alpha \pm \beta) &= \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta, \\ \cos \alpha + \cos \beta &= 2 \cos[(\alpha + \beta)/2] \cos[(\alpha - \beta)/2], \\ \cos \alpha - \cos \beta &= -2 \sin[(\alpha + \beta)/2] \sin[(\alpha - \beta)/2], \\ \sin \alpha + \sin \beta &= 2 \sin[(\alpha + \beta)/2] \cos[(\alpha - \beta)/2], \\ \sin \alpha - \sin \beta &= 2 \cos[(\alpha + \beta)/2] \sin[(\alpha - \beta)/2].\end{aligned}$$

Ko'paytmadan yig'indiga o'tish formulalari

$$\begin{aligned}\cos \alpha \cos \beta &= 0.5[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)], \\ \sin \alpha \sin \beta &= 0.5[\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)], \\ \sin \alpha \cos \beta &= 0.5[\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)].\end{aligned}$$

Karrali argumentlar formulalari

$$\begin{aligned}\cos^2 \alpha &= 0.5(1 + \cos 2\alpha), & \cos^3 \alpha &= (3/4) \cos \alpha + (1/4) \cos 3\alpha, \\ \cos^4 \alpha &= 3/8 + (1/2) \cos 2\alpha + (1/8) \cos 4\alpha, \\ \cos^5 \alpha &= (5/8) \cos \alpha + (5/16) \cos 3\alpha + (1/16) \cos 5\alpha, \\ \sin^2 \alpha &= 0.5(1 - \cos 2\alpha), & \sin^3 \alpha &= (3/4) \sin \alpha - (1/4) \sin 3\alpha, \\ \sin^4 \alpha &= 3/8 - (1/2) \cos 2\alpha + (1/8) \cos 4\alpha, \\ \sin^5 \alpha &= (5/8) \sin \alpha \pm (5/16) \sin 3\alpha + (1/16) \sin 5\alpha.\end{aligned}$$

Ikkilamchi, uchlamchi va yarim burchak formulalari

$$\begin{aligned}\sin 2\alpha &= 2 \sin \alpha \cos \alpha, \\ \cos 2\alpha &= \cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha = 1 - 2 \sin^2 \alpha = 2 \cos^2 \alpha - 1, \\ \cos 3\alpha &= 4 \cos^3 \alpha - 3 \cos \alpha, \\ \sin 3\alpha &= 3 \sin \alpha - 4 \sin^3 \alpha, \\ \cos(\alpha/2) &= \pm \sqrt{0.5(1 + \cos \alpha)}, \\ \sin(\alpha/2) &= \pm \sqrt{0.5(1 - \cos \alpha)}.\end{aligned}$$

Giperbolik funksiyalar

$$\begin{aligned} shx &= (e^x - e^{-x})/2, & \sin x &= -jsh(jx) = (e^{jx} - e^{-jx})/2j, \\ chx &= (e^x + e^{-x})/2, & \cos x &= ch(jx) = (e^{jx} + e^{-jx})/2j, \\ e^{j\omega t} &= \cos \omega t + j \sin \omega t, & e^{-j\omega t} &= \cos \omega t - j \sin \omega t. \end{aligned}$$

Ilova 2. Spekr to'g'risidagi asosiy teoremlar

T/R	Teorema nomi	$S(t)$	$\dot{S}(\omega)$
1	Signal spektrining konstantaga ko'paytmasi	$aS(t)$	$a\dot{S}(\omega)$
2	Yig'indi signallarning spektri	$S_1(t) + \dots + S_n(t)$	$\dot{S}_1(\omega) + \dots + \dot{S}_n(\omega)$
3	(τ) vaqtga siljirilgan signal spektri	$S(t \mp \tau)$	$\dot{S}(\omega)e^{\mp j\omega\tau}$
4	Signal spektrining siljishi	$S(t)e^{\mp j\Omega t}$	$\dot{S}(\omega \pm \Omega)$
5	Vaqt masshtabi o'zgartirilgan signal spektri	$S(at)$	$\frac{1}{a}\dot{S}\left(\frac{\omega}{a}\right)$
6	Vaqt o'qi bo'yicha inversiyalangan signal spektri	$S(-t)$	$-\dot{S}(-\omega)$
7	Signal xosilasi spektri	$d^{(n)}S:(dt)^n$	$(j\omega)^n \dot{S}(\omega)$
8	t vaqt bo'yicha integrallangan signal spektri	$\int_{-\infty}^t S(t) dt$	$(1/j\omega)\dot{S}(\omega)$
9	Signallar ko'paytmasi spektri	$S(t)U(t)$	$\dot{S}(\omega) \otimes \dot{U}(\omega)$
10	Signal spektri ko'paytmasi	$\dot{S}(\omega)\dot{U}(\omega)$	$S(t) \otimes U(t)$

\otimes - o'ram integrali belgisi

$$\dot{S}(\omega) \otimes \dot{U}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\xi) \dot{U}(\omega - \xi) d\xi;$$

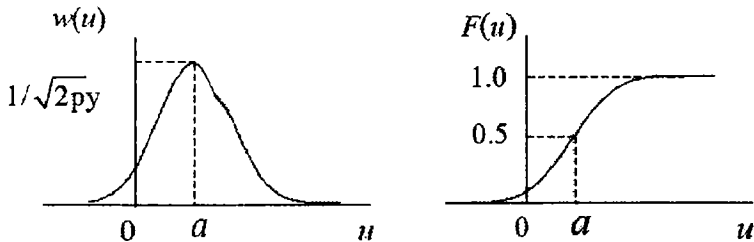
$$S(t) \otimes U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) U(t - \tau) d\tau.$$

1.3. Normal taqsimot qonuni. Ehtimollik integrali

Bu qonundan nafaqat radiotexnikada, shu bilan birga juda ko'p fan sohalarida ham foydalaniladi, chunki tabiatan turli bo'lgan tasodifiy kattaliklar normal taqsimot qonuniga mos yoki yaqin bo'lgan qonunga bo'ysunadi (I.1-rasm) va quyidagi matematik formula orqali ifodalanadi:

$$w(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(u-a)^2/2\sigma^2} = \frac{1}{\sigma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} = \frac{1}{\sigma} w(x), \quad (I.1)$$

bunda, $x=(u-a)/\sigma$ – tasodifiy kattalik U ning nisbiy o'zgarishi bo'lib, natijada $u=x\sigma+a$; $w(x)$ – dispersiyasi birga teng holat uchun ehtimollik zichligi (I.1-jadval).



I.1-rasm.

I.1-jadval.

$w(x)$ funksiya qiymatlari

x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)	x	w(x)
0.0	0.3989	0.6	.3332	1.2	.1942	1.8	.0790	2.4	.0224	3.0	.0044
0.1	.3970	0.7	.3123	1.3	.1714	1.9	.0656	2.5	.0175	3.2	.0024
0.2	.3910	0.8	.2897	1.4	.1497	2.0	.0540	2.6	.0136	3.4	.0012
0.3	.3814	0.9	.2661	1.5	.1295	2.1	.0440	2.7	.0104	3.6	.0006
0.4	.3838	1.0	.2420	1.6	.1109	2.2	.0355	2.8	.0079	3.8	.0003
0.5	.3521	1.1	.2179	1.7	.0940	2.3	.0283	2.9	.0060	4.0	.0001

Tasodifiy kattalik X qiymatining $(-\infty, x)$ oralig'ida bo'lishi ehtimolligi $w(x)$ ehtimollik zichligidan $-\infty$ dan x gacha oralig'ida olingan integraliga teng bo'lqdi, ya'ni

$$P(-\infty \leq X \leq x) = F(x) = \int_{-\infty}^x w(z) dz = \Phi(x), \quad (1.2)$$

bunda,
$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{z^2}{2}} dz, \quad \Phi(-x) = 1 - \Phi(x) \quad (1.3)$$

– jadval shakliga keltirilgan ehtimollik integrali, uni ba'zan Kramp funksiyasi deb ham ataladi.

I.2-jadval.

Ehtimollik integrali $\Phi(x)$ qiymatlari

x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$
0.0	0.5000	0.6	.7257	1.2	.8349	1.8	.9641	2.4	.9918	3.0	.9986
0.1	.5598	0.7	.7580	1.3	.9032	1.9	.9713	2.5	.9938	3.2	.9990
0.2	.5793	0.8	.7881	1.4	.9192	2.0	.9772	2.6	.9953	3.4	.9993
x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$
0.3	.6179	0.9	.8159	1.5	.9332	2.1	.9821	2.7	.9965	3.6	.9995
0.4	.6554	1.0	.8413	1.6	.9452	2.2	.9861	2.8	.9974	3.8	.9997
0.5	.6915	1.1	.8643	1.7	.9554	2.3	.9893	2.9	.9981	4.0	.9999

Ilova 4. Berg koefitsientlarini hisoblash formulalari

$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{SU_m} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi}, \quad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{SU_m} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi},$$

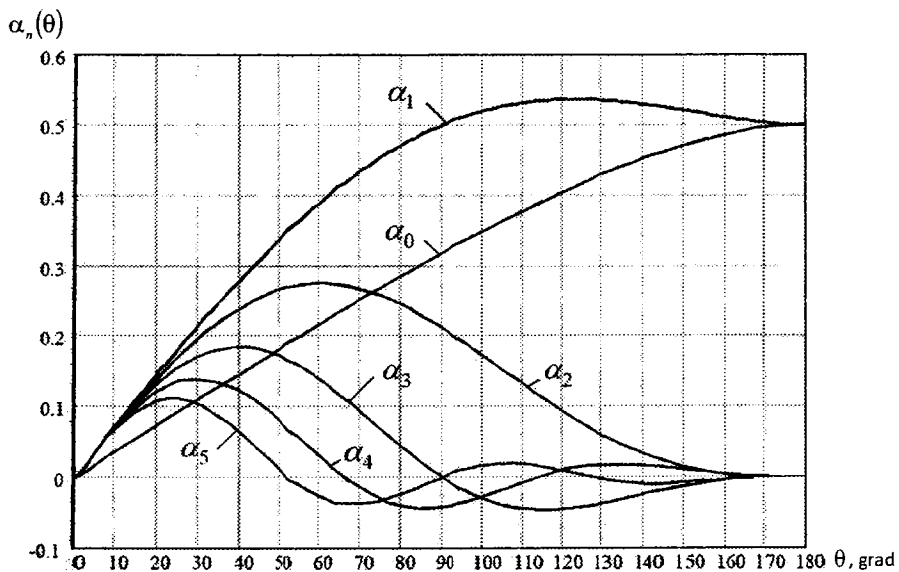
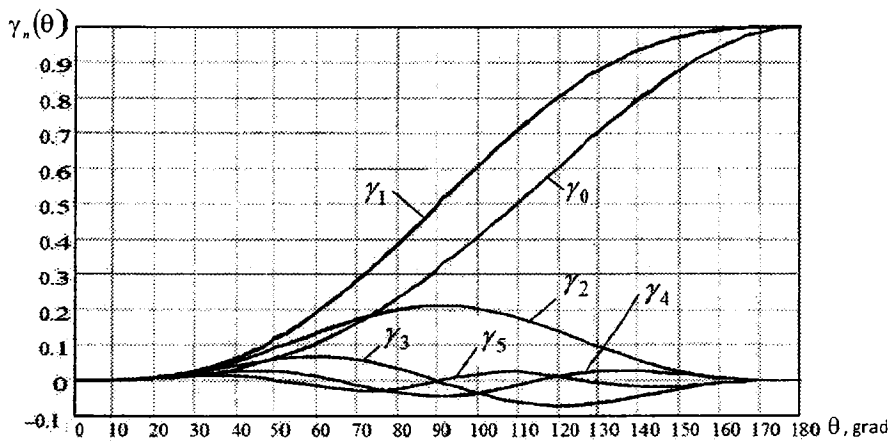
$$\gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{SU_m} = \frac{2 \sin(n\theta) \cos \theta - n \cos(n\theta) \sin \theta}{\pi n(n^2 - 1)}, \quad n = 2, 3, 4, \dots$$

$$\alpha_n(\theta) = \frac{I_n}{I_{max}} = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos \theta}, \quad I_{max} = SU_m(1 - \cos \theta),$$

$$\cos \theta = (U_s - U_0)/U_m \text{ agar } S > 0, \quad \cos \theta = (U_0 - U_s)/U_m \text{ agar } S < 0.$$

I.3-jadval.

θ	γ_0	γ_1	γ_2	$10\gamma_3$	$10\gamma_4$	σ_0	σ_1	σ_2	$10\sigma_3$	$10\sigma_4$
5	.0001	.0001	.0001	.0014	.0014	.0185	.0370	.0369	.3678	.3658
10	.0006	.0011	.0011	.0109	.0107	.0370	.0738	.0731	.7203	.7049
15	.0019	.0038	.0037	.0355	.0388	.0555	.1102	.1080	1.0430	.9930
20	.0045	.0088	.0085	.0798	.0730	.0739	.1461	.1408	1.3229	1.2102
25	.0086	.0170	.0160	.1452	.1258	.0923	.1811	.1710	1.5494	1.3432
30	.0148	.0288	.0265	.2297	.1857	.1106	.2152	.1980	1.7147	1.3859
35	.0233	.0449	.0400	.3280	.2423	.1288	.2482	.2214	1.8138	1.3401
40	.0344	.0655	.0564	.4317	.2842	.1469	.2799	.2409	1.8454	1.2146
45	.0483	.0908	.0750	.5305	.3001	.1649	.3102	.2562	1.8113	1.0246
50	.0653	.1210	.0954	.6132	.2822	.1828	.3388	.2671	1.7166	.7900
55	.0855	.1560	.1166	.6690	.2272	.2005	.3658	.2735	1.5689	.5328
60	.1090	.1955	.1378	.6892	.1378	.2180	.3910	.2757	1.3783	.2757
65	.1359	.2392	.1580	.6676	.0226	.2353	.4143	.2736	1.1563	.0392
70	.1661	.2866	.1761	.6022	-.1050	.2524	.4356	.2676	.9153	-.1596
75	.1996	.3371	.1912	.4950	-.2288	.2693	.4548	.2580	.6678	-.3086
80	.2363	.3900	.2027	.3520	-.3320	.2860	.4720	.2453	.4259	-.4018
85	.2759	.4446	.2098	.1828	-.4005	.3023	.4870	.2298	.2003	-.4387
90	.3183	.5000	.2122	.0000	-.4244	.3183	.5000	.2122	.0000	-.4244
95	.3631	.5554	.2098	-.1828	-.4005	.3340	.5109	.1930	-.1682	-.3684
100	.4099	.6100	.2027	-.3520	-.3320	.3493	.5197	.1727	-.2999	-.2829
105	.4584	.6629	.1912	-.4950	-.2288	.3642	.5266	.1519	-.3932	-.1817
110	.5081	.7134	.1761	-.6022	-.1050	.3786	.5316	.1312	-.4488	-.0782
115	.5585	.7608	.1580	-.6676	.0226	.3926	.5348	.1110	-.4693	.0159
120	.6090	.8045	.1378	-.6892	.1378	.4060	.5363	.0919	-.4594	.0919
125	.6591	.8440	.1166	-.6690	.2272	.4188	.5364	.0741	-.4252	.1444
130	.7081	.8790	.0954	-.6132	.2822	.4310	.5350	.0581	-.3733	.1718
135	.7554	.9092	.0750	-.5305	.3001	.4425	.5326	.0439	-.3108	.1758
140	.8004	.9345	.0564	-.4317	.2842	.4532	.5292	.0319	-.2445	.1609
145	.8424	.9551	.0400	-.3280	.2423	.4631	.5250	.0220	-.1803	.1332
150	.8808	.9712	.0265	-.2297	.1857	.4720	.5204	.0142	-.1231	.0995
155	.9150	.9830	.0160	-.1452	.1258	.4800	.5157	.0084	-.0762	.0660
160	.9442	.9912	.0085	-.0798	.0730	.4868	.5110	.0044	-.0411	.0376
165	.9678	.9962	.0037	-.0355	.0338	.4923	.5068	.0019	-.0181	.0172
170	.9854	.9989	.0011	-.0109	.0107	.4965	.5033	.0005	-.0055	.0054
175	.9963	.9999	.0001	-.0014	.0014	.4991	.5009	.0001	-.0007	.0007
180	1.000	1.000	.0000	0.0000	0.0000	.5000	.5000	.0000	0.0000	0.0000



I.2-rasm.

Ilova 5. Bessel funksiyalari

$$\begin{aligned}\sin(x \sin \alpha) &= 2J_1(x) \sin \alpha - 2J_3(x) \sin 3\alpha + \dots, \\ \sin(x \cos \alpha) &= 2J_1(x) \cos \alpha - 2J_3(x) \cos 3\alpha + \dots, \\ \cos(x \sin \alpha) &= J_0(x) + 2J_2(x) \cos 2\alpha + 2J_4(x) \cos 4\alpha + \dots, \\ \cos(x \cos \alpha) &= J_0(x) - 2J_2(x) \cos 2\alpha + 2J_4(x) \cos 4\alpha - \dots,\end{aligned}$$

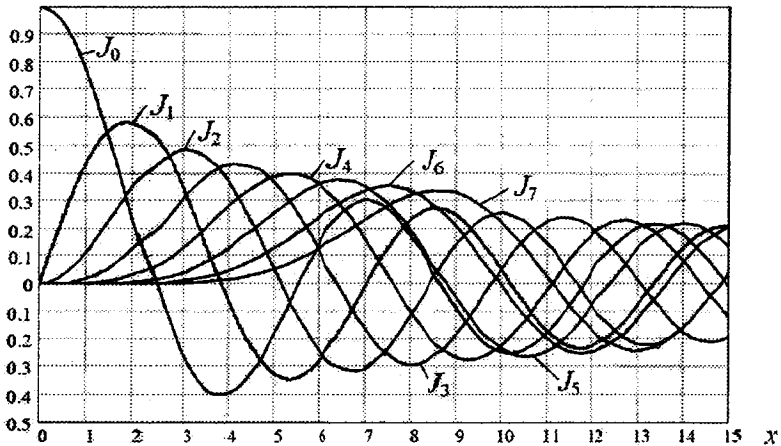
bunda, $J_n(x)$ – birinchi tur Bessel funksiyasi n -tartibli koeffisienti. Bessel funksiyalari qiymatlari 1.4-jadvalda va grafigi 1.3-rasmda keltirilgan. 1.5-jadvalda birinchi tur Bessel funksiyasining $J_n(x)$ qiymati nolga teng bo'luvchi x ning qiymatlari keltirilgan.

I.4-jadval.

x	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$	$J_5(x)$	$J_6(x)$	$J_7(x)$	$J_8(x)$	$J_9(x)$
0.0	1.000	000	000	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.000
0.5	.938	.242	.051							
1.0	.765	.440	.115	.019	.002	.000	.000	.000	.000	.000
1.5	.512	.558	.232							
2.0	.224	.577	.353	.129	.034	.007	.001	.000	.000	.000
2.5	-.048	.497	.446							
3.0	-.260	.339	.486	.309	.132	.043	.011	.002	.000	.000
3.5	-.380	.137	.459							
4.0	-.397	-.066	.364	.430	.281	.132	.049	.015	.004	.001
4.5	-.320	-.231	.218							
5.0	-.178	-.328	.047	.365	.391	.261	.131	.053	.018	.005
5.5	-.007	-.341	-.117	.252	.396	.320	.187	.087	.034	.011
6.0	.151	-.277	-.243	.115	.358	.362	.246	.129	.056	.021
6.5	.260	-.154	-.307	-.035	.274	.373	.300	.180	.088	.037
7.0	.300	-.005	-.301	-.168	.158	.348	.339	.234	.128	.059
7.5	.266	.135	-.230	-.257	.024	.283	.353	.283	.175	.087
8.0	.172	.235	-.113	-.291	-.105	.186	.338	.320	.223	.126
8.5	.042	.273	.022	-.261	-.206	.067	.286	.337	.269	.169
9.0	-.090	.245	.145	-.181	-.265	-.055	.204	.327	.305	.215
9.5	-.194	.162	.228	-.065	-.268	-.160	.099	.268	.323	.256
10.0	-.246	.043	.254	.058	-.220	-.234	-.014	.217	.318	.292
10.5	-.237	-.079	.222	.162	-.128	-.260	-.120	.123	.285	.310
11.0	-.174	-.177	.139	.227	-.015	-.238	-.202	.018	.225	.309
11.5	-.068	-.228	.028	.237	.096	-.170	-.244	-.084	.142	.282
12.0	.048	-.223	-.085	.195	.182	-.073	-.244	-.170	.045	.230
12.5	.147	-.165	-.173	.110	.225	.035	-.198	-.224	-.054	.156
13.0	.207	-.070	-.218	.003	.219	.132	-.118	-.241	-.141	.067
13.5	.215	.038	-.209	-.103	.164	.197	-.018	-.213	-.203	-.027
14.0	.171	.133	-.152	-.177	.076	.220	.081	-.151	-.232	-.114
14.5	.088	.193	-.061	-.209	-.026	.195	.160	-.062	-.220	-.181
15.0	-.014	.205	.042	-.194	-.119	.130	.206	.034	-.174	-.220

I.5-jadval.

$J_n(x)$	$J_n(x)$ qiymati nolga teng bo'luvchi x ning qiymatlari								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
J_0	2.40	5.52	8.65	11.79	14.93	18.07	21.21	24.35	27.49
J_1	3.83	7.01	10.17	13.32	16.47	19.62	22.76	25.90	29.05
J_2	5.14	8.41	11.62	14.80	17.96	21.12	24.27	27.42	30.57
J_3	6.38	9.76	13.02	16.22	19.41	22.58	25.75	28.91	32.06
J_4	7.59	11.06	14.37	17.62	20.83	24.02	27.20	30.37	33.54
J_5	8.77	12.34	15.70	18.98	22.22	25.43	28.63	31.81	34.99
J_6	9.94	13.59	17.00	20.32	23.59	25.82	30.03	33.23	36.42
J_7	11.09	14.82	18.29	21.64	24.93	28.19	31.42	34.64	37.84
J_8	12.22	16.04	19.55	22.95	26.27	29.55	32.80	36.03	39.24

 $J_n(x)$ 

I.3-rasm.

Adabiyotlar

1. Abduazizov A. Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. T.: Fan va texnologiyalar, 2011.
2. A.A. Abduazizov, D.A. Davronbekov. Radiouzatish va qabul qilish qurilmalari. O'quv qo'llanma. T.: Fan va texnologiyalar, 2011.
3. A.A. Abduazizov. Radiotexnika asoslari. T.: Iqtisod moliya, 2010.
4. A.A. Abduazizov. Radiouzatish qurilmalari. T.: Iqtisod moliya, 2010.
5. Теория электрической связи. Под ред. Д.Д. Кловского. – М: Радио и связь, 1999.
6. Васюков В.Н. Теория электрической связи. Новосибирск, НГТУ, 2006.
7. Скляр Б. Цифровая связь. – М: Вильямс, 2003.
8. Прокс Дж. Цифровая связь. – М: Радио и связь, 2000.
9. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. И.Б. Федорова, – М; МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2004.
10. Френкс Л. Теория сигналов. – М: Сов. Радио, 1974.
11. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. – М: Радио и связь, 2000.
12. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. – М: Радио и связь, 2005.
13. Хемминг Р.В. Теория кодирования и теория информации. – М: Радио и связь, 1983.
14. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. Учеб. Пособие для вузов М. Радио и связь, 1982.
15. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов – М.: Высшая школа, 2000.
16. Каганов В. И. Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005.
17. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов М. Высшая школа 2002.
18. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М Радио и связь, 1985.
19. Галлагер Р. Теория информации и надёжная связь Пер. с англ. Под ред. М.С. Пинскера и Б.С. Цыбакова. М. Сов. Радио. 1974.
20. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. М. Радио и связь, 1989.
21. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. М. Радио и связь, 1986.
22. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в систем связи. М. Связь 1972.
23. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам, 2-е Изд. М. Радио и связь, 1982.

24. Кловский Д.Д., Шилкин В.А. Теория электрической связи. Сборник задач и упражнений. М. Радио и связь, 1990.
25. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчёт помехоустойчивости передачи дискретных сообщений. Справочник. М. Радио и связь, 1981.
26. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М. – Л. Госэнергоиздат, 1956.
27. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М. Радио и связь, 1989.
28. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации Под ред. А.Г Зюко. М. Радио и связь, 1985.
29. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов Пер. с англ. Под ред. Ю.Н.Александрова. М. Мир, 1978.
30. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М. Радио и связь, 1991.
31. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. Учебное пособие для вузов. М. Радио и связь, 1991.
32. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М. Сов. Радио, 1970.
33. Харкевич А.А. Избранные труды. Т.1-3. М. Наука, 1972.
34. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. Пер. с англ. Под ред. Н.А. Железнова. М. ИЛ. 1963.

MUNDARIJA

KIRISH	3
1. AXBOROT VA XABAR.....	5
1.1. Axborot manbai va axborot oluvchi	5
1.2. Elektromagnit to'liqlar	5
1.3. Axborot uzatish tizimi.....	8
1.4. Xabarlar va signallar	9
1.5. Aloqa kanallari.....	12
1.6. Kodlash va modulyatsiyalash.....	13
1.7. Demodulyatsiya va dekodlash.....	19
1.8. Xalaqitlar va buzilishlar	19
1.9. Qabul qilingan signalni asliga mosligi va uzatish tezligi	21
<i>Nazorat savollari</i>	23
2. ELEKTR ZANJIRLARNING TURLARI.....	25
2.1. Chiziqli elektr zanjirlar	25
2.2. Nochiziqli elektr zanjirlar	26
2.3. Parametrik elektr zanjirlar	27
<i>Nazorat savollari</i>	30
3. NOCHIZIQLI ELEMENTLAR, ULARNING XARAKTERISTIKALARI VA PARAMETRLARI. PARAMETRIK ELEMENTLAR	31
3.1. Nochiziqli va parametrik elementlar haqida umumiy tushunchalar	31
3.2. Nochiziqli elementlarning tavsiflari va asosiy parametrlari.....	32
3.3. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlarda parametrik jarayonlar	35
3.4. Nochiziqli rezistiv va reaktiv elementlar xarakteristikalari.....	36
3.5. Nochiziqli rezistiv elementning garmonik tebranishga aks ta'siri.....	37
3.6. Nochiziqli elementlar xarakteristikalarini approksimatsiyalash.....	38
3.7. Nochiziqli rezistiv element VAXsini polinom bilan approksimatsiyalash.....	39
3.8. Nochiziqli rezistiv element VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalash.....	40
3.9. Nochiziqli rezistiv element VAXsini to'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash.....	42
3.10. Giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash.....	43
<i>Nazorat savollari</i>	45
4. NOCHIZIQLI ELEKTR ZANJIRLARNI TAHLIL ETISH USULLARI.....	46
4.1. NElarning ishlash rejimlari va ularni tahlil etish usullari.....	46
4.2. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli.....	47
4.3. Uch va besh ordinatalar usuli	49
4.4. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli	51
4.5. Kesish burchagi usuli	52
4.6. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish	56
<i>Nazorat savollari</i>	57
5. NOCHIZIQLI QURILMALAR.....	58
5.1. Chastota ko'paytirgichlar	58
5.2. Signallarni kuchaytirish	59

5.3. Chiziqli kuchaytirgichlar.....	60
5.4. Nochiziqli kuchaytirgichlar.....	65
5.5. Chastota o'zgartirgich.....	69
5.6. Cheklagichlar.....	75
<i>Nazorat savollari</i>	78
6. MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR	79
6.1. Modulyatsiya.....	79
6.2. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallar.....	79
6.3. AM signallarni olish usullari.....	82
6.3.1. Bir taktli diodli AM modulyator.....	82
6.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori.....	84
6.4. Chastotasi va fazasi modulyatsiyalangan signallar.....	87
6.5. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish.....	91
6.6. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni shakllantirish.....	94
<i>Nazorat savollari</i>	96
7. DETEKTORLASH	98
7.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash.....	98
7.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi.....	100
7.3. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashi.....	102
7.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni sinxron detektorlash.....	105
7.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash.....	110
7.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash.....	113
7.6.1. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori.....	113
7.6.2. Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori.....	115
7.6.3. O'zaro induktiv bog'langan, kirish ChM signali o'rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan ChD.....	116
<i>Nazorat savollari</i>	118
8. AVTOGENERATORLAR	120
8.1. LC-avto generatorlarning ishlash prinsipi.....	120
8.2. Avto generatorlardagi energetik bog'lanishlar.....	123
8.3. Avto generatorlarning ishlash rejimlari.....	124
8.4. Avto generatorlar qo'zg'alish sharti.....	125
8.5. Avto generatorlar barqaror rejimi.....	129
8.6. Uch nuqtali avto generatorlar.....	130
8.7. RC-generatorlar.....	132
8.7.1. Faza suruvchi RC zanjirli generatorlar.....	132
8.8. Fazabalanslovchi Vinn ko'priki RC-generatorlar.....	134
<i>Nazorat savollari</i>	136
9. SIGNALLAR VA XALAQITLAR	138
9.1. Signallarning tavsiflari va turlari.....	138
9.2. Signal va xalaqitlar – tasodifiy jarayon.....	140
9.3. Fluktuatsion xalaqitning statistik tavsiflari.....	148
<i>Nazorat savollari</i>	154

10. SIGNALLARNI ELEMENTAR TASHKIL ETUVCHILARGA YOYISH ..	156
10.1. Signallarni elementar tashkil etuvchilarga yoyish to'g'risida umumiy tushunchalar.....	156
10.2. Signallarni spektral tashkil etuvchilarga yoyish	158
10.3. Signal energetik spektri.....	162
10.4. Analog signallarni diskretlash. V.A. Kotelnikov teoremasi.....	165
10.5. Signal va xalaqitlarning chiziqli tizimlar orqali o'tishi.....	175
10.6. Tasodifiy signallarning no'chiziqli tizimga ta'siri	177
10.7. Signallarni geometrik shaklda tasvirlash	180
10.8. Signallarning farqlanishi	183
<i>Nazorat savollari</i>	185
11. SIGNALLARGA ISHLOV BERISH ASOSLARI.....	186
11.1. Qabul qilish qurilmalarida signallarga ishlov berish.....	186
11.2. Signal quvvatini to'plash (yig'ish) usuli.....	188
11.3. Signallarga ishlov berishda sinxron yig'ish usuli	188
11.4. Signallarga integrallash (to'plash) usulida ishlov berish.....	189
11.5. Signalni kogerent va nokogerent qabullash	191
11.6. Signalni kogerent qabullash	194
11.7. Signalni korrelyatsion usulda qabullash	195
11.8. Signallarni avtokorrelyatsion usulda qabullash	196
11.9. Signalni moslashgan filtrlar orqali qabullash.....	198
11.10. Moslashgan filtrning asosiy xossalari.....	202
11.11. Uzlaksiz signallarni optimal filtrlash.....	205
<i>Nazorat savollari</i>	210
12. XALAQITBARDOSHLIK NAZARIYASI ASOSLARI	212
12.1. Xalaqitbardoshlik haqida asosiy tushunchalar	212
12.2. Signallarni optimal qabullash mezonlari	214
12.3. Ikkilik aloqa kanallarida signallarni qabullashda statistik xatoliklar.....	216
12.4. Diskret xabarlarni optimal qabullash.....	219
12.5. Ikkilik signallarni kogerent qabullashda xatolik ehtimolligi	224
12.6. Optimal signal qabullash xalaqitbardoshligining modulyatsiya turiga bog'liqligi.....	227
12.6.1. Amplitudasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi	227
12.6.2. Chastotasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi	228
12.6.3. Fazasi manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi	229
12.6.4. Fazasi nisbiy manipulyatsiyalangan signallarning xalaqitbardoshligi.....	230
12.7. Diskret xabarlarni nokogerent qabullash.....	233
12.8. Uzlaksiz signallarni optimal qabullash.....	237
<i>Nazorat savollari</i>	241
13. RAQAMLI SIGNALLAR HAQIDA ASOSIY TUSHUNCHALAR	242
13.1. Uzlaksiz xabarlarni raqamli shaklda uzatish	242
13.2. Impuls-kod modulyatsiya signallari	242
13.3. Xatolik impulslari shovqini.....	245
13.4. Bashoratli kodlash.....	246

<i>Nazorat savollari</i>	248
14. KO'P KANALLI ALOQA ASOSLARI	249
14.1. Signallarni ajratish nazariyasi asoslari.....	249
14.2. Signallarni chastota bo'yicha ajratish.....	253
14.3. Signallarni vaqt bo'yicha ajratish	256
14.4. Signallarni shakl bo'yicha ajratish	259
14.5. Shovqinsimon signallar yordamida xabar uzatish tizimi.....	262
14.6. Shovqinsimon signallarga misollar	264
14.7. Signallarni kombinasion ajratish usuli.....	269
<i>Nazorat savollari</i>	273
15. AXBOROT UZATISH VA KODLASH NAZARIYASI	275
15.1. Axborot miqdorini aniqlash	275
15.2. Diskret xabarlar entropiyasi va uning xossalari.....	276
15.3. Diskret xabar manbaining "ortiqchaligi" va xabar ishlab chiqarish imkoniyati	278
15.4. Uzlüksiz xabar manbai entropiyasi.....	279
15.5. Diskret kanal orqali uzatiladigan axborot miqdori.....	282
15.6. Diskret aloqa kanalining axborot uzatish imkoniyati.....	284
15.7. O'zaro axborot va uzluksiz aloqa kanalining axborot o'tkazish imkoniyati.....	286
15.8. Xalaqitli aloqa kanali uchun Shenon kodlash teoremasi	290
15.9. Korreksiyalovchi kodlarning turlari	292
15.10. Blokli korreksiyalovchi kodlarning asosiy tavsiflari.....	293
15.11. Xatoliklarni korreksiyalash uchun chiziqli ikkilik kodlar	295
15.12. Chiziqli kodni dekodlash.....	299
<i>Nazorat savollari</i>	302
16. ALOQA TIZIMLARINING SAMARADORLIGI VA ULARNI MUTANOSIBLASH	304
16.1. Samaradorlikning asosiy ko'rsatkichlari	304
16.2. Aloqa tizimlarini mutanosiblash (optimallashtirish).....	305
16.3. Diskret xabarlarini uzatishning chegaraviy imkoniyatlari.....	306
16.4. Uzlüksiz signallarni uzatish tizimlarining imkoniyatlari.....	308
<i>Nazorat savollari</i>	310
17. SIGNALLARGA RAQAMLI ISHLOV BERISH ASOSLARI	311
17.1. Diskret signallarning modellari	311
17.2. Raqamli filtrlarning tuzilishi va asosiy tavsiflari	323
<i>Nazorat savollari</i>	328
18. AXBOROTLARNI KRIPTOHIMOYALASH	329
18.1. Asosiy tushunchalar va ta'riflar.....	329
18.2. Kriptotizimlarga asosiy talablar	330
18.3. Simmetrik kriptotizimlarning asosiy turlari	333
18.4. Blokli shifrlar haqida umumiy tushunchalar.....	334
18.5. Blokli shifrlarni generatsiyalash.....	336
18.6. DES shifrlash usuli va uning turlari	338
18.7. Asimmetrik kriptotizimlar.....	342

18.8. Elektron raqamli imzo.....	343
18.8.1. Asimmetrik kriptotizimga asoslangan elektron raqamli imzo.....	344
18.8.2. Simmetrik kriptotizimga asoslangan elektron raqamli imzo.....	345
18.9. Xeshlash funksiyalari va ularga asosiy talablar.....	346
18.10. Kriptografik kalitlarni boshqarish.....	347
18.11. Himoyalangan aloqa kanallari.....	348
<i>Nazorat savollari</i>	349
ILOVALAR.....	351
Adabiyotlar.....	359

Abduazizov Amandjan

ELEKTR ALOQA NAZARIYASI

Muharrir: *A. Abduazizov*
Texnik muharrir: *Ya. T. Yusupov*
Musahhah: *S. X. Abdullayeva*

Bosishga ruxsat etildi 30.10.2013y. Qog'oz bichimi 60×84 1/16.
Times New Roman garniturasida terildi. Ofset uslubida oq qog'ozda chop etildi.
Nashriyot hisob tabog'i 22,87, shartli b.t. 24,8. Adadi 100.
Bahosi kelishuv asosida

Toshkent axborot texnologiyalari universiteti "Nashr-matbaa" bo'lmida chop etildi.
Toshkent sh, Amir Temur ko'chasi 108-uy.
