O‘ZBEKISTON RESPUBLIKASI OLIY VA O‘RTA MAXSUS TA’LIM VAZIRLIGI

A.A. Tulyaganov, A.M. Nazarov, A.A. Abduazizov,
I.R. Faziljanov, A.A. Yarmuhamedov, Ya.T. Yusupov

SIGNALLARNI UZATISH NAZARIYASI

O‘zbekiston Respublikasi oliy va o‘rta maxsus ta’lim vazirligi tomonidan “5350100-Telekommunikatsiya texnologiyalari” bakalavriat ta’lim yo‘nalishi talabalari uchun o‘quv qo‘llanma sifatida tavsiya etilgan

Toshkent – 2018

UO‘K: 621.39 (075)
KBK: 32.8 ya 7

Tulyaganov A.A., Nazarov A.M., Abduazizov A.A., Faziljanov I.R., Yarmuhamedov A.A., Yusupov Ya.T. Signallarni uzatish nazariyasi: O‘quv qo‘llanma. – T.: «Aloqachi», 2018, 337 b.

O‘quv qo‘llanmada axborot, xabar va signallarning ko‘rsatkichlari va xarakteristikalari, signal va xalaqitlarning matematik modellari, nochiziqli elementlar xarakteristikalarini approksimatsiyalash usullari va nochiziqli zanjirlarni tahlil etish usullari, tasodifiy jarayonlar, tasodifiy jarayonlarning energetik spektri bayon etilgan. Analog, diskret, impulsli va raqamli modulyatsiyalangan signallar turlari, ularni shakllantirish hamda spektrlari, analog modulyatsiylangan signallarni detektorlash masalalari ko‘rib chiqilgan. Uzluksiz signallarni diskretlash va kvantlash, uzluksiz signallarni raqamli shaklda uzatish, signallarni qabul qilish asoslari, diskret signallarni optimal qabul qilish va ko‘p kanalli aloqa tizimlari asoslari yetarli darajada yoritilgan.

O‘quv qo‘llanma oliy ta’lim muassasalarining “5350100-Telekommunikatsiya texnologiyalari” bakalavriat ta’lim yo‘nalishi talabalari, hamda signallarni uzatish sohasiga qiziquvchilar uchun mo‘ljallangan.

В учебном пособии приведены параметры и характеристики информации, сообщений и сигналов, математические модели сигналов и помех, методы аппроксимации характеристик нелинейных элементов, спектральный анализ колебаний в нелинейных преобразователях, случайные процессы, энергетический спектр сигналов. Рассмотрены методы сигналов аналоговой, дискретной, импульсной и цифровой модуляции, формирования и спектры их, детектирование сигналов аналоговой модуляции. В достаточной степени освещены дискретизация и квантования непрерывных сигналов, передача непрерывных сигналов в цифровом виде, методы приема сигналов оптимальный прием дискретных сигналов и систем многоканальной связи.

Учебное пособие предназначено для студентов высших образовательных учреждений, обучающихся по направлению образования «5350100-Телекоммуникационные технологии», а также лицам заинтересованных в области передачи сигналов.

In the manual parameters and characteristics of the information, messages and signals, mathematical models of signals and noises, methods of approximation of characteristics of non-linear elements, spectrum analysis of oscillations in non-linear converter units, casual processes, an energy spectrum of signals are resulted. Methods of signals analog, by discrete, impulse and digital modulation, formations and their spectra, detection of signals of analog modulation are considered. Signal pick-up methods optimal reception of the discrete signals and systems of multi-channel communication are sufficiently illuminated sampling and quantizations of the continuous signals, transmission of the continuous signals in a digital form.

The manual is intended for students of the higher educational institutions trained in a direction of formation «5350100-Telecommunication technologies», and also to persons interested in signal transmission area.

UDK: 621.39 (075)
BBK: 32.8 ya 7

Professor **A.A. Tulyaganovning** umumiy tahriri ostida

Taqrizchilar:

Xalikov A.A. – Toshkent temir yo‘l muhandislari instituti “Elektraloqa va radio” kafedrasi mudiri, t.f.d., professor;

Raximov B.N. – Muhammad al-Xorazmiy nomidagi Toshkent axborot texnologiyalari universiteti “Teleradioeshittirish tizimlari” kafedrasi mudiri, t.f.d.

© «Aloqachi» nashriyoti, 2018

QISQARTMALAR

1.	AChX	–	amplituda-chastota xarakteristikasi
2.	AD	–	amplituda detektori
3.	AE	–	aktiv element
4.	AG	–	avtogenerator
5.	AK	–	aloqa kanali
6.	AKF	–	avtokorrelyatsiya funksiyasi
7.	AL	–	aloqa liniyasi
8.	AM	–	amplituda modulyatsiyasi
9.	AMb	–	axborot manbai
10.	AMp	–	amplituda manipulyatsiyasi
11.	AO	–	axborot oluvchi
12.	ARO‘	–	analog raqam o‘zgartirgich
13.	AS	–	analog signal
14.	AUT	–	axborot uzatish tizimi
15.	AYD	–	antenna yo‘naltirilganlik diagrammasi
16.	BE	–	boshqaruvchi element
17.	BG	–	boshqaruvchi generator
18.	BM	–	balansli modulyator
19.	BT	–	bipolyar tranzistor
20.	ChA	–	chastota almashtirgich
21.	ChD	–	chastota detektori
22.	ChE	–	chiziqli element
23.	ChEZ	–	chiziqli elektr zanjir
24.	ChFAS	–	chastotani fazaviy avtomatik sozlash
25.	ChK	–	chastota ko‘paytirgich
26.	ChM	–	chastota modulyatsiyasi
27.	ChMp	–	chastota manipulyatsiyasi
28.	ChO‘	–	chastota o‘zgartirgich
29.	D	–	detektor
30.	DK	–	dekoder
31.	Dm	–	demodulyator
32.	DMX	–	dinamik modulyatsion xarakteristika
33.	DS	–	diskret signal
34.	EK	–	elektron kalit

35. EM – elektr manbai
36. YeSY – Yer sun’iy yo‘ldoshi
37. F – filtr
38. FChX – faza chastota xarakteristikasi
39. FD – faza detektori
40. FIK – foydali ish koeffitsiyenti
41. FM – faza modulyatsiyasi
42. FMp – faza manipulyatsiyasi
43. G – geterodin, generator
44. GSM – Global System for Mobile Communications (Mobil aloqa global tizimi)
45. HM – halqasimon modulyator
46. IAM – impuls amplitudasi modulyatsiyasi
47. IFM – impuls fazasi modulyatsiyasi
48. IKM – impuls kod modulyatsiyasi
49. IChM – impuls chastotasi modulyatsiyasi
50. IDM – impuls davomiyligi modulyatsiyasi
51. IM – impuls modulyatsiyasi
52. K – koder
53. KAM – kvadratura amlituda modulyatsiyasi
54. KF – korrelyatsiya funksiyasi
55. KVA – kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish
56. KChA – kanallarni chastota bo‘yicha ajratish
57. KKA – kanallarni kod bo‘yicha ajratish
58. M – modulyator
59. MChM – minimal chastota modulyatsiyasi
60. MF – moslashgan filtr
61. MT – maydon tranzistori
62. NE – nochiziqli element
63. NFD – nisbiy faza detektori
64. NFMp – nisbiy faza manipulyatsiyasi
65. O‘KF – o‘zaro korrelyatsiya funksiyasi
66. OChF – oraliq chastota filtri
67. OChK – oraliq chastota kuchaytirgichi
68. PChF – past chastotalar filtri
69. PChK – past chastotalar kuchaytirgichi
70. QQ – qabul qilish qurilmasi

71. RAO‘ – raqam analog o‘zgartirgich
72. REV – radioelektron vosita
73. RF – raqamli filtr
74. RK – radiokanal
75. RQQ – radioqabul qilish qurilmasi
76. RTT – radiotexnik tizim
77. RUQ – radiouzatish qurilmasi
78. S/X – signal xalaqit nisbati
79. SAT – sotali aloqa tizimlari
80. SD – sinxron detektor
81. SMX – statik modulyatsion xarakteristika
82. SQQ – signal qabullash qurilmasi
83. SShN – signal shovqin nisbati
84. SXN – signal xalaqit nisbati
85. SYA – sun’iy yo‘ldoshli aloqa
86. TG – tayanch generatori
87. TK – tebranish konturi
88. UQ – uzatish qurilmasi
89. US – uzluksiz signal
90. VAX – volt-amper xarakteristikasi
91. VIM – vaqt impuls modulyatsiyasi
92. XM – xabar manbai
93. YuChF – yuqori chastotalar filtri

Ustozimiz professor Abduazizov Amandjan Abdumadjidovichning porloq xotiralariga bag‘ishlanadi

KIRISH

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.

Signallarni uzatish nazariyasida signallarga ularning determinant funksiyalar orqali ifodalanuvchi nisbatan sodda matematik modellari bilan bir qatorda, signal va xalaqitlarga tasodifiy jarayon nuqtai nazaridan qaraladigan matematik modellardan ham foydalaniladi. Signal va xalaqitlarning tasodifiy jarayon shaklidagi matematik modellari signal qabul qilish 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.

Shunday qilib, signallarni uzatish nazariyasi zamonaviy aloqa qurilmalari va tizimlarining rivojlanish yo‘nalishlarini ham ko‘rsatib beradi.

Signallarni uzatish nazariyasining rivojlanishida V.A. Kotelnikov, Klod Shenon, R. Xartli, X. Naykvist, A.I. Berg, D.V. Ageyev, A.Ya. Xinchin, A.N. Kolmogorov, N. Viner, A. Valdlarning hissalari katta. Ular uzluksiz signallarni diskret shaklda uzatish, axborot miqdorini aniqlashning logorifmik birligi, signallarni bir-biridan chiziqli ajratish nazariyasi, potensial xalaqitbardoshlik nazariyasi, axborot nazariyasi, aloqa tizimiga ehtimollik nazariyasining tadbiqi, signal va xalaqitlarga korrelyatsion ishlov berish asoslarini yaratishgan.

Signallarni uzatish nazariyasi fani bakalavrlar tayyorlashda asosiy o‘rinlardan birini egallaydi va zamonaviy aloqa qurilmalari va tizimlarining tahlili va sintezi masalalaridan chuqur bilimlarga ega bo‘lishlarini ta’minlaydi.

O‘quv qo‘llanmada elektr aloqa kanallari orqali xabarlar uzatishda foydalaniladigan signal turlari, ularning matematik modellari, aloqa qurilmalari asosiy qismlarining ishlash jarayoni va asosiy xarakteristikalari, analog, diskret va raqamli modulyatsiya turlari, detektorlar, signallarni shakllantirish va ularga ishlov berish, signallarni optimal kogerent va nokogerent qabul qilishda xalaqitbardoshlik, aloqa kanallarining axborot uzatish imkoniyatlari va ko‘p kanalli aloqa tizimlari masalalari yoritilgan.

Ushbu o‘quv qo‘llanma “5350100-Telekommunikatsiya texnologiyalari” ta’lim yo‘nalishi bo‘yicha bakalavrlar tayyorlashga mo‘ljallangan bo‘lib, undan “5350700-Radioelektron qurilmalar va tizimlar” yo‘nalishlari talabalari ham Radiotexnik zanjirlar va signallar fanini o‘rganishda foydalanishlari mumkin.

O‘quv qo‘llanma qisqartmalar, kirish, 14 ta bob, glossariy, adabiyotlar ro‘yxati va ilovadan iborat bo‘lib, fanning o‘quv dasturi asosida tayyorlangan. O‘quv qo‘llanmaning oxirida glossariy keltirilgan bo‘lib, atamalarning rus va ingliz tilidagi tarjimasi ham berilgan.

O‘quv qo‘llanma Muhammad al-Xorazmiy nomidagi Toshkent axborot texnologiyalari universitetiga yarim asrdan ko‘proq (56 yil) umrini bag‘ishlagan ustoz – Halqaro aloqa akademiyasi akademigi, texnika fanlari nomzodi, professor Abduazizov Amandjan Abdumadjidovichning yorqin xotiralariga bag‘ishlanadi. Ustoz Abduazizov Amandjan Abdumadjidovich 3 ta darslik, 10 dan ortiq o‘quv qo‘llanma, 400 dan ortiq ilmiy, ilmiy-uslubiy ishlar muallifidir.

Ushbu o‘quv qo‘llanmani tayyorlashda uztozning bir qator darslik va o‘quv qo‘llanmalaridan foydalanildi (ular adabiyotlar ro‘yxatida keltirilgan). Xususan, ushbi kitobning 3,4 va 6- boblari [4] adabiyotdan olingan bo‘lib, bu materiallar klassik turda bo‘lganligi hamda fan dasturiga mos kelishi sababli o‘zgartirishsiz kiritildi, va ustozni mualliflar qatoriga qo‘shishni maqsadga muvofiq deb topdik.

Shuningdek, mazkur o‘quv qo‘llanmani tayyorlashda so‘ngi yillarda chop etilgan bir qator xorijiy adabiyotlardan keng foydalanildi. Masalan, o‘quv qo‘llanmaning 2-, 5-, 6-, 7- va 10- boblari [2] va [3] adabiyotning mos bo‘limlaridagi materiallar asosida tayyorlangan.

Ushbu o‘quv qo‘llanma mualiflarning bir necha yillar davomida talabalarga elektr aloqa nazariyasi kursi va bir qator turdosh fanlardan o‘qigan maruzalari asosida davlat tilida tayyorlangan. Mualliflar ushbu o‘quv qo‘llanma mazmuni va undagi kamchiliklar haqida o‘z fikr-mulohazalarini bildirganlarga avvaldan o‘z minnatdorligini bildiradi.

Mualliflar ushbu o‘quv adabiyotining yaxshilanishi yo‘lida bildirgan fikr-mulohaza va takliflari uchun Muhammad al-Xorazmiy nomidagi Toshkent axborot texnologiyalari universiteti professori N.X. Gulto‘rayevga hamda taqrizchilar: Muhammad al-Xorazmiy nomidagi Toshkent axborot texnologiyalari universiteti doktori B.N. Raximovga va Toshkent temir yo‘l muhandislari instituti professori A.A. Xalikovlarga o‘z minnatdorliklarini izhor etishadi.

1. AXBOROT, XABAR VA SIGNALLAR HAQIDA UMUMIY TUSHUNCHALAR

1.1. Umumiy tushunchalar

Ilm-fan, texnika va kundalik hayotimizda “axborot”, “xabar” va “signal” atamalaridan tez-tez foydalanib turamiz. Umuman **axborot** deganda biron-bir voqea, hodisa yoki ob’ektning holati haqidagi ma’lumotlar majmuasi tushuniladi. Axborotni saqlash, unga ishlov berish va uzatishda turli shartli belgilar (harflar, matematik belgilar, rasmlar, so‘zlar, turli shakldagi tebranishlar va boshqalar) dan, ya’ni axborotni boshqa ko‘rinishda ifodalash usullaridan foydalaniladi.

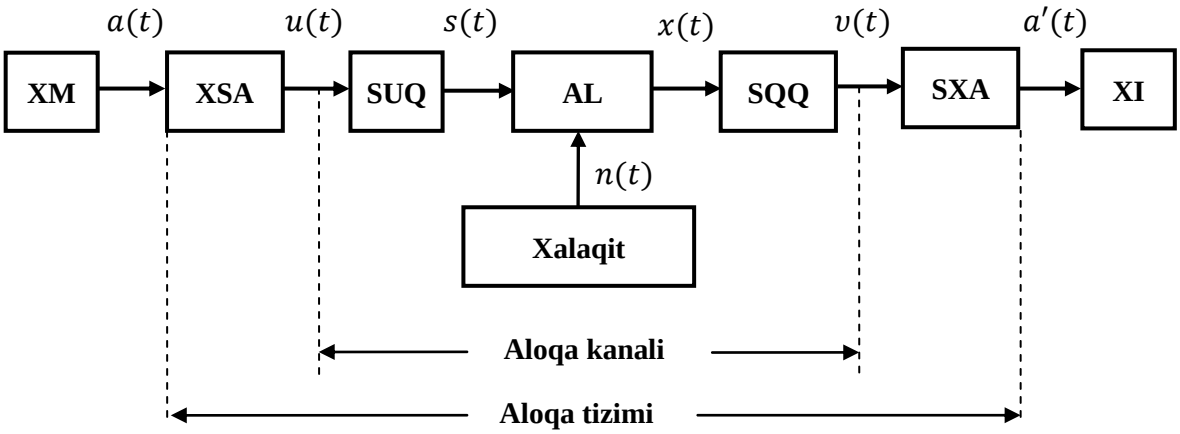
Ma’lum bir shaklga keltirilgan axborot **xabar** deb ataladi. Misol uchun, telegraf xabarlarida axborot harflar va raqamlar orqali ifodalanadi. Ushbu belgilar to‘plami orqali xabar uzatiladi. Telefon aloqasi tizimlarida – bu inson qulog‘i yoki uni o‘zgartiruvchi asbob mikrofon menbranasi oldida bosimning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

Xabar almashish nafaqat 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.

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

Xabarni unga mos signalga aylantirish uchun turli fizik jarayonlardan foydalanishga asoslanib yaratilgan asboblardan foydalaniladi. Misol uchun, tovush shaklidagi xabarni signalga aylantirish uchun mikrofondan, tasvirni signalga aylantirish uchun maxsus elektron trubkalardan, temperaturani signalga aylantirish uchun termoelementlardan va h.k. foydalaniladi.

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*

$a(t)$ – uzatilgan xabar;

$u(t)$ – birlamchi elektr signali;

$s(t)$ – aloqa liniyasi orqali uzatiladigan signal;

$n(t)$ – xalaqit;

$x(t)$ – signal va xalaqit;

$v(t)$ – signal qabullash qurilmasi chiqishidagi signal;

$a'(t)$ – qabul qilingan xabar.

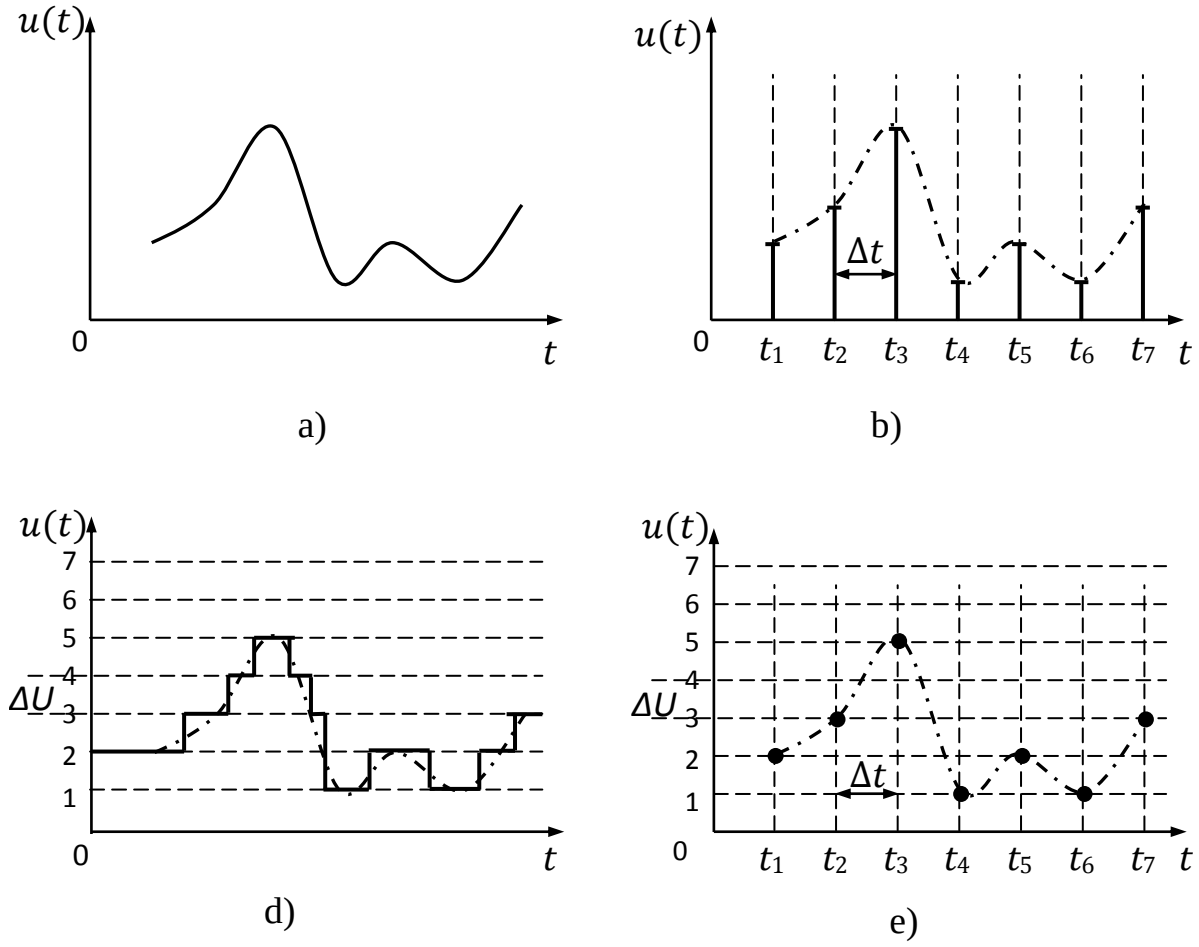
1.2. Signallar va ularning parametrlari

Har qanday signal $u(t)$ vaqt funksiyasi hisoblanadi. Signallarni vaqt funksiyasi sifatida quyidagi *turlarga* ajratish qabul qilingan:

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

Vaqt va sath bo‘yicha uzluksiz signallar vaqt bo‘yicha chegaralangan yoki chegaralanmagan bo‘lib, sathi ma’lum bir oraliqdagi qiymatlarni qabul qiladi (1.2a-rasm). Bunday signallarga mikrofon, temperatura o‘lchagich, bosim o‘lchagich va boshqa shunga o‘xshash asboblar chiqishidagi signal misol bo‘ladi. Bu signallar fizik kattaliklarning elektrik modellari bo‘lganligi, unga mos ravishda o‘zgargani uchun bunday signallar “analog” (o‘xshash, mos) signallar deb ataladi. 1.2b-rasmda keltirilgan signallar vaqt bo‘yicha diskret $t = k\Delta t$ (Δt – diskret vaqt oralig‘i bir xil qiymatli va turlicha bo‘lishi mumkin) va sath bo‘yicha ma’lum bir oraliqdagi har qanday qiymatlarga teng bo‘lishi mumkin. Bunday signallarni uzluksiz signallarning har bir Δt vaqt oralig‘ida qiymatlarini belgilash orqali olish mumkin. Bu jarayon vaqt bo‘yicha **diskretlash** deb ataladi. Odatda diskretlash oralig‘i Δt bir xil qilib, uzluksiz signalni uning vaqt bo‘yicha diskret oniy qiymatlari orqali qayta tiklash aniqligiga bo‘lgan talabga asosan tanlanadi.

1.2d-rasmda keltirilgan uchinchi tur signallar sath bo‘yicha diskretlangan – **kvantlangan** bo‘lib, u $k\Delta t$ yoki ma’lum bir uzluksiz vaqt t da ma’lum bir diskret qiymatga ega bo‘ladi. Kvantlash natijasida signal sathining oniy qiymati unga eng yaqin bo‘lgan, ruxsat etilgan sath qiymati bilan almashtiriladi. Natijada, zinasimon signal hosil bo‘ladi.



1.2-rasm. *Signallarning turlari: a) – uzluksiz signal; b) – diskret signal; d) – kvantlangan signal; e) – vaqt va sath bo'yicha diskret signal (raqamli signal).*

Kvantlash oralig'i (qadami) bir xil yoki turlicha bo'lishi mumkin. Ikki eng yaqin ruxsat etilgan oraliq **kvantlash oralig'i (qadami)** deb ataladi va odatda ΔU bilan belgilanadi. Kvantlash oralig'i bir xil yoki turlicha qilib tanlanishi mumkin. Kvantlash oralig'i bir xil bo'lgan signalni qayta tiklashda yuzaga keladigan absolyut xatolik $\Delta U/2$ ga teng bo'ladi. Ma'lum bir davomiylikka ega bo'lgan uzluksiz signalni kvantlash natijasida hosil bo'ladigan xatolikning o'rtacha kvadratik qiymati $\Delta U/12$ ga teng bo'ladi. Odatda ΔU – uzluksiz signalni uning kvantlangan qiymatlari asosida qayta tiklash aniqligiga bo'lgan talabga asosan tanlanadi.

To'rtinchi tur signallar (1.2e-rasm) ma'lum diskret vaqt $k\Delta t$ larda ($k = 0, 1, 2, \dots, n$) ma'lum bir diskret qiymatni qabul qiladi. Bunday signallar uzluksiz signallarni vaqt bo'yicha diskretlash va sath bo'yicha kvantlash natijasida olinadi.

Vaqt va sath bo‘yicha diskret signalning qiymati kvantlash oralig‘i ΔU ga bog‘liq bo‘lib, kvantlash natijasida umumiy holda ruxsat etilgan N ta oniy qiymatlardan birini qabul qiladi. Kvantlangan signal sathini ketma-ket butun sonlar bilan belgilab, bu sonlarni odatda ikkilik signal 1 va 0 lardan iborat signal bilan almashtirib, aloqa kanali orqali modulyatsiyalangan radiosignal orqali uzatiladi. Kvantlangan signalning oniy qiymatlarini diskret elementar signallar (odatda 1 va 0) bilan almashtirish natijasida hosil bo‘lgan signal **raqamli signal** deb ataladi.

Vaqt funksiyasi bo‘lgan signal $u(t)$ haqiqiy yoki kompleks qiymatga ega bo‘lishi mumkin. Shuning uchun signallarning haqiqiy va kompleks matematik modellari mavjud.

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

Determinant signallardan turli radiotexnik funksional qism, qurilma va tizimlarni sinovdan o‘tkazishda foydalaniladi. Ulardan turli chiziqli, nochiziqli va parametrik radiotexnik zanjirlarni tahlil etishda, tadqiqot ishlari olib borishda foydalaniladi. Odatda determinant signallar sifatida birlik sakrash impulsi, sinusoidal signallardan, delta funksiya signali $\delta(t)$, to‘rtburchaksimon va boshqa ko‘rinishda bo‘lgan signallardan foydalaniladi.

Har qanday signal ma’lum bir T_s vaqt davomiyligida uzatiladi (1.3-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 $U_{max}/U_{min} = D_s$ signal **dinamik**

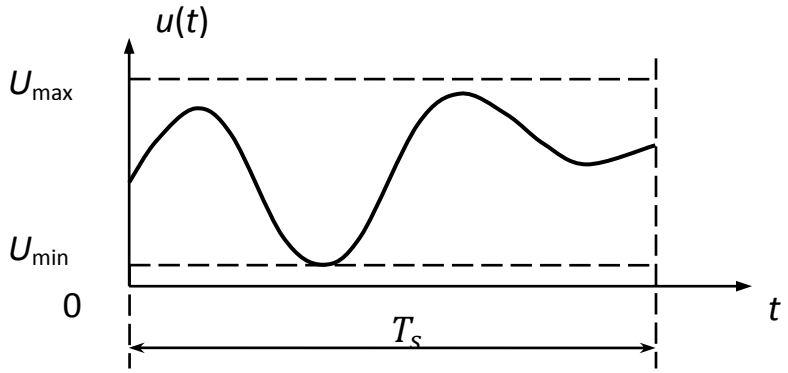
diapazoni deb ataladi. Signal T_s vaqt davomida o‘zining U_{max} qiymatidan U_{min} qiymati oralig‘ida tez va sekin o‘zgaradi. Signalning o‘zgarish tezligi uning spektri kengligi F_s ga bog‘liq, ya’ni keng spektrli signal tor spektrli signalga nisbatan tez o‘zgaradi va aksincha.

Shunday qilib signal asosan uchta ko‘rsatkichi bilan baholanadi:

T_s – signal davomiyligi;

D_s – signal dinamik diapazoni;

F_s – signal spektri kengligi.



1.4-rasm. *Uzluksiz signal*

Signal asosiy uch ko‘rsatkichlarining ko‘paytmasi

$$T_s \cdot D_s \cdot F_s = V_s \qquad (1.1)$$

signal hajmi deb ataladi.

Radio yoki televideniye 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‘rniga, signal quvvatini xalaqit quvvatiga bo‘lgan nisbati $P_s/P_x = q$ dan foydalaniladi.

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

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

Televideniye tizimida asosiy talab tasvirning tiniqligi hisoblanadi. Tasvir bir kadrini 625 qatorga yoyish va bir qator o‘tkazib tasvirni yoyish usulidan foydalanilganda, televizion signal spektri 6,25 MHz ga yaqin bo‘ladi. Televideniye signalining 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.

1.3. 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;

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 kanalining hajmi deb ataladi va kanalning xabar o‘tkaza olish imkoniyatini belgilaydi.

Signalni aloqa kanali orqali uzatish uchun quyidagi shartlar bajarilishi lozim:

$$T_k \geq T_s,\ \ D_k \geq D_s \ \text{ va } \ F_k \geq F_s \quad \text{yoki} \quad V_k \geq V_s. \tag{1.2}$$

(1.2) 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‘lqinlardan 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 tizim deb hisoblash mumkin, chunki kanal chiqishidagi signal kanal kirishidagi signallar yig‘indisiga teng, superpozitsiya prinsipiga bo‘ysunadi:

$$\sum_{i=1}^{n} s(t) = k[s_{1k}(t) + s_{2k}(t) + \cdots + s_{nk}(t)]. \tag{1.3}$$

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

$$x(t) = s(t) + n(t). \tag{1.4}$$

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:

$$x(t) = \mu(t)s(t - \tau) + n(t); \tag{1.5}$$

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 Televideniye kanali ko‘rsatkichlari o‘zgarmas kanalga misol bo‘la oladi. Harakatdagi aloqa tizimi kanallari: sotali aloqa; uchayotgan samolyot yoki kosmik kema bilan qisqa to‘lqinli radioaloqa kanali o‘zgaruvchan ko‘rsatkichli aloqa kanali sifatida qaralishi mumkin.

1.4. Kodlash va dekodlash, modulyatsiya va demodulyatsiya

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:

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

bunda $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ – koeffitsiyentlari 0 dan 9 gacha qiymatlarni oladi. Masalan: 375 soni $3\cdot10^2+7\cdot10^1+5\cdot10^0$ shaklida ifodalanadi.

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

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

bunda $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ – koeffitsiyentlar 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 $1\cdot2^3+1\cdot2^2+1\cdot2^1+1\cdot2^0$, ya'ni 1111.

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: $0 \oplus 0 = 0$; $0 \oplus 1 = 1$; $1 \oplus 0 = 1$; $1 \oplus 1 = 0$.

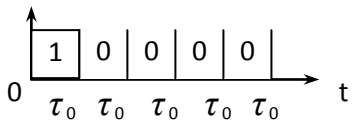
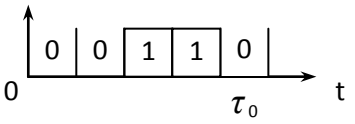
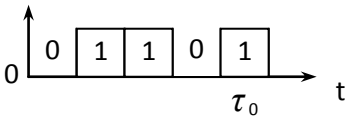
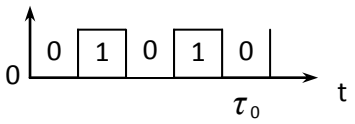
Agar diskret xabar elementlarining ketma-ketligini ikkilik sonlar ketma-ketligi bilan almashtirsak, ularni aloqa kanali orqali uzatish uchun faqat ikkita 1 va 0 kod simvolini uzatish kifoya qiladi. Misol uchun: 0 va 1 sonlari turli chastotali tebranishlar yoki turli qutbli ("+1" yoki "−1") doimiy tok 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 elementlariga mos keluvchi kodlar kombinatsiyalari **kod** deb ataladi. Kodlash qoidasi odatda kod jadvali shaklida keltiriladi va xabar elementlariga mos kodlar kombinatsiyasidan iborat bo‘ladi (1.1-jadval).

1.1-jadval

Diskret xabar elementlari va unga mos kod kombinatsiyalari

Xabar elementi	**Kod kombinatsiyalari**	**Signal**
A	1 0 0 0 0	
Б	0 0 1 1 0	
В	0 1 1 0 1	
Г	0 1 0 1 0	

Bir-biridan farq qiluvchi kod simvollari *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 uning uzunligini bildiradi va qiymatini ko‘rsatadi. Har bir kodlar kombinatsiyasining elementar simvollari doimiyligi τ_0 bo‘lsa va u n ta elementar signaldan iborat bo‘lsa unda

kodlar kombinatsiyasining 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.

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

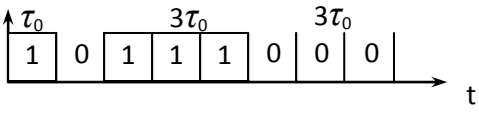
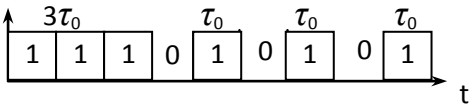
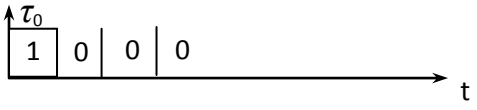
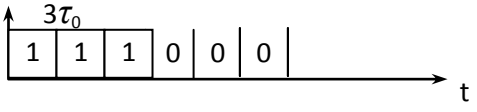
1.2-jadvaldan ko‘rinib turibdiki kodlar kombinatsiyalari turli davomiylikka ega. Bunda eng qisqa kod kombinatsiyasi *E* harfiga (4ta), eng uzun kod kombinatsiyasi nol raqamiga to‘g‘ri keladi – $22\tau_0$. Morze kodi yordamida rus tilidagi matn uzatilganda, har bir harfiga o‘rtacha $9{,}5\tau_0$ vaqt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

1.2-jadval

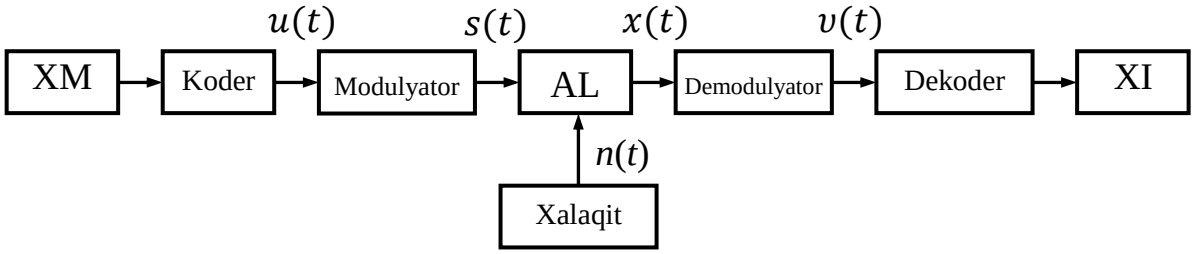
Morze kodining bir nechta elementlari

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

Xatoni aniqlash va tuzatish xususiyatiga ega bo‘lgan (korreksiyalovchi) kod oddiy kodga qo‘shimcha elementar signal qo‘shish orqali hosil qilinadi. 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 biriktiriladi – ular xabar uzatish uchun foydalanishi ruxsat etilgan kodlar kombinatsiyasi hisoblanadi. Toqlari foydalanish uchun ruxsat etilmagan kodlar kombinatsiyasini tashkil etadi.

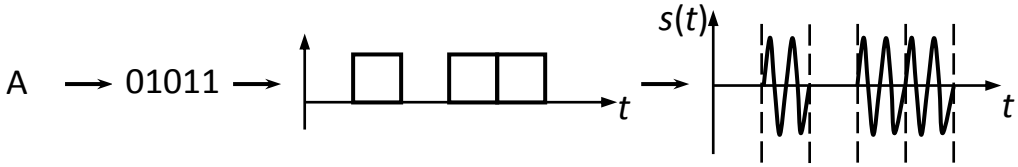
Agar juft kodlar kombinatsiyasidagi bir simvol 1 yoki 0 xalaqit ta’sirida teskarisiga aylansa, bu toq kodlar kombinatsiyasini bildiradi. Natijada bittalik xato aniqlanadi. Ammo tuzatish imkoniyati yo‘q, chunki bu kod undan avvalgi yoki keyingi juft kod kombinatsiyasi bo‘lishi mumkin.

Oddiy kodlardan korreksiyalovchi kodlarga o‘tish kodlar kombinatsiyasi davomiyligini oshiradi, natijada vaqt birligida uzatilgan kodlar kombinatsiyasi soni, natijada uzatilgan xabar miqdori kamayadi. Ammo qabul qilingan kodlar kombinatsiyalarining xalaqitbardoshligi – asliga mosligi oshadi. 1.5-rasmda diskret xabar uzatish aloqa tizimining funksional sxemasi keltirilgan.



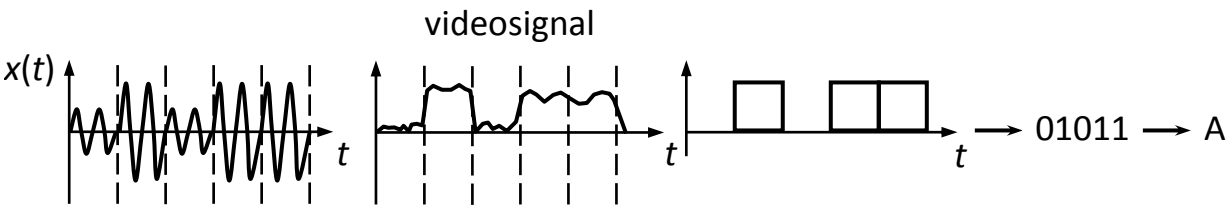
1.5-rasm. *Raqamli aloqa tizimining strukturaviy sxemasi*

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. 1.6-rasmda diskret xabarni signalga aylantirish jarayoni tasvirlangan.



1.6-rasm. *Diskret xabarni signalga aylantirish*

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



1.7-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 amalga oshiruvchi qurilma **modulyator** deb ataladi. Modulyatsiyalanmagan tashuvchi hech qanday xabarni eltmaydi, u go‘yoki yozuvsiz, chizmasiz oq qog‘ozdir.

Signallarni uzatishda tashuvchi sifatida nisbatan yuqori chastotali garmonik signallar; to‘g‘ri to‘rtburchakli impulslar ketma-ketligi hamda shovqinsimon signallardan foydalaniladi.

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

$$x(t) = A\sin(\omega_0 t + \varphi_0). \qquad (1.9)$$

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:

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

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

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

bo‘ladi, bunda k – proporsionallik koeffitsiyenti.

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 impuls amplitudasi modulyatsiyasi (IAM), impuls davomiyligi (kengligi) modulyatsiyasi (IDM);

impuls fazasi modulyatsiyasi (IFM) va impuls chastotasi modulyatsiyasi (IChM) signallar deb yuritiladi.

Signallarni uzatishda impulslar modulyatsiyasidan foydalanish birlamchi modulyatsiya hisoblanadi. Ikkilamchi asosiy modulyatsiyada yuqori chastotali garmonik tashuvchidan foydalaniladi. Natijada ikki marotaba modulyatsiyalangan: IAM-AM; IFM-AM; IKgM-ChM; IChM-ChM va h.k. signallar hosil bo‘ladi.

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

Demodulyatsiya natijasida modulyatsiyalangan tashuvchidan 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, Televideniyeda 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 simvollari ketma-ketligi hosil bo‘ladi. Kod simvollari ketma-ketligi diskret xabar elementlariga almashtiriladi. Agar demodulyatsiya va dekodlash jarayoni bitta qurilmada amalga oshirilsa kod simvollari 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.

1.5. Aloqa kanalidagi xalaqitlar va buzilishlar

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

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

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

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

Tashqi xalaqitlarga atmosferada yuz beradigan elektr jarayonlari, shu jumladan momaqaldiroqlar natijasida hosil bo‘ladi. Bu xalaqitlar quvvati asosan uzun va o‘rta to‘lqin 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, meditsina diagnostika (tashxis qilish) va davolash qurilmalari tarqatayotgan elektromagnit nurlanishlari sababli yuzaga keladi.

Begona radiostansiyalar nurlanishlari, ular tomonidan ajratilgan ishchi chastotalaridan foydalanish qoidalarining buzilishi, ishchi chastotasining nobarqarorligi, nurlantirilayotgan foydali signal garmonikalari va subgarmonikalarining 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 $n(t)$ foydali signal $s(t)$ ga ikki turda ta’sir etishi mumkin. Agar xalaqit $n(t)$ signal $s(t)$ qo‘shilsa, ya’ni

$$s(t) + n(t) = x(t) \tag{1.13}$$

bunday xalaqit **additiv xalaqit** deb ataladi.

Agar xalaqit ta’siridagi signal

$$x(t) = \mu(t) \cdot s(t) \tag{1.14}$$

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 koeffitsiyent bo‘lib, xalaqit yo‘q bo‘lganda bu koeffitsiyent 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‘tishi natijasida τ vaqtga kechikadi, ya’ni

$$x(t) = \mu(t) \cdot s(t - \tau) + n(t) \tag{1.15}$$

bo‘ladi, natijada qabul qilish qurilmasi kirishiga vaqt bo‘yicha sathi asta-sekin o‘zgaruvchi va xalaqit $n(t)$ 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‘shilib ketishi natijasida paydo bo‘ladi. U barcha chastotalar diapazonida uchraydi, uning spektri cheksiz keng.

Impulsli 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 avvalgisining ta’siri umuman tugab bo‘ladi. Bu tur xalaqitga: sanoat qurilmalarining payvandlash uskunalari; elektr transport; avtomobil o‘t oldirish qismlari hosil qiladigan xalaqitlar kiradi.

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

Impulsli xalaqit diskret tasodifiy jarayon bo‘lib, paydo bo‘lish vaqti va amplitudasi tasodifiy taqsimlangan. Impulsli 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 radiouzatish qurilmalari tarqatayotgan elektromagnit to‘lqinlaridan, tor polosada xalaqit qiluvchi turli sanoat asbob-uskunalarining elektromagnit to‘lqinlaridan iborat. Bunday xalaqit radioqabul qilish qurilmasining o‘tkazish polosasini to‘liq, ko‘p hollarda qisman egallashi mumkin. Qisqa to‘lqin diapazonida kvazigarmonik xalaqit asosiy xalaqit hisoblanadi.

1.6. Aloqa tizimlarining sifat ko‘rsatkichlari

Aloqa tizimining ishlash sifatini bir qator ko‘rsatkichlar orqali baholash mumkin.

Xabar uzatishda asliga moslik

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

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

Uzluksiz signallarni uzatish aloqa tizimlarida qabul qilingan signal $v(t)$ va uzatilgan signal u(t) orasidagi farq $\varepsilon(t) = v(t) - u(t)$ tasodifiy xatolik orqali yoki u bilan bog‘liq bo‘lgan o‘rtacha kvadratik xatolik

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

orqali baholanadi.

Ba’zi hollarda uzluksiz signallarni uzatish tizimining sifatini baholashda o‘rtacha kvadratik xatolik $\tilde{\varepsilon}_x^2$ o‘rniga ushbu xatolik absolyut qiymati talab etiladigan sifat ko‘rsatkichi Δ dan katta bo‘lmasligi ehtimolligi

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

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

Xalaqitbardoshlik

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

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

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

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

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

$$P_x = F(q_k)$$

funksional bog‘liqlik orqali amalga oshiriladi.

Axborot uzatish tezligi

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

$$R = \frac{logm}{\tau_0}, \tag{1.21}$$

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

$$R = 1/\tau_0, \tag{1.22}$$

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 C harfi bilan belgilanadi.

Amalda foydalaniladigan aloqa tizimilarida uzatish tezligi R kanal uzatish qobiliyati S dan kichik, ya’ni $R < C$. Zamonaviy nazariya $R \leq C$ bo‘lganda, signal uzatish va qabul qilishning yuqori darajada asliga mosligini ta’minlash mumkinligini tasdiqlamoqda.

Aloqa tizimining samaradorligi

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

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

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

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

Turli aloqa tizimlarini samaradorlik nuqtai nazaridan taqqoslash uchun, ulardagi bir turli xarajatlar tanlanib, ularni miqdoriy taqqoslash va tizimlardan birini ma’lum bir mezon asosida tanlash kerak bo‘ladi. Ko‘p hollarda bir qator bir-biriga qarama-qarshi talablarga javob beradigan aloqa tizimini tanlashga to‘g‘ri keladi. Tanlash mezoni tizimning bir qator aniq talablarga javob berishi bilan birga, u sodda, qulay va turli axborotlarni uzatish uchun yaroqli bo‘lishi kerak. Bundan tashqari tizim tanlash mezoni ba’zi cheklanish ko‘rsatkichlarini e’tiborga olishi kerak. Misol uchun Yer sun’iy yo‘ldoshi orqali aloqa tizimida radiouzatkich qurilmasining o‘rtacha yoki eng katta qiymatiga alohida e’tibor berish kerak, qisqa to‘lqin orqali radioaloqa tizimida har bir radiokanal uchun ajratilgan polosaning Xalqaro me’yorlar orqali 10 kHz qilib belgilanganligi, standart telefon kanallaridan ham foydalanish nazarda tutilgan bo‘lsa, har bir telefon kanaliga 4 kHz chastotalar polosasi ajratilganligini ham e’tiborga olish kerak bo‘ladi. Ba’zan bir emas, bir necha chegaralovchi ko‘rsatkichlarni e’tiborga olish kerak bo‘ladi (masalan, vazni, o‘lchamlari, nurlatish quvvati va h.k.).

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

Signallarni uzatish nazariyasida bir bit axborotni talab etiladigan xalaqitbardoshlik bilan uzatish uchun talab etiladigan xarajatlarni taqqoslashga asoslangan me’yordan keng foydalaniladi. Bu tur mezon – xarajatlar solishtirma mezoni deb ataladi. Ushbu mezonga asosan, axborot birligini uzatish uchun eng kam sarf-xarajat talab qiladigan tizim samarali tizim hisoblanadi.

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

Ushbu fanda radioaloqa tizimlarining saaradorligiga tegishli bo‘lgan, signallar spektri kengligi, talab darajasidagi xalaqitbardoshlikni ta’minlash uchun talab etiladigan signal/xalaqit nisbati, chastotalar polosasidan samarali foydalanish

masalalariga alohida e’tibor berilgan. Shuning uchun hamma “xarajat”lardan energiya solishtirma xarajati va talab etiladigan chastotalar polosasi sarflanishi masalalariga alohida e’tibor beramiz.

Energiya solishtirma xarajati

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

Chastotalar polosasining solishtirma sarflanishi

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

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

β_E va $\beta_{\Delta f}$ larli aloqa tizimi ishlashi ko‘rsatkichlarini solishtirma xarajatlar mezoni asosida baholovchi ko‘rsatkichlar deb hisoblash mumkin.

Axborotning kechikishi

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

Nazorat savollari

1. *Axborot, xabar va signal deganda nimani tushunasiz?*
2. *Signallar vaqt funksiyasi sifatida qanday turlarga bo‘linadilar?*
3. *Signallar asosan qaysi ko‘rsatkichlari bilan baholanadilar?*
4. *Raqamli signal deganda qanday signalni tushunasiz?*
5. *Signal hajmi nima? Kanal hajmi nima?*

6. *Diskretizatsiya va kvantlash nima?*
7. *Aloqa kanallarining asosiy xossalari nimalardan iborat?*
8. *Kodlash nima? Kod asosi deganda nimani tushunasiz? Dekodlash nima?*
9. *Modulyatsiya deganda nimani tushunasiz? Demodulyatsiya deganda nimani tushunasiz?*
10. *Xalaqitbardoshlik deganda nimani tushunasiz?*
11. *Xalaqitning qanday turlarini bilasiz?*
12. *Additiv xalaqit nima? Xalaqitning qaysi turlari additiv xalaqitga kiradi?*
13. *Multiplikativ xalaqit nima?*
14. *Xabar uzatish tezligi deganda nimani tushunasiz?*

2. SIGNALLARNING MATEMATIK MODELLARI

2.1. Determinant signallarning matematik modellari

Texnikada signal deganda fizik tizim holatini aks ettiruvchi qandaydir miqdor tushuniladi. Radiotexnikada **signal** deb kuchlanish (ko‘pincha) yoki tok o‘zgarishini ifodalovchi vaqt funksiyasi $s(t)$ ga aytiladi.

Berilgan analitik (*determinant* – har qanday vaqt momentida aniqlangan) funksiya $s(t)$ signalning *matematik modeli* hisoblanadi.

Determinant radiotexnik signallarning matematik modellarini quyidagi turlarga ajratish mumkin:

- uzluksiz signal (garmonik tebranish):

$$s(t) = U\cos\omega_0 t\,, \quad s(t) = U\sin\omega_0 t\,. \tag{2.1}$$

Garmonik signalning aniqlanish sohasi $t \in (-\infty, \infty)$.

- uzluksiz signal (Gauss impulsi):

$$s(t) = Ue^{-\alpha^2 t^2}, \quad t \in (-\infty, \infty). \tag{2.2}$$

- uzluksiz signal (eksponensial impuls):

$$s(t) = \begin{cases} Ue^{-\alpha t}, & t \in [0, \infty), \\ 0, & t < 0. \end{cases} \tag{2.3}$$

- finit signal, ya’ni cheklangan vaqt intervalida noldan farqli qiymatlarni qabul qiluvchi signal (to‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpuls):

$$s(t) = \begin{cases} U, & t \in [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}], \\ 0, & t \notin [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]. \end{cases} \tag{2.4}$$

- finit signal (uchburchakli videoimpuls):

$$s(t) = \begin{cases} \frac{U}{T}(T - t), & t \in [0, T], \\ 0, & t \notin [0, T]. \end{cases} \tag{2.5}$$

- davriy signal:

$$s_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r(t - kT), \;\; k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots, \qquad (2.6)$$

bu yerda, $r(t)$ – T intervaldagi (ketma-ketlik davrida) finit signal.

- oniy qiymatlar ketma-ketligi hisoblanuvchi diskret signal:

$$s(kT) = e^{-\alpha kT}, \quad k = 0, 1, 2, \ldots. \qquad (2.7)$$

Sinov signallari. Signallarning matematik modellari orasida sinov, namunaviy, nazorat signallari alohida o‘rin egallaydi. Ushbu signallar nazariy tadqiqotlar olib borishda, ularga taqriban mos keluvchi fizik (radiotexnik) signallar eksperimental radiotexnika va amaliy radioo‘lchashlarda juda keng foydalaniladi.

Keng tarqalgan sinov signallaridan biri bu *yakka sakrash funksiyasi*, *birlik zinasimon funksiya*, *ulash funksiyasi* yoki *Xevisayd funksiyasi*:

$$\sigma(t) = 1(t) = \begin{cases} 1, & t > 0, \\ 1/2, & t = 0, \\ 0, & t < 0. \end{cases} \qquad (2.8)$$

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

Eng muhim sinov signali *delta-funksiya* yoki *Dirak funksiyasi* $\delta(t)$ hisoblanadi va quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$1.\, \delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0, \\ 0, & t \neq 0. \end{cases} \quad 2. \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)dt = 1 \;\; (\delta - funksiya\ yuzasi). \qquad (2.9)$$

(2.9) ifodaning birinchi qismidan kelib chiqadiki, $\delta(t)$ funksiya faqat $t = 0$ argumentdagina mavjud bo‘lganligi uchun quyidagi munosabatlar o‘rinli:

$$1.\, \delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty, & t = t_0, \\ 0, & t \neq t_0. \end{cases} \quad 2. \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0)dt = 1. \qquad (2.10)$$

(2.9) ifodaning ikkinchi qismidan kelib chiqadiki, $\delta(t)$ funksiyaning o‘lchov birligi t argumenti o‘lchov birligiga teskari kattalik. Yana bir muhim xususiyati, bu δ-funksiyaning filtrlash xossasi hisoblanadi:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t-t_0)dt = f(t_0)\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-t_0)dt = f(t_0), \qquad (2.11)$$

ya'ni, δ-funksiyaga ko'paytiruvchi sifatidagi integral osti funksiyaning integrali nolga teng bo'lmagan argumentli δ-funksiyaning qiymatiga teng.

$\delta(t)$ funksiya umumlashtirilgan, ramziy funksiyalar deb ataluvchi funksiyalar qatoriga kiradi. Uning yordamida, masalan, klassik ma'noda mavjud bo'lmagan Xevisayd funksiyasining xosilasini aniqlash mumkin:

$$\frac{d\sigma(t)}{dt} = \delta(t). \qquad (2.12)$$

Xevisayd funksiyasi (2.8) o'z navbatida (2.12) asosida quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$\sigma(t) = \int_{-\infty}^{t}\delta(t)d\lambda. \qquad (2.13)$$

Garmonik signal (2.1) va garmonik (kvazigarmonik) ulanish funksiyasi $s(t) = U\cos\omega_0 t,\ t \geq 0$ ni Xevisayd funksiyasidan foydalanib quyidagicha yozish mumkin $s(t) = U\sigma(t)\cos\omega_0 t$.

Radiosignal. Quyidagi model ko'rinishidagi signallar *radiosignallar* deb ataladi.

$$u(t) = U(t)\cos\{\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0\} = U(t)\cos\Psi(\mathrm{t}). \qquad (2.14)$$

Radiosignalning og'uvchisi (o'rovchisi) $U(t)$, to'liq fazasi $\Psi(\mathrm{t})$ va faza funksiya $\varphi(t)$ lari ajratiladi. $\omega_0 = 2\pi f_0$ chastota tashuvchi chastota deb ataladi. (2.14) model ko'rinishidagi signalning $U(t)$ og'uvchisi va $\varphi(t)$ faza funksiyasi $T_0 = 2\pi/\omega_0$ (tashuvchi chastota davri) vaqt oralig'ida sezilarli o'zgarmaydi. Ko'pchilik signallarni (2.14) ifoda (signal)ning xususiy hollari sifatida ifodalash mumkin, masalan $U(t) = U = const$ bo'lgan holat yoki $\omega_0 = 0$ bo'lgan holat yoki $\varphi(t) = 0$ bo'lgan holat va h.k. Agar $\varphi(t) = 0$ bo'lsa, u holda φ_0 boshlang'ich faza deyiladi.

Eng sodda radiosignal garmonik funksiya (2.1) hisoblanadi.

Agar $U(t)$ og‘uvchisi finit funksiya bo‘lsa, u holda radiosignal (2.14) **radioimpuls** deb ataladi. $U(t)$ og‘uvchisi finit funksiyaga mos videoimpuls, ω_0 – radioimpulsning to‘ldiruvchi chastotasi ($\varphi(t) = \varphi_0$ holatda) hisoblanadi. Og‘uvchisi sifatida to‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpuls (2.4) ni tanlasak va $\varphi(t) = \varphi_0 = 0$ deb olsak, u holda to‘g‘ri to‘rtburchakli radioimpuls shaklidagi radiosignalni hosil qilamiz, ya’ni

$$s(t) = \begin{cases} U\cos\omega_0 t\,, & t \in [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}], \\ 0, & t \notin [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]. \end{cases} \qquad (2.15)$$

Agar $U(t)$ og‘uvchisi $t \in (-\infty, \infty)$ yoki $t \in [t, \infty)$ intervalda aniqlangan uzluksiz funksiya bo‘lsa, u holda ushbu signal (2.14) radiosignalga mos videosignal deb ataladi.

2.2. Davriy signallarni Furye qatoriga yoyish

Signallarni tahlil qilishda ularni funksional qatorlar yoyilmasi shaklida ifodalash juda muhim hisoblanadi. Funksional qatorlar fizika va matematikada ko‘pgina masalalarni yechishda juda keng ishlatiladi. Ayniqsa trigonometrik, garmonik qatorlar va Furye qatorlari alohida o‘rin egallashadi.

Furye trigonometrik qatori. Cheklanmagan interval $t \in (-\infty, \infty)$ da aniqlangan davriy signal $s_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r(t - kT),\ \ k = 0, \pm1, \pm2, \ldots$ ni quyidagi Furye trigonometrik qatori ko‘rinishida ifodalash mumkin.

$$s_r(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t), \qquad (2.16)$$

bunda, $\omega_1 = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{f_1},\ \ f_1 = \frac{1}{T}\ va\ k = 1, 2, \ldots.$

Signalni bunday yoyilma (2.16) shaklida ifodalash uchun $r(t)$ signal ($r(t)$ – T oraliqdagi finit signal) T davr oralig‘ida *Dirixle shartini* qanoatlantirishi lozim, ya’ni

- 2-tur uzulishga ega bo‘lmasligi;

- chekli sondagi 1-tur uzulishlarga ega bo‘lishi;
- chekli sondagi ekstremumlarga ega bo‘lishi kerak.

a_k (shu jumladan a_0 ham) va b_k koeffisiyentlar quyidagi formulalar orqali aniqlanadi

$$a_k = \frac{2}{T}\int_0^T r(t)\cos k\omega_1 t\,dt, \quad b_k = \frac{2}{T}\int_0^T r(t)\sin k\omega_1 t\,dt. \tag{2.17}$$

Ba’zan a_k koeffitsiyentni hisoblash umumiy formulasidan a_0 koeffitsiyent o‘rniga (2.17) formulaga $k = 0$ ni qo‘yib $a_0/2$ ni hisoblash qulay, ya’ni

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T}\int_0^T r(t)dt. \tag{2.18}$$

Amaliyotda (2.16) qatorning ikkinchi ko‘rinishidan foydalanish qulay, ya’ni quyidagi o‘zgartirishni amalga oshirib

$$a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t =$$

$$= \sqrt{a_k^2 + b_k^2}\left(\frac{a_k^2}{\sqrt{a_k^2 + b_k^2}}\cos k\omega_1 t + \frac{b_k^2}{\sqrt{a_k^2 + b_k^2}}\sin k\omega_1 t\right) =$$

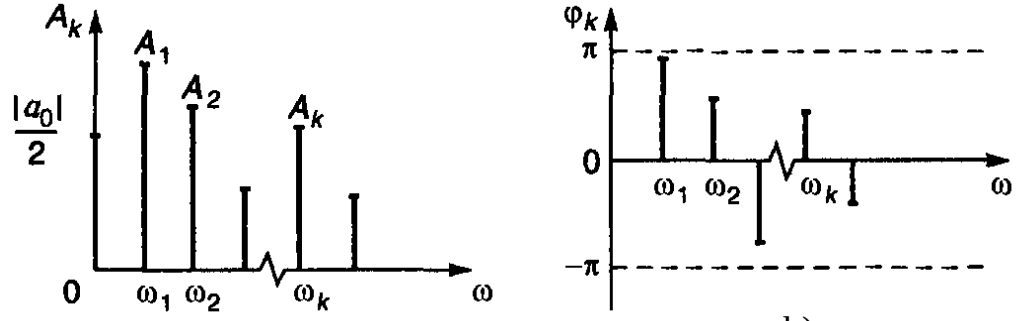
$$= \sqrt{a_k^2 + b_k^2}(\cos\varphi_k \cos k\omega_1 t - \sin\varphi_k \sin k\omega_1 t) = A_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k),$$

bunda, $\text{tg}\varphi_k = -\frac{b_k}{a_k}$, $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$, bo’lib, $s_r(t)$ signalning Furye qatori ikkinchi ko‘rinishini hosil qilamiz

$$s_r(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k). \tag{2.19}$$

Bu o‘rinda $\omega_k = k\omega_1 = 2\pi k f_1 = 2\pi k/T$ belgilanishlar keng ishlatiladi.

(2.19) ifodadagi $a_0/2$ va A_k koeffitsiyentlar majmui $s_r(t)$ signalning amplituda spektrini, φ_k koeffitsiyentlar majmui – faza spektrini tashkil etadi. Davriy signalning amplituda va faza spektrlari 2.1-rasmda keltirilgan.



a) b)

2.1-rasm. *Davriy signalning amplituda (a) va faza (b) spektrlari*

Furye kompleks qatori. Eyler formulalaridan foydalanib

$$\cos\alpha = \frac{1}{2}\left(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}\right), \quad \sin\alpha = \frac{1}{j2}\left(e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}\right),$$

(2.16) qatorni quyidagi ko‘rinishda ifodalash mumkin

$$s_r(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty}\left[\frac{a_k}{2}\left(e^{jk\omega_1 t} + e^{-jk\omega_1 t}\right) + \frac{b_k}{j2}\left(e^{jk\omega_1 t} - e^{-jk\omega_1 t}\right)\right] =$$

$$= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{2}(a_k - jb_k)e^{jk\omega_1 t} + \sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{2}(a_k + jb_k)e^{-jk\omega_1 t}.$$

Kompleks amplitudani

$$\frac{1}{2}(a_k - jb_k) = \dot{C}_k, \quad \frac{1}{2}(a_k + jb_k) = \dot{C}_{-k} \qquad (2.20)$$

va “manfiy” chastota $\omega_{-k} = -k\omega_1 = -\omega_k$ ya’ni k ning o‘zgarish oralig‘iga $k < 0$ qiymatlarni kiritib, (2.16) ifodani quyidagi ko‘rinishga keltiramiz

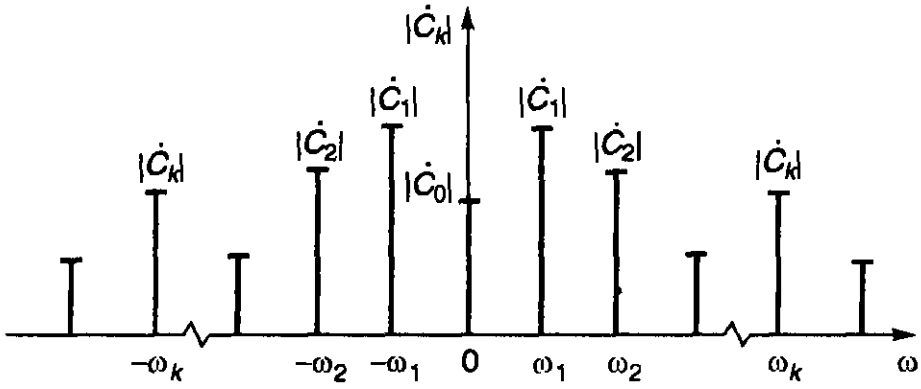
$$s_r(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=-\infty}^{\infty}\dot{C}_k e^{j\omega_k t}, \qquad k \neq 0.$$

Ushbu ifoda Furye qatorining *kompleks shakli* deb ataladi. Agar quyidagi qo‘shimcha o‘zgartirishni kiritsak, ya’ni $\dot{C}_0 = C_0 = a_0/2$, Furye kompleks qatorini quyidagicha ixcham ko‘rinishda yozish mumkin

$$s_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\dot{C}_k e^{j\omega_k t}. \qquad (2.21)$$

Furye qatorining kompleks ko‘rinishi matematik o‘zgartirishlar (almashtirishlar)ni bajarishda qulaylik yaratishi bilan ahamiyatga ega.

(2.21) qatorning $\dot{C}_k$ koeffitsiyentlari $s_r(t)$ davriy signalning ω_k, $k = 0, \pm1, \pm2, \ldots$ chastotaning hamma qiymatlarida $|\dot{C}_k|$amplituda va $\varphi_k = arg\dot{C}_k$ faza spektrlari bilan aniqlangan diskret kompleks spektrini ifodalaydi. 2.2-rasmda $|\dot{C}_k|$ amplituda spektri keltirilgan.



2.2-rasm. *Davriy signalning Furye kompleks qatoriga yoyishdan foydalanilgandagi amplituda spektri*

$|\dot{C}_k| = |\dot{C}_{-k}| = C_k = A_k/2$ ekanligini inobatga olib, (2.21) qatorni kengroq ko‘rib chiqamiz

$$s_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_k e^{j\omega_k t} = \cdots + \dot{C}_{-k} e^{-jk\omega_1 t} + \cdots + C_0 + \cdots + \dot{C}_k e^{jk\omega_1 t} + \cdots;$$

va yana Eyler formulalaridan foydalanib, yig‘indini quyidagicha o‘zgartiramiz

$$\dot{C}_{-k} e^{-jk\omega_1 t} + \dot{C}_k e^{jk\omega_1 t} = 2C_k \cos\varphi_k \cos k\omega_1 t - 2C_k \sin\varphi_k \sin k\omega_1 t =$$

$$= a_k \sin k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t = 2C_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k).$$

Bunda $a_k = 2C_k \cos\varphi_k$, $b_k = -2C_k \sin\varphi_k$ ekanligi e’tiborga olingan.

(2.17) ifodani (2.20) ga qo‘yib, quyidagini olamiz

$$\dot{C}_k = \frac{1}{2}(a_k - jb_k) = \frac{1}{T}\int_0^T r(t) \cos k\omega_1 t\, dt - j\frac{1}{T}\int_0^T r(t) \sin k\omega_1 t\, dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T r(t)e^{-jk\omega_1 t}dt. \qquad (2.22)$$

(2.22) formula bevosita $\dot{C}_k$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ qiymatlarni hisoblashda ishlatiladi.

Eslatma 1.

(2.17) va (2.22) ifodalardagi integral chegaralarini o‘zgartirish mumkin, faqat integrallash oralig‘i butun davrga mos bo‘lishi kerak, ya’ni $-T/2$ dan $T/2$ gacha, yoki $-T$ dan 0 gacha va h.k. Bu holat T davrli $f(t)$ davriy funksiya uchun $\int_{\lambda}^{\lambda+T} f(t)dt$ integralning qiymati λ ga bog‘liq emasligidan kelib chiqadi. Ushbu munosabat amaliy masalalarni yechishda qulay hisoblanadi. Masalan (2.17) ifodada integral chegaralarini simmetrik, ya’ni $-T/2$ dan $T/2$ gacha deb olsak, (2.17) qator quyidagilardan tashkil topganligini payqash qiyin emas, ya’ni agar $s_r(t)$ funksiya juft bo‘lsa, faqat a_k koeffitsiyentli kosinusoidal garmonikalardan, agar $s_r(t)$ funksiya toq bo‘lsa, faqat b_k koeffitsiyentli sinusoidal garmonikalardan iborat, bunda integrallash chegaralari a_k va b_k koeffitsiyentlarni hisoblashda qanday olinishiga bog’liq emas.

Eslatma 2.

Furye qatorlari bo‘yicha topilgan spektrlar ekvidistantligini ta’kidlab o‘tamiz, ya’ni qator koeffitsiyentlari albatta (zaruriy) $\omega = 0$ tashkil etuvchi va $\omega_1 = 2\pi/T$ qadam bilan joylashuvchi ekvidistant ketma-ketlik $(\ldots, -2\omega_1, -\omega_1, 0, \omega_1, 2\omega_1, \ldots)$ asosida hosil bo‘ladi. Koeffitsiyentlarning o‘zi esa har qanday qiymatni, shu jumladan nol qiymatni ham qabul qilishi mumkin.

Eslatma 3.

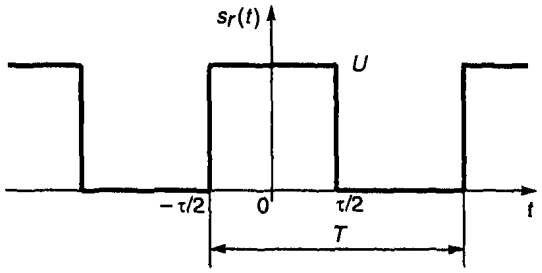
Davriy signallarni Furye qatorlariga yoyishda funksiyalar ortogonalligi to‘g‘risida so‘z boradi. Shuning uchun funksiyalarning ortogonalligi ta’rifini eslatib o‘tamiz: $\dot{\alpha}_0(t), \dot{\alpha}_1(t), \dot{\alpha}_2(t), \ldots, \dot{\alpha}_m(t), \ldots$ kompleks funksiyalar $[a, b]$ intervalda ortogonal hisoblanadi, agar quyidagi shart bajarilsa

$$\int_a^b \dot{\alpha}_m(t)\dot{\alpha}_n(t)dt = 0 \text{ agar } m \neq n \text{ va } \int_a^b |\dot{\alpha}_m(t)|^2 dt \neq 0. \qquad (2.23)$$

Ko‘rib chiqilgan garmonik Furye qatorlari uchun $[a, b]$ ortogonallik intervali $T/2\pi/\omega_1$ hisoblanadi, $\dot{\alpha}_0(t), \dot{\alpha}_1(t), \dot{\alpha}_2(t), \ldots, \dot{\alpha}_m(t), \ldots$ funksiyalarni esa $e^{\pm jk\omega_1 t}$ kompleks eksponentalar yoki $\cos k\omega_1 t$, $\sin k\omega_1 t$ funksiyalar tashkil etadi (buni (2.23) ifoda orqali bevosita tekshirib ko‘rish mumkin).

2.3. Ba’zi davriy signallarning spektrlari

To‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpulslar ketma-ketligi. 2.3-rasmda keltirilgan signalning spektrini ko‘rib chiqamiz. Ushbu signal turli radiotexnik jarayonlarda, uning modeli esa nazariy radiotexnikada juda keng ishlatiladi.



2.3-rasm. *To‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpulslar ketma-ketligi*

Signalning T intervaldagi analitik ifodasi quyidagicha:

$$r(t)=\begin{cases}U, & t\in[-\frac{\tau}{2},\frac{\tau}{2}],\\ 0, & t\notin[-\frac{\tau}{2},\frac{\tau}{2}].\end{cases} \tag{2.24}$$

To‘g‘ri to‘rtburchakli impulsning davomiyligi τ tushunchasini kiritamiz. Furye kompleks qatori (2.21) dan foydalanamiz

$$\dot{C}_k=\frac{1}{T}\int\limits_{(T)} r(t)e^{-jk\omega_1 t}dt=\frac{1}{T}\int\limits_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} Ue^{-jk\omega_1 t}dt=$$

$$=-\frac{U}{jk\omega_1 T}\int\limits_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} e^{-jk\omega_1 t}d(-jk\omega_1 t)=-\frac{U}{jk\omega_1 T}e^{-jk\omega_1 t}\Big|\begin{matrix}\tau/2\\ -\tau/2\end{matrix}=$$

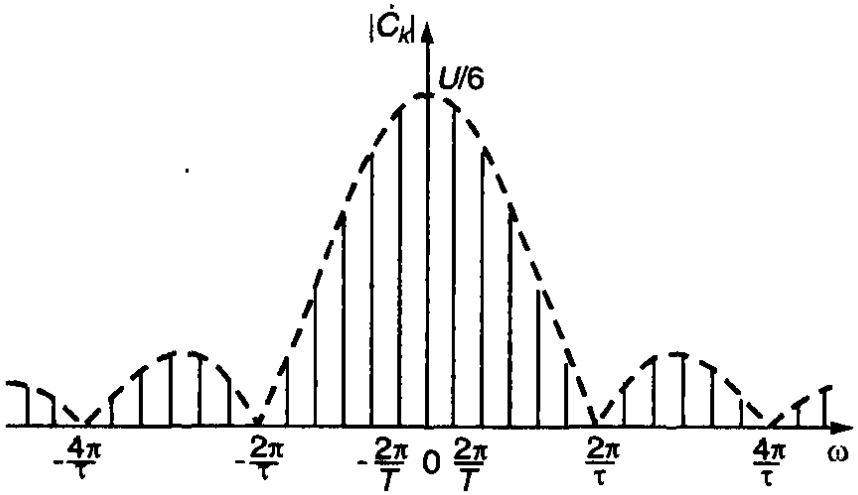
$$=-\frac{U}{jk\omega_1 T}\left\{e^{-\frac{jk\omega_1\tau}{2}}-e^{\frac{jk\omega_1\tau}{2}}\right\}=\frac{2U}{k\omega_1 T}\frac{e^{\frac{jk\omega_1\tau}{2}}-e^{-\frac{jk\omega_1\tau}{2}}}{j2}=$$

$$=\frac{2U}{k\omega_1 T}\sin\frac{k\omega_1\tau}{2}=\frac{U\tau}{T}\frac{\sin\frac{k\omega_1\tau}{2}}{\frac{k\omega_1\tau}{2}}=\frac{U\tau}{T}\frac{\sin\frac{k\tau}{T}\pi}{\frac{k\tau}{T}\pi}=\frac{U}{q}\frac{\sin\frac{k}{q}\pi}{\frac{k}{q}\pi}. \tag{2.25}$$

Bunda integrallash chegaralari 0 va T lar o'rnida T interval bo'yicha zarur integrallashni ko'rsatuvchi (T) belgilashdan foydalanilgan (1-eslatmaga qarang). Qulay integrallash chegaralari birorta aniq $r(t)$ signal (funksiya)ning ifodasini integral ostiga olish jarayonida yuzaga keladi.

$$\lim_{k\to 0}\frac{\sin\frac{k}{q}\pi}{\frac{k}{q}\pi}=1,\ \ C_0=\frac{U}{q}=\frac{U\tau}{T}.$$

C_0 qiymati va $\dot{C}_k$ koeffitsiyentlari ketma-ketlik kovakligi deb ataluvchi $\frac{T}{\tau}=q$ ning aniq qiymatlari uchun (2.25) ifoda orqali aniqlanadi. $k=q,2q,3q,...$ tartib raqamli koeffitsiyentlarning qiymati nolga teng. Amplituda diskret spektri $\left|\dot{C}_k\right|$ og'uvchisining shaklini tahlil qilib, uni $\left|\frac{U}{q}\frac{\sin x}{x}\right|$ funksiya sifatida ekanligini payqash qiyin emas (bunda, sinusning diskret argumenti $\frac{k\pi}{q}$ ni uzluksiz argument x ga almashtiriladi). Amplituda $U=1$ va kovaklik $q=6$ ga teng bo'lgan signalning $\left|\dot{C}_k\right|$ spektri va spektr og'uvchisi (punktir chiziq) 2.4-rasmda keltirilgan.



2.4-rasm. *To'g'ri to'rtburchakli videoimpulslar ketma-ketligining amplituda spektri* ($q=6$)

To‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpulslar ketma-ketligining kovakligi $q = 2$ bo‘lgan holat uchun Furye qatoriga yoyish kompleks koeffitsiyentlari quyidagicha bo‘ladi

$$\dot{C}_k = \frac{U}{2}\frac{\sin k\frac{\pi}{2}}{k\frac{\pi}{2}}, \tag{2.26}$$

demak, $C_0 = \frac{U}{2},\ \dot{C}_1 = \frac{U}{\pi},\ \dot{C}_{2,4,\dots} = 0,\ \dot{C}_3 = -\frac{U}{3\pi},\ \dot{C}_5 = \frac{U}{5\pi}, \dots$.

Furye qatoriga yoyilmasi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

$$s_r(t) = \cdots + \frac{U}{5\pi}e^{-j5\omega_1 t} - \frac{U}{3\pi}e^{-j3\omega_1 t} + \frac{U}{\pi}e^{-j\omega_1 t} + \frac{U}{2} + \frac{U}{\pi}e^{j\omega_1 t} - \frac{U}{3\pi}e^{j3\omega_1 t} + \cdots. \tag{2.27}$$

Har bir juft $\frac{U}{k\pi}\left(e^{-jk\omega_1 t} + e^{jk\omega_1 t}\right)$ tashkil etuvchini Eyler formulasi asosida quyidagi ko‘rinishda yozish mumkin:

$$\frac{U}{k\pi}\left(e^{-jk\omega_1 t} + e^{jk\omega_1 t}\right) = \frac{2U}{k\pi}\cos k\omega_1 t,$$

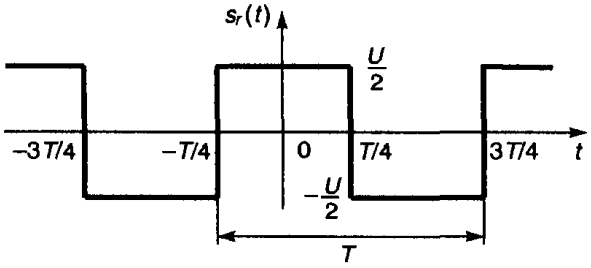
va natijada (2.27) qator quyidagi soddaroq ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$s_r(t) = \frac{2U}{\pi}\left\{\frac{\pi}{4} + \cos\omega_1 t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_1 t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_1 t - \frac{1}{7}\cos 7\omega_1 t + \cdots\right\}. \tag{2.28}$$

2.3-rasmda keltirilgan ketma-ketlik juft signal bo‘lganligi uchun, (2.28) ifodani (2.16) shakldagi $b_k = 0$ koeffitsiyentli Furye qatori sifatida ham yoki (2.19) shakldagi Furye qatori sifatida ham qarash mumkin. Keyingi holatda, ya’ni Furye qatorining ikkinchi ko‘rinishi sifatida qaralganda faza spektri φ_k yoyilma garmonikalari oldidagi tegishli belgilarni “ta’minlaydi”, shuning uchun ham $\varphi_1 = 0,\ \varphi_3 = -\pi,\ \varphi_5 = -2\pi,\ \varphi_7 = -3\pi, \dots$ qiymatlarni qabul qiladi, va natijada

$$s_r(t) = \frac{2U}{\pi}\left\{\frac{\pi}{4} + \cos\omega_1 t + \frac{1}{3}\cos(3\omega_1 t - \pi) + \frac{1}{5}\cos(5\omega_1 t - 2\pi) + \cdots\right\}.$$

O‘quvchilarga mashq sifatida quyidagi 2.5-rasmda keltirilgan signalning Furye qatoriga yoyilmasini topishni tavsiya etamiz. Chunki ushbu signal turli radiotexnik jarayonlarda ko‘plab ishlatiladi va bu turdagi signal meandr deb nomlanadi.



2.5-rasm. *Meandr*

$s_r(t)$ analitik meandr signalini shakllantiruvchi T intervaldagi $r(t)$ ketma-ketlik quyidagicha yoziladi:

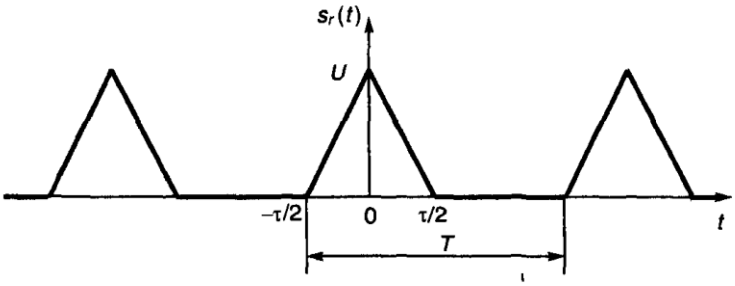
$$r(t) = \begin{cases} \frac{U}{2}, & t \in [-\frac{T}{4}, \frac{T}{4}], \\ -\frac{U}{2}, & t \in [\frac{T}{4}, \frac{3T}{4}]. \end{cases}$$

Yuqorida ko‘rib chiqilgan to‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpulslar ketma-ketligi meandr va $U/2$ doimiy tashkil etuvchining yig‘indisidan iborat ekanligini payqash qiyin emas, va (2.27) yoyilmada $C_0 = U/2$ ning mavjudligi esa bunga dalil bo‘ladi.

Meandr va to‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpulslar ketma-ketligining yoyilmasidan ($q = 2$ bo‘lgan hol uchun) shuni kuzatish mumkinki, yoyish koeffitsiyentlarining qiymati $1/k$ qonuniga mos ravishda kamayib boradi.

Uchburchakli videoimpulslar ketma-ketligi. Uchburchakli videoimpulslar ketma-ketligidan iborat bo‘lgan davriy signalni ko‘rib chiqamiz (2.6-rasm). Impulslar ketma-ketligi uchun analitik ifoda quyidagi ko’rinishga ega:

$$r(t) = \begin{cases} U\left(1 - \frac{2}{\tau}|t|\right), & |t| \in [0, \frac{\tau}{2}], \\ 0, & |t| \notin [0, \frac{\tau}{2}]. \end{cases} \qquad (2.29)$$



2.6-rasm. *Uchburchakli videoimpulslar ketma-ketligi*

(2.21) ifodada keltirilgan Furye kompleks qatoridan foydalanib, $\dot{C}_k$ koeffitsiyentlari uchun quyidagi ifodaga ega bo'lamiz:

$$\dot{C}_k = \frac{1}{T}\int\limits_{(T)} r(t)e^{-jk\omega_1 t}dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int\limits_{-\frac{\tau}{2}}^{0} U\left(1+\frac{2}{\tau}t\right)e^{-jk\omega_1 t}dt + \frac{1}{T}\int\limits_{0}^{\frac{\tau}{2}} U\left(1-\frac{2}{\tau}t\right)e^{-jk\omega_1 t}dt =$$

$$= \frac{U}{T}\left\{\frac{2}{\tau}\int\limits_{-\frac{\tau}{2}}^{0} te^{-jk\omega_1 t}dt + \int\limits_{-\frac{\tau}{2}}^{0} e^{-jk\omega_1 t}dt - \frac{2}{\tau}\int\limits_{0}^{\frac{\tau}{2}} te^{-jk\omega_1 t}dt + \int\limits_{0}^{\frac{\tau}{2}} e^{-jk\omega_1 t}dt\right\}.$$

Ifodadagi integrallarni hisoblash va uncha murakkab bo'lmagan amallarni bajarib (kitobxonga ushbu amallarni mustaqil bajarish tasviya etiladi), quyidagini hosil qilamiz:

$$\dot{C}_k = \frac{U\tau}{2T}\left\{\frac{\sin\frac{k\omega_1\tau}{4}}{\frac{k\omega_1\tau}{4}}\right\}^2 = \frac{U\tau}{2T}\left\{\frac{\sin\frac{k\pi\tau}{2T}}{\frac{k\pi\tau}{2T}}\right\}^2 = \frac{U}{2q}\left\{\frac{\sin\frac{k}{q}\frac{\pi}{2}}{\frac{k}{q}\frac{\pi}{2}}\right\}^2. \qquad (2.30)$$

$q = 1$ deb, ya'ni (2.29) ifodadagi uchburchakli videoimpulsning davomiyligi τ takrorlanish davri T bilan teng deb olsak, (2.21) qator koeffitsientlari uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$\dot{C}_k = \frac{U}{2}\left\{\frac{\sin k\frac{\pi}{2}}{k\frac{\pi}{2}}\right\}^2.$$

(2.24) va (2.29) ifodalardagi signallar spektrlari orasida qandaydir bog'liqlik mavjud, ammo (5.28) ifodaga o'xshash shaklda aniqlangan uchburchakli videoimpulslar ketma-ketligini Furye kompleks qatoriga yoyilmasi

$$s_r(t) = \frac{2U}{\pi}\left\{\frac{\pi}{4} + \cos\omega_1 t + \frac{1}{3^2}\cos 3\omega_1 t + \frac{1}{5^2}\cos 5\omega_1 t + \frac{1}{7^2}\cos 7\omega_1 t + \cdots\right\},$$

ko'rinishida bo'lib, yoyilmaning koeffitsiyentlari $1/k^2$ qonuniga mos ravishda kamayib boradi, ya'ni koeffitsiyentlar tezroq kamayadi. Bu uchburchakli

videoimpulsning shakli bilan bog‘liq: unda “sakrashlar” yoki 1-tur uzilishlar mavjud emas.

2.4. Furye almashtirishi

Nodavriy signallar spektrlarini tahlil qilish asosini Furye to‘g‘ri

$$F\{s(t)\} = \dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t}dt \qquad (2.31)$$

va teskari

$$F^{-1}\{\dot{S}(\omega)\} = s(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega)e^{j\omega t}d\omega \qquad (2.31)$$

almashtirishlari tashkil qiladi.

$\dot{S}(\omega)$ funksiya $s(t)$ signalning spektral funksiyasi, spektr zichligi yoki oddiygina spektri deb ataladi. Agar $s(t)$ signal Dirixle shartini hamda quyidagi absolyut integrallanish shartini qanoatlantirsa (2.31) va (2.32) almashtirishlarini amalga oshirish mumkin bo‘ladi:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|dt < \infty.$$

$\dot{S}(\omega)$ spektral funksiya umumiy holda kompleks funksiya bo‘lib, Eyler formulasi $e^{\pm j\alpha} = \cos\alpha \pm j\sin\alpha$ ni e’tiborga olib, ushbu funksiyani quyidagi ko‘rinishga keltirish mumkin:

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\cos\omega t dt - j\int_{-\infty}^{\infty} s(t)\sin\omega t dt =$$

$$= \mathrm{Re}\dot{S}(\omega) + j\mathrm{Im}\dot{S}(\omega) = A(\omega) - jB(\omega). \qquad (2.33)$$

Toq funksiyadan simmetrik chegaralarda olingan aniq integral nolga teng. (2.33) ifodadagi $s(t)$ signalni juft va toq signallar yig‘indisidan iborat $s(t) = s_{juft}(t) + s_{toq}(t)$ deb qarasak, Furye kosinusoidal almashtirishi $A(\omega)$ – $s(t)$ signalning juft va Furye sinusoidal almashtirishi $B(\omega)$ – $s(t)$ signalning toq

qismlari orqali aniqlanishini kuzatish mumkin. Bundan foydali amaliy xulosa kelib chiqadi, ya'ni $s(t)$ juft funksiyaning Furye almashtirishi chastota ω ning haqiqiy funksiyasi, $s(t)$ toq funksiyaning Furye almashtirishi chastota ω ning mavhum funksiyasi hisoblanadi.

Furye teskari almashtirishi $F^{-1}\{A(\omega) - jB(\omega)\}$ ni kuzatib, $A(\omega)$ – chastota ω ning juft, $B(\omega)$ – esa toq funksiyasi ekanligini aytish mumkin:

$$A(\omega) = A(-\omega), \;\; B(\omega) = -B(-\omega).$$

Kitobxonga ushbu fikrni mustaqil ravishda isbot qilish tavsiya etiladi (bunda shuni e'tiborga olish kerakki, $\dot{S}(\omega)$ ning teskari Furye almashtirishi vaqtning haqiqiy funksiyasi hisoblanadi). Bundan $\dot{S}(\omega)$ ning yana bir muhim xossasi kelib chiqadi:

$$\dot{S}^*(\omega) = \{A(\omega) - jB(\omega)\}^* = A(\omega) + jB(\omega) = A(-\omega) - jB(-\omega) = \dot{S}(-\omega), \quad (2.34)$$

ya'ni, dastlabki spektral funksiyaga kompleks bog'langan funksiyani topish uchun argument ω belgisini o'zgartirish yetarli hisoblanadi.

Spektral funksiyani quyidagi namunaviy ko'rinishda ifodalash mumkin:

$$\dot{S}(\omega) = \left|\dot{S}(\omega)\right| \exp j\varphi(\omega). \quad (2.35)$$

Bunda

$$\left|\dot{S}(\omega)\right| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} \geq 0$$

ifoda spektral amplituda funksiyasi (ko'pincha amplituda spektri) deb,

$$\varphi(\omega) = arg\dot{S}(\omega) = \text{arctg}\frac{\text{Im}\dot{S}(\omega)}{\text{Re}\dot{S}(\omega)}$$

ifoda esa spektral faza funksiyasi (ko'pincha faza spektri) deb ataladi. Bundan amplituda spektri $\left|\dot{S}(\omega)\right|$ juft, faza spektri $\varphi(\omega)$ esa toq funksiya ekanligini ko'rish mumkin. Ushbuni e'tiborga olib va (2.35) ifodani (2.32) ifodaga qo'ysak, quyidagiga ega bo'lamiz

$$s(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{S}(\omega)\right| e^{j\varphi(\omega)} e^{j\omega t} d\omega = \int_{0}^{\infty}\frac{\left|\dot{S}(\omega)\right|}{\pi}\cos[\omega t + \varphi(\omega)]\, d\omega, \quad (2.36)$$

spektral funksiyaning fizik ma'nosi: $s(t)$ signal juda kichik $\left|\dot{S}(\omega)\right|\frac{d\omega}{\pi}$ amplitudali, chastotalar intervali 0 dan ∞ gacha uzluksiz to'ldiriluvchi cheksiz ko'p sonli

garmonik tashkil etuvchilarning yig‘indisidan iborat; ushbu tashkil etuvchilarning boshlang‘ich fazalari $\varphi(\omega)$ funksiyasi orqali, cheksiz kichik amplitudalarning chastotaga bog‘liqligi “zichligi” $\left|\dot{S}(\omega)\right|$ funksiyasi orqali ifodalanadi. (2.36) ifodadagi ikkinchi integral “manfiy” chastotalarning yuzaga kelishini izohlaydi: manfiy chastotalarning yuzaga kelishi Furye to‘g‘ri va teskari almashtirishlarining matematik operatsiya sifatidagi xarakteri bilan bog‘liq bo‘lib, fizik jihatdan noreal hisoblanadi. Ushbu mulohazani 2.2 va 2.3 bandlardagi natijalar bilan taqqoslash foydalidir.

Spektral funksiya $\dot{S}(\omega)$ ning o‘lchov birligi signalning o‘lchov birligini vaqtga ko‘paytmasi kabidir: ya’ni agar $s(t)$ signalning o‘lchov birligi – voltlarda bo‘lsa, u holda spektral funksiyaning o‘lchov birligi $\left[\dot{S}(\omega)\right] = V \cdot s = V/Hz$.

Furye almashtirishining simmetrikligi. Faraz qilaylik, $s(t)$ juft signalning haqiqiy spektri $\dot{S}(\omega) = S(\omega)$ ga teng bo‘lsin, ma’lumki spektral funksiya ham chastota ω ning juft funksiyasi bo‘ladi. U holda $S(t)$ signal $2\pi s(\omega)$ spektrga ega bo‘lishi kerak. Aynan $\exp(\pm j\omega t)$ yadrosiga kiruvchi argumentlar ω va t larning “o‘zaro almashinuvi” (2.31) va (2.32) ifodalar juftligining simmetrikligidan dalolat beradi.

Davriy ketma-ketlikning spektri va yakka impulsning spektral funksiyasi orasidagi bog‘liqlik. Furye kompleks qatori koeffitsiyentlarini hisoblash formulasi, ya’ni (2.22) ifoda

$$\dot{C}_k = \frac{1}{T}\int_0^T r(t)e^{-jk\omega_1 t}dt$$

va (2.31) ifoda, ya’ni Furye to‘g‘ri almashtirishi yoki $r(t)$ davriy ketma-ketlik impulsini tasvirlovchi impulsning spektral funksiyasi

$$\dot{R}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)e^{-jk\omega_1 t}dt,$$

ni taqqoslab, ular orasida juda sodda bog‘lanish mavjudligini ko‘rishimiz mumkin

$$\dot{C}_k = \frac{1}{T}\dot{R}(k\omega_1). \qquad (2.37)$$

2.5. Furye almashtirishning xossalari

Signal $s(t)$ va uning spektri $\dot{S}(\omega)$ oralig‘ida o‘zaro bog‘liqlik mavjud. Signal shakliga o‘zgartirish kiritish natijasida uning spektri ham o‘zgaradi. Quyida signallarga ishlov berishda yuz beradigan asosiy o‘zgarishlar va ularga mos ravishda signal spektrining o‘zgarishlarini ko‘rib chiqamiz.

2.5.1. Signalni vaqt bo‘yicha surish

Misol uchun $s_1(t)$ signal $t_1 < t < t_2$ vaqt orasida mavjud bo‘lib, $\dot{S}_1(\omega)$ spektr zichligiga ega bo‘lsin. Ushbu signal $s_1(t)$ ni shaklini saqlagan holda uni t_0 ga kechiktirsak, u holda vaqtning yangi funksiyasi $s_2(t)$ ni olamiz, ya’ni $s_2(t) = s_1(t - t_0)$ bo‘lib, endi bu signal $t_1 + t_0$ dan $t_2 + t_0$ gacha vaqt oralig‘ida mavjud bo‘ladi. (2.31) ifodaga asosan $s_2(t)$ signalning spektri zichligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\dot{S}_2(\omega) = \int_{t_1+t_0}^{t_2+t_0} s_2(t)e^{-j\omega t}dt = \int_{t_1+t_0}^{t_2+t_0} s_1(t - t_0)e^{-j\omega t}dt. \qquad (2.38)$$

Yangi o‘zgaruvchi $\tau = t - t_0$ ni kiritib (5.38) ifoda o‘rniga quyidagi ifodani olamiz:

$$\dot{S}_2(\omega) = e^{-j\omega t_0} \int_{t_1}^{t_2} s_1(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau = e^{-j\omega t_0}\dot{S}_1(\omega). \qquad (2.39)$$

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

Furye almashtirishning yuqorida keltirilgan xossasi chiziqli radiotexnik tizimlardan signallar buzilishsiz o‘tishlarini ta’minlashi uchun qo‘yiladigan talabni keltirib chiqaradi: chiziqli tizimning amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikasi signal spektri (yoki signal spektri quvvatining asosiy qismi) joylashgan qismida chiziqli bo‘lishi kerak. Misol uchun, chiziqli tizim uzatish koeffitsiyentining moduli $K(\omega) = K_0$ va faza-chastota xarakteristikasi chastotaning chiziqli funksiyasi $\varphi(\omega) = -t_0$ bo‘lsin (2.7-rasm), chiziqli tizim kirishiga spektri zichligi $\dot{S}(\omega)$ bo‘lgan $s(t)$ signal ta’sir etsin, u holda uning chiqishidagi signal

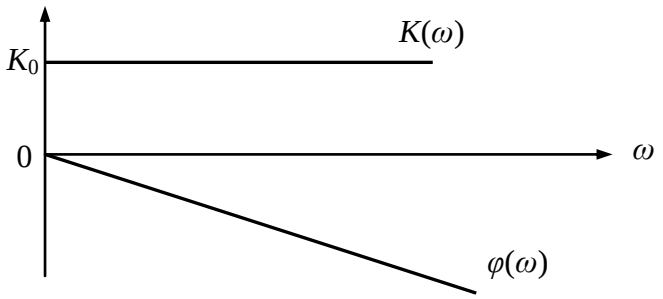
$$s_{chiq}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)\dot{K}(\omega)e^{j\omega t}d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)K_0e^{-j\omega t_0}e^{j\omega t}d\omega =$$

$$= K_0\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)e^{j\omega(t-t_0)}d\omega. \qquad (2.40)$$

(2.40) ifodani quyidagi ko‘rinishda ham yozish mumkin

$$s_{chiq}(t) = K_0 s(t - t_0). \qquad (2.41)$$

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



2.7-rasm. *Axborot uzatish ideal tiximning AChX va FChXlari*

Shuni alohida ta’kidlash kerakki, haqiqatda amalga oshirish mumkin bo‘lgan tizimlarning FChXlari qiyaligi tizimning signal o‘tkazish polosasida hamma vaqt

manfiy bo‘ladi, chunki chiqish signali hech vaqt kirish signalidan avval paydo bo‘lmaydi.

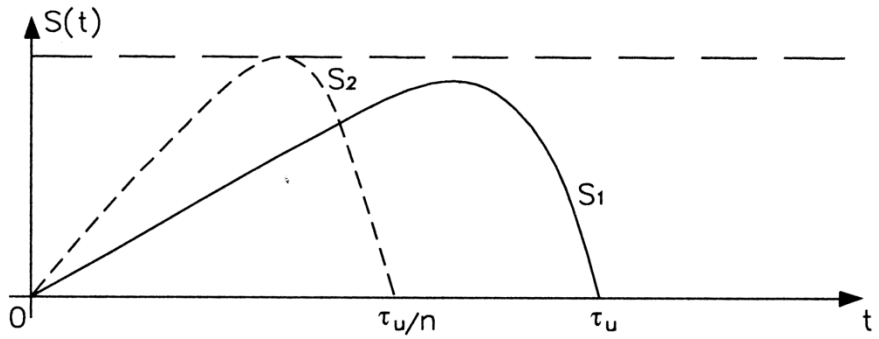
2.5.2. Vaqt masshtabini o‘zgartirish

Misol uchun 2.8-rasmda uzluksiz chiziq orqali tasvirlangan signal $s_1(t)$ ni vaqt bo‘yicha siqishni ko‘ramiz. Vaqt bo‘yicha n marta siqilgan signal $s_2(t)$ (2.8-rasm shtrix chiziq) birlamchi signal $s_1(t)$ bilan quyidagicha bog‘liqlikka ega:

$$s_2(t) = s_1(nt_u), \qquad (n > 1). \tag{2.42}$$

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

$$\dot{S}_2(\omega) = \frac{1}{n}\dot{S}_1\left(\frac{\omega}{n}\right). \tag{2.43}$$



2.8-rasm. *Signal shakli va amplitudasini saqlagan holda uni siqish*

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

Yuqoridagilardan quyidagi xulosa kelib chiqadi: foydalanilayotgan signal davomiyligini qisqartirish hisobiga axborot uzatish tezligini oshirish uchun tizimning chastotalar polosasini kengaytirish talab etiladi.

2.5.3. Signal spektrini surish

Spektri zichligi $\dot{S}(\omega)$ bo‘lgan $s(t)$ signalni birlik amplitudaga ega bo‘lgan $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ signalga ko‘paytirish natijasida quyidagini olamiz:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)\, e^{-j\omega t} dt =$$

$$= \frac{1}{2}\left[e^{j\varphi_0}\dot{S}(\omega - \omega_0) + e^{-j\varphi_0}\dot{S}(\omega + \omega_0)\right]. \qquad (2.44)$$

(2.44) ifodadan ko‘rinadiki signal $s(t)$ ning spektri $\dot{S}(\omega)$ ni ikkiga, chastotalari $+\omega_0$ va $-\omega_0$ ga farqlanadigan tashkil etuvchilarga bo‘lish $s(t)$ signalning chastotasi ω_0 bo‘lgan garmonik tebranish $\cos(\omega_0 t)$ ga ($\varphi_0 = 0$ bo‘lgan holat uchun) ko‘paytirishni anglatadi. Bu xossadan chastota almashtirish qurilmalarida foydalaniladi.

2.5.4. Signallarni differensiallash va integrallash

Signal $s(t)$ ni differensiallash deganda ushbu signal hamma spektr tashkil etuvchilarini alohida-alohida differensiallash (hosila olish) jarayoni (natijasi) tushuniladi. Ammo $e^{j\omega t}$ ning hosilasi $j\omega e^{j\omega t}$ bo‘lgani uchun kirish signali $s_1(t)$ ning spektri zichligi $\dot{S}_1(\omega)$ bo‘lsa, differensiallangan signal $s_2(t)$ ning spektri zichligi $\dot{S}_2(\omega)$ quyidagicha aniqlanadi:

$$s_2(t) = \frac{ds_1(t)}{dt} \div \dot{S}_2(\omega) = j\omega\dot{S}_1(\omega). \qquad (2.45)$$

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

$$s_2(t) = \int_{-\infty}^{t} s_1(t)dt, \qquad (2.46)$$

va mos ravishda signal $s_2(t)$ spektri zichligi quyidagiga teng bo‘ladi:

$$\dot{S}_2(\omega) = \frac{1}{j\omega}\dot{S}_1(\omega). \qquad (2.47)$$

(2.47) ifodada funksiya $\dot{S}_1(\omega)$ ni $\frac{1}{j\omega}$ ga ko‘paytirish vaqt bo‘yicha $-\infty$ dan t gacha integrallashga mos keladi (anglatadi).

2.5.5. Signallarni qo‘shish

Vaqt funksiyasi bo‘lgan $s(t)$ signalning spektri zichligini Furye almashtirishi orqali aniqlash chiziqli bog‘liqlik bo‘lgani uchun bir necha $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)$ signallar yig‘indisi

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) + \cdots + s_n(t) \tag{2.48}$$

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

$$\dot{S}(\omega) = \dot{S}_1(\omega) + \dot{S}_2(\omega) + \cdots + \dot{S}_n(\omega). \tag{2.49}$$

2.5.6. Ikki signalning ko‘paytmasi

Misol uchun tahlil etilayotgan $s(t)$ signal $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallarning ko‘paytmasi bo‘lsin va quyidagi moslik kuchga ega bo‘lsin:

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

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

$$\dot{S}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(x)\dot{S}_2(\omega - x)dx. \tag{2.50}$$

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

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t-\tau)s_2(t)d\tau =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(\omega)\dot{S}_2(\omega)e^{j\omega t}d\omega. \qquad (2.51)$$

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

2.6. Ba'zi nodavriy signallarning spektrlari

Nisbatan ko'proq ishlatiladigan video va radiosignallarning Furye almashtirishlarini ko'rib chiqamiz.

Dirak funksiyasi. δ-funksiya (2.11) ning filtrlash xossasidan foydalanib, uning spektrini topamiz:

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)e^{-j\omega t}dt = e^{-j\omega_0} = 1. \qquad (2.52)$$

δ-funksiya spektrining moduli barcha chastotalar diapazonida doimiy – o'zgarmas bo'lib birga teng, faza spektri esa nolga teng bo'ladi.

Aniqlangan spektral funksiya $\dot{S}(\omega) = 1$ orqali $\delta(t)$ signalni Furye teskari almashtirishidan $\delta(t)$ signal mavjudligi to'g'risidagi taxmin tasdiqlanganligini ko'rish mumkin:

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

Ushbu ifodadan

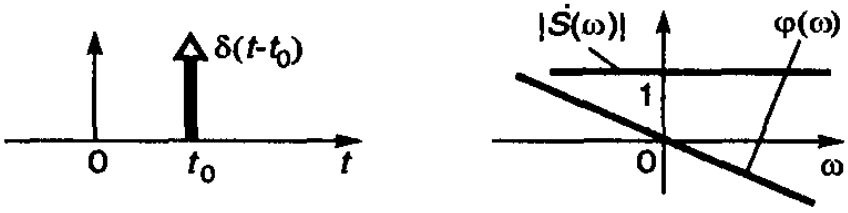
$$2\pi\delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j\omega t}d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} \cos\omega t\, d\omega \pm j \int_{-\infty}^{\infty} \sin\omega t\, d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} \cos\omega t\, d\omega, \quad (2.53)$$

kelib chiqadi, va 2.4-bandda keltirilgan ω va t larga nisbatan Furye almashtirishining simmetrikligidan foydalanib quyidagiga ega bo‘lamiz:

$$2\pi\delta(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j\omega t}dt = \int_{-\infty}^{\infty} \cos\omega t\, dt. \qquad (2.54)$$

$\delta(t - t_0)$ funksiyaning Furye almashtirishi

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0)e^{-j\omega t}dt = e^{-j\omega t_0}. \qquad (2.55)$$



a *b*

2.9-rasm. *Dirak funksiyasi (a) va uning spektri (b)*

Vaqt o‘qi bo‘yicha surilgan δ-funksiyaning amplituda spektri o‘zgarmasdan saqlanadi, faza spektri esa qo‘shimcha ravishda $-\omega t_0$ qo‘shiluvchiga ega bo‘ladi. $\delta(t - t_0)$ funksiyaning grafigi va amplituda hamda faza spektri 2.9a va b-rasmlarda keltirilgan.

To‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpuls. (2.31) ifodadagi integralni amaliy hisoblashda integrallash chegaralarini signalning noldan farqli mavjud bo‘lgan oralig‘i sifatida qabul qilish mumkin. (2.4) ifodadagi signal uchun

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} Ue^{-j\omega t}dt = -\frac{U}{j\omega}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega t}d(-j\omega t) =$$

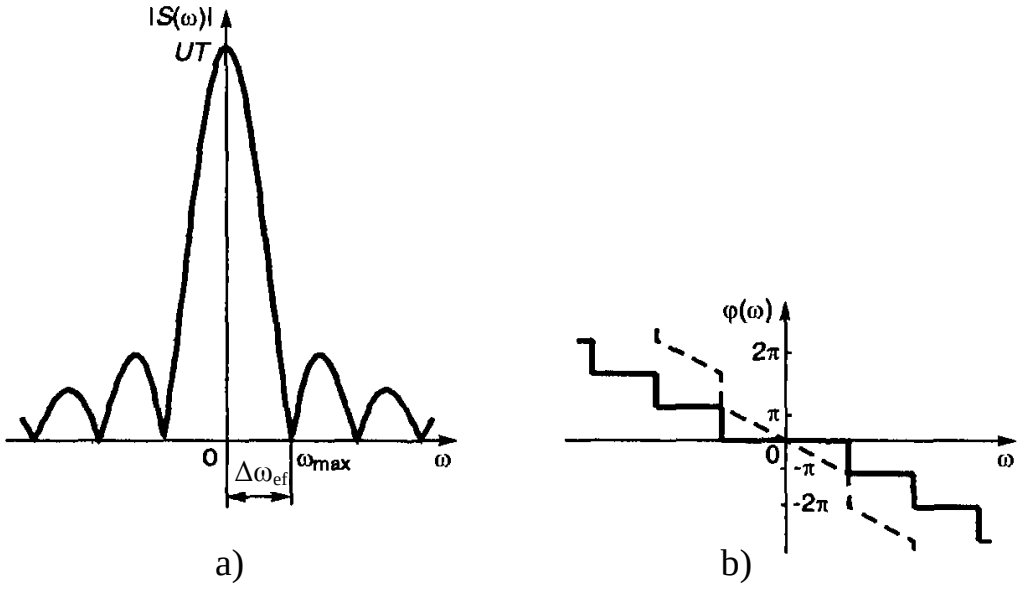
$$= -\frac{U}{j\omega}\left(e^{-\frac{j\omega T}{2}} - e^{\frac{j\omega T}{2}}\right) = \frac{2U}{\omega}\frac{e^{\frac{j\omega T}{2}} - e^{-\frac{j\omega T}{2}}}{j2} =$$

$$= \frac{2U}{\omega}\sin\frac{\omega T}{2} = UT\frac{\sin\frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} = \left|UT\frac{\sin\frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}}\right| e^{j\varphi(\omega)}. \qquad (2.56)$$

Kutilganidek, juft funksiyaning Furye almashtirishi ω ning haqiqiy funksiyasi hisoblanar ekan. $\dot{S}(\omega)$ ning yuqoridagi namunaviy shakli tahlil qilish va grafik tasvirlanishini chizish uchun juda qulay. 2.10a va b-rasmda to‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpuls spektral funksiyasining moduli va fazalari, ya’ni amplituda va faza spektri grafiklari keltirilgan. Bunda

$$\dot{S}(0) = \lim_{\omega\to 0}\dot{S}(\omega) = UT,$$

bo‘lib, amplituda spektrining “nollik” koordinatalari ushbu $\omega T/2 = k\pi$ tenglamadan aniqlanadi, bunda $k = \pm 1, \pm 2, \ldots$. Ushbu natija va 2.3-bandda ko‘rib chiqilgan to‘g‘ri to‘rtburchakli impulslar ketma-ketligining Furye qatori natijalarini taqqoslash foydali bo‘ladi.



a) b)

2.10-rasm. *To‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpulsning amplituda (a) va faza (b) spektrlari*

Ko‘rib chiqilayotgan holat uchun faza spektri $\varphi(\omega)$ o‘ziga xos: spektral funksiyaning mavhum qismi nolga teng, ammo (5.56) ifodadagi aynan $\exp j\varphi(\omega)$ ko‘paytiriluvchi $S(\omega)$ haqiqiy funksiyaning belgisi o‘zgaruvchan xarakterda

ekanligini bildiradi. Shundan kelib chiqib, faza spektri quyidagi qiymatlarga ega bo‘ladi:

- $\omega \in [-4\pi/T,\ -2\pi/T]$ chastotalar intervali uchun $\varphi(\omega) = \pi$;
- $\omega \in [-2\pi/T,\ 2\pi/T]$ chastotalar intervali uchun $\varphi(\omega) = 0$;
- $\omega \in [2\pi/T,\ 4\pi/T]$ chastotalar intervali uchun $\varphi(\omega) = -\pi$ va h.k.

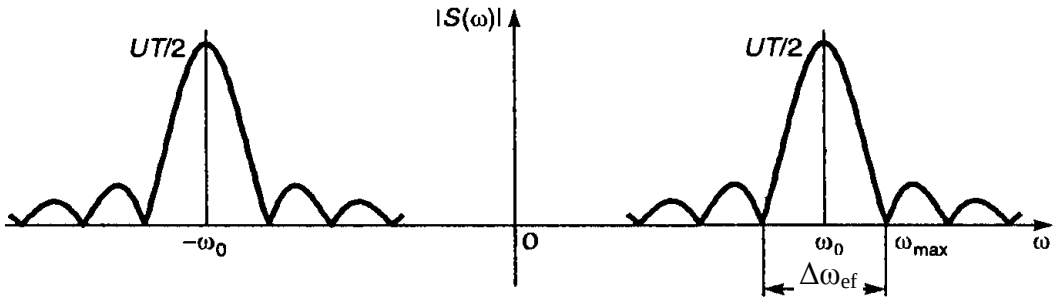
To‘g‘ri to‘rtburchakli radioimpuls (radiosignal). (2.15) ifodadagi radiosignal uchun

$$S(\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U\cos\omega_0 t\, e^{-j\omega t}dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}}{2} e^{-j\omega t}dt =$$

$$= \frac{U}{2}\left\{\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j(\omega+\omega_0)t}dt + \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j(\omega-\omega_0)t}dt\right\} =$$

$$= \frac{1}{2}UT\left\{\frac{\sin\frac{(\omega+\omega_0)T}{2}}{\frac{(\omega+\omega_0)T}{2}} + \frac{\sin\frac{(\omega-\omega_0)T}{2}}{\frac{(\omega-\omega_0)T}{2}}\right\}. \qquad (2.57)$$

(2.57) ifoda modulining grafiki 2.11-rasmda keltirilgan. Videoimpulsning garmonik funksiya $\cos\omega_0 t$ ga ko‘paytmasi spektral sohada videoimpuls spektrining chastotalar o‘qi bo‘yicha $\pm\omega_0$ qiymatga chapga va o‘ngga surilishiga olib keladi.



2.11-rasm. *To‘g‘ri to‘rtburchakli radioimpulsning amplituda spektri*

Spektral funksiya (2.56) ifodaga quyidagi belgilashni kiritsak va spektr og‘uvchisi deb nomlasak

$$S_U(\omega) = UT\frac{\sin\frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}},$$

hamda undan foydalanib, (2.57) ifodani quyidagi sodda ko‘rinishda yozish mumkin

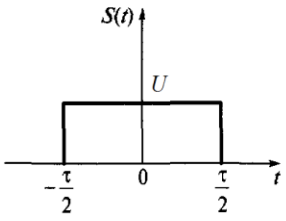
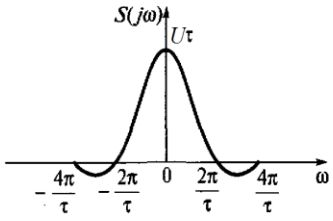
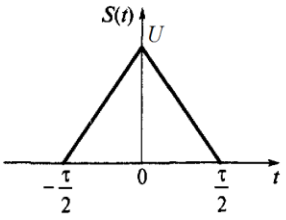
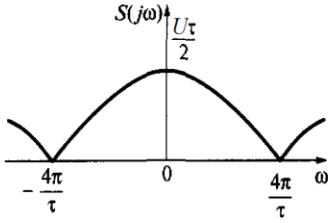
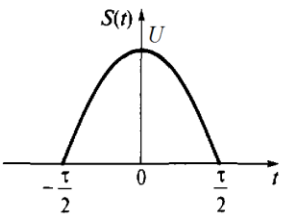
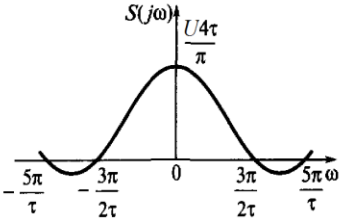
$$S(\omega) = \frac{1}{2}\{S_U(\omega+\omega_0) + S_U(\omega-\omega_0)\}. \qquad (2.58)$$

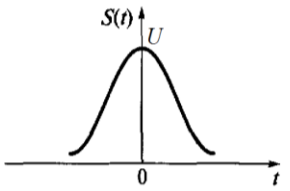
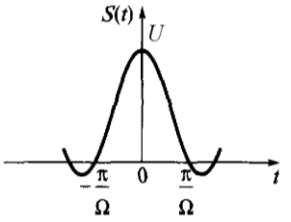
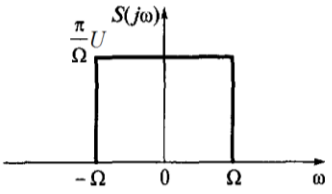
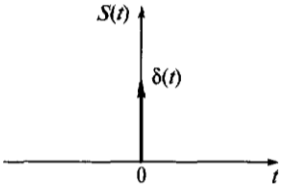
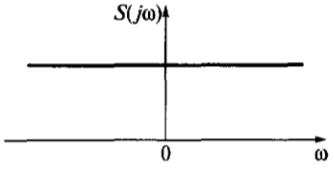
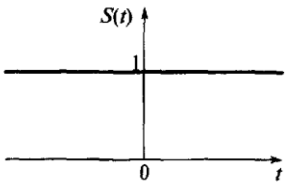
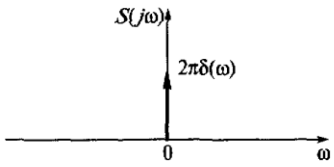
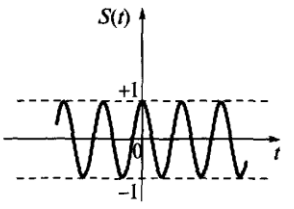
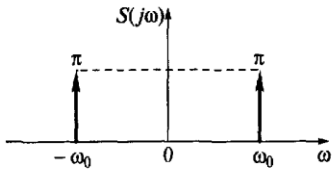
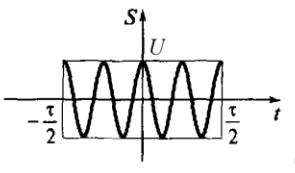
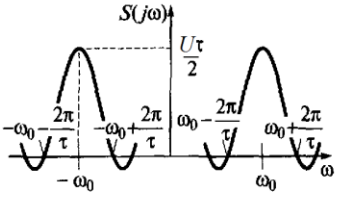
Ushbu (2.58) ifodadan radiosignal va uning spektri og‘uvchisi orasidagi bog‘liqlikni kuzatish mumkin bo‘ladi.

2.1-jadvalda Turli shakldagi impulslarning matematik ifodalari va vaqt diagrammalari, hamda ularning spektr zichligi ifodalari va spektr diagrammalari keltirilgan.

2.1-jadval

Turli shakldagi impulslar va ularning spektr zichligi

$s(t)$ signal		$S(j\omega)$ spektr zichligi	
$S_1(t) = \begin{cases} U, & \lvert t\rvert \le \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \lvert t\rvert > \frac{\tau}{2} \end{cases}$		$U\tau\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}}$	
$S(t) = \begin{cases} U\left(1-\frac{2\lvert t\rvert}{\tau}\right), & \lvert t\rvert < \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \lvert t\rvert > \frac{\tau}{2} \end{cases}$		$\frac{U\tau}{2}\frac{\sin^2\left(\frac{\omega\tau}{4}\right)}{\left(\frac{\omega\tau}{4}\right)^2}$	
$S(t) = \begin{cases} U\cos\omega t, & \lvert t\rvert < \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \lvert t\rvert > \frac{\tau}{2} \end{cases}$		$U\frac{4\tau}{\pi}\frac{\cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{1-\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)^2}$	

$S(t) = Ue^{-\beta^2 t^2}$		$U\frac{\sqrt{\pi}}{\beta}e^{-\left(\frac{\omega}{2\beta}\right)^2}$	
$S(t)=U\frac{\sin\frac{\Omega t}{2}}{\frac{\Omega t}{2}}$		$S(j\omega)=\begin{cases}\frac{\pi}{\Omega}U, & \lvert\omega\rvert\le\Omega;\\ 0, & \lvert\omega\rvert>\Omega\end{cases}$	
$S(t) = \delta(t)$		$S(j\omega) = 1$	
$S(t) = 1$		$S(j\pi) = 2\pi\delta(\omega)$	
$S(t) = \cos\omega_0 t$		$S(j\omega) = \pi[\delta(\omega-\omega_0)+\delta(\omega+\omega_0)]$	
$S(t) = S_1(t)\cos\omega_0 t$ $S_1(t) = \begin{cases}U, & \lvert t\rvert\le\frac{\tau}{2}\\ 0, & \lvert t\rvert>\frac{\tau}{2}\end{cases}$		$S(j\omega)=\frac{U\tau}{2}\frac{\sin\left(\frac{(\omega-\omega_0)\tau}{2}\right)}{\frac{(\omega-\omega_0)\tau}{2}}+\frac{U\tau}{2}\frac{\sin\left(\frac{(\omega+\omega_0)\tau}{2}\right)}{\frac{(\omega+\omega_0)\tau}{2}}$	

2.7. Davriy signal quvvatining uning spektrida taqsimlanishi

Vaqt bo‘yicha murakkab, ammo davriy takrorlanuvchi signal $s(t)$ ning bir davr T davomidagi quvvatini uning *o‘rtacha quvvati* deb ataladi va quyidagicha aniqlanadi:

$$P_{o'r} = \overline{s^2(t)} = \frac{1}{T}\int_0^T s^2(t)dt. \qquad (2.59)$$

(2.59) ifodada $s^2(t)$ ustidagi chiziq funksiya qiymatlarini qo‘shish natijasida uning o‘rtacha qiymati aniqlanganligini bildiradi.

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

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty}(a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t). \qquad (2.60)$$

(2.60) ifodani (2.59) formulaga qo‘yish va ba’zi o‘zgartirishlar natijasida quyidagi ifodani olamiz:

$$\overline{s^2(t)} = \frac{a_0^2}{4} + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}(a_n + b_n)^2 = S_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty} S_n^2, \qquad (2.61)$$

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

(2.61) ifodani Furye kompleks qatori ifodasidan foydalanib quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\overline{s^2(t)} = \frac{1}{4}\sum_{n=1}^{\infty} S_n \cdot S_{-n} = \frac{1}{4}\sum_{n=1}^{\infty} S_n^2. \qquad (2.62)$$

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

$$P = r\overline{i^2(t)} = r\left[I_0^2 + \frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2} + \cdots + \frac{I_n^2}{2}\right]. \qquad (2.63)$$

Ushbu (2.63) ifodadan ko‘rinadiki signal $s(t)$ ning quvvati uning doimiy tashkil etuvchisi I_0 va garmonik tashkil etuvchilari $I_1, I_2, \dots, I_n$ larning quvvatlari yig‘indisiga teng bo‘ladi.

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

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

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

2.8. Signalning vaqt va spektr xarakteristikalari orasidagi bog‘liqlik

Spektral funksiyaning effektiv kengligi va maksimal (chegaraviy) chastotasi. Ko‘rib chiqilgan video- va radioimpuls finit signallarning amplituda spektrlari cheksiz keng bo‘lib, $|\omega|$ chastota oshib borgan sari amplitudasi kichiklashib boradi. Shuning uchun signal spektrining *“amaliy” ya’ni effektiv kengligi* tushunchasi yuzaga keladi. Ushbu miqdorni aniqlashning turli mezonlari mavjud. Agar amplituda spektrining yaproqsimonlik tuzilishidan kelib chiqib qaralsa (biz yuqorida ko‘rib chiqqan misollarimizdagi kabi), effektiv kenglik sifatida “asosiy yaproqcha” kengligi tanlanadi. Manfiy chastotalarning fizik jihatdan mavjud emasligidan kelib chiqadiki, natijada to‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpuls amplituda spektrining effektiv kengligi $\omega \in [0,\ 2\pi/T]$ oraliqda bo‘lib, qiymati

$$\Delta\omega_{ef\,v} = 2\pi/T$$

ga teng.

Ushbu mezon (kriteriy) asosida to‘g‘ri to‘rtburchakli radioimpuls amplituda spektrining effektiv kengligi $\omega \in [\omega_0 - 2\pi/T,\ \omega_0 + 2\pi/T]$ oraliqda bo‘lib,

$$\Delta\omega_{ef\,r} \approx 2 \cdot \Delta\omega_{ef\,v} = 4\pi/T$$

ga teng, videoimpulsning effektiv kengligidan ikki marotaba keng.

Signalning davomiyligi va uning effektiv spektr kengligi bir-biri bilan teskari proporsional ravishda bog‘langan: signal qancha tor bo‘lsa, uning spektri shuncha keng bo‘ladi. Ushbu munosabat deyarli barcha turdagi signallarga to‘g‘ri keladi.

Spektral funksiyaning effektiv spektr kengligi tushunchasi bilan *maksimal chastota* tushunchasi bir-biri bilan o‘zaro chambarchas bog‘liq. Videosignal spektri nol va past chastotalar sohasida (past chastotalar spektri) to‘plangan bo‘ladi, uning maksimal chastotasi effektiv kenglik $\Delta\omega_{ef\,v}$ miqdori bilan mos keladi

$$\omega_{max\,v} = \Delta\omega_{ef\,v}.$$

Radiosignal spektrining maksimal chastotasi tashuvchi chastota ω_0 sohasida (atrofida) to‘plangan bo‘ladi, 2.11-rasmdan ko‘rinadiki, spektrning effektiv kengligi bilan quyidagicha bog‘liq

$$\omega_{max\,r} = \omega_0 + \Delta\omega_{ef\,v} = \omega_0 + \frac{1}{2}\Delta\omega_{ef\,r}.$$

Effektiv spektr kengligi tushunchasi bilan bir qatorda signalning asosiy energiyasi jamlangan vaqt oralig‘ini ifodalovchi *ekvivalent davomiylik* τ_{ek} tushinchasi ham mavjud. Effektiv spektr kengligi $\Delta\omega_{ef}$ va ekvivalent davomiylik τ_{ek} tushunchalaridan foydalanish signal shakli va uning chastotalar polosasi oralig‘idagi bog‘lanishni keltirib chiqaradi. Ushbu bog‘liqlikni 2.2-jadval asosida tushuntirish mumkin, ya’ni turli shakldagi impulslar uchun $\Delta\omega_{ef} \cdot \tau_{ek}$ ko‘paytma natijalari keltirilgan. $\Delta\omega_{ef} \cdot \tau_{ek}$ ko‘paytma impuls to‘liq energiyasining 90% qismi uchun aniqlangan.

$\Delta\omega_{ef} \cdot \tau_{ek}$ ko‘paytma impulsni ifodalovchi funksiyalar va ularning hosilalarida uzilishlar mavjud yoki mavjud emasligini xarakterlovchi impuls shaklining “silliqlik” darajasiga bog‘liq. Masalan, $\Delta\omega_{ef} \cdot \tau_{ek}$ ko‘paytma to‘g‘ri

to‘rtburchaksimon impuls uchun nasbatan katta, chunki impulsni ifodalovchi funksiyalar va ularning hosilalarida ham uzilishlar mavjud. Nisbatan kichik qiymatli $\Delta\omega_{ef} \cdot \tau_{ek}$ qo‘ng‘iroqsimon shakldagi impulsga tegishli, chunki bu impulsni ifodalovchi funksiyalar va ularning hosilalari ham uzilishsiz funksiya hisoblanadi.

2.2-jadval

Effektiv spektr kengligi va ekvivalent davomiylik orasidagi bog‘liqlik

Impuls	$\boldsymbol{\tau_{ek}}$	$\boldsymbol{\Delta\omega_{ef}}$	$\boldsymbol{\Delta\omega_{ef} \cdot \tau_{ek}}$
To‘g‘ri to‘rtburchaksimon	$0{,}9\tau$	$0{,}811/\tau$	0,73
Uchburchaksimon	$0{,}541\tau$	$0{,}841/\tau$	0,46
Kosinusoidal	$0{,}596\tau$	$0{,}731/\tau$	0,43
Qo‘ng‘iroqsimon (Gauss)	$0{,}825 \cdot 1/\beta$	$0{,}26\beta$	0,22

Ushbu munosabat signallarni uzatish nazariyasida fundamental ahamiyatga ega, ya’ni birinchidan, bu qabullash qurilmalari o‘tkazish polosasining kengligiga bo‘lgan talabni belgilashga imkoniyat yaratsa (impuls qanchalik tor bo‘lsa o‘tkazish polosasi shuncha katta bo‘lishi kerak), ikkinchidan qo‘llaniladigan signallar shaklining “silliqlik” darajasi imkon qadar yuqori bo‘lishi kerak (bundan amaliyotda keng foydalaniladi).

Nazorat savollari

1. *Sinov signallari deb qanday signallarga aytiladi?*
2. *Signallarni Furye qatoriga yoyish sharti nimadan iborat?*
3. *Furye qatorining a_0, a_k va b_k koeffitsiyentlari qanday aniqlanadi va qanday fizik ma’noga ega?*
4. *Furye kompleks qatorining ifodasini yozib bering.*

5. Signal amplituda va faza spektri deganda nimani tushunasiz va ular qanday aniqlanadi?

6. Davriy takrorlanuvchi to‘g‘ri to‘rtburchak ko‘rinishidagi signal amplituda va faza spektrini chizing.

7. Meandr ko‘rinishidagi signal amplituda va faza spektrini chizing.

8. Urchakli videoimpulslar ketma-ketligining amplituda va faza spektrini chizing.

9. $s(t)$ signalni $\cos\omega_0 t$ ga ko‘paytirish natijasida $\dot{S}(\omega)$ spektral funksiya qanday o‘zgaradi?

10. Furye almashtirishi xossalarini sanab bering.

11. Davriy ketma-ketlikning spektri va yakka impulsning spektral funksiyasi orasida bog‘liqlik mavjudmi?

12. δ-funksiyaning ifodasini, amplituda va faza spektrlarini keltiring, uning ahamiyatli tomoni nimada?

13. Davriy signal quvvati uning spektrida qanday taqsimlanadi?

14. Signal spektrining effektiv kengligi bilan ekvivalent davomiyligi orasida qanday bog‘liqlik bor?

3. NOCHIZIQLI ELEMENTLAR XARAKTERISTIKALARINI APPROKSIMATSIYALASH

Nochiziqli element (NE) larning VAXlari tajriba yo‘li bilan olinib, odatda grafik yoki jadval shaklida keltiriladi. Ushbu grafik yoki jadval shaklida keltirilgan VAXlarni tegishli matematik ifodalar bilan almashtirish NEning 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 VAXsini analitik (matematik) ifoda bilan almashtirish **approksimatsiyalash** deb ataladi.

Approksimatsiyalovchi funksiyalarga quyidagi *talablar* qo‘yiladi:

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 ko‘phad;

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

va uning xususiy shakllari: ikkinchi va uchinchi darajali ko‘phadlardan, ya’ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2, \qquad (3.2)$$

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3, \qquad (3.3)$$

ba’zi hollarda uchinchi va beshinchi darajali qisqartirilgan ko‘phadlardan ham foydalaniladi:

$$i = a_1 u + a_3 u^3; \quad i = a_1 u + a_3 u^3 + a_5 u^5 \,. \tag{3.4}$$

b. Eksponentasimon funksiya va eksponentasimon funksiyalar yig‘indisi

$$i = Ae^{\alpha u}, \;\; i = Ae^{\alpha u} + Be^{\beta u}. \tag{3.5}$$

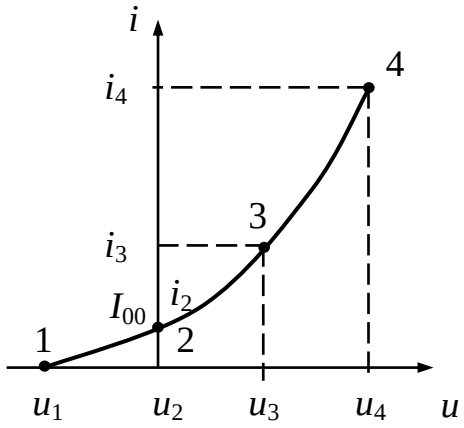
v. To‘g‘ri chiziqlar yordamida bo‘laklab approksimatsiyalash, bu usul ba’zan siniq chiziq bo‘laklari bilan approksimatsiyalash deb ham ataladi. Bu usul qo‘llanganda nochiziqli element VAXsi bir necha (odatda 2, 3 va ba’zan 4) qismga ajratiladi va har bir qismi turli qiyalikka ega bo‘lgan to‘g‘ri chiziqlar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

3.1. Ko‘phad bilan aprroksimatsiyalash

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

Bunday xarakteristika elektron lampa diod VAXsiga to‘g‘ri keladi. Xarakteristikani 3-darajali ko‘phad bilan approksimatsiya qilamiz

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \tag{3.6}$$



3.1-rasm. *Nochiziqli element volt-amper xarakteristikasi*

Ushbu approksimatsiyalovchi funksiya a_0, a_1, a_2 va a_3 koeffitsiyentlarining ma’lum bir qiymatida NEning real VAXsiga mos keladi. Ushbu koeffitsiyentlar

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

$$i_1 = a_0 + a_1U_1 + a_2U_1^2 + a_3U_1^3;$$
$$i_2 = a_0 + a_1U_2 + a_2U_2^2 + a_3U_2^3;$$
$$i_3 = a_0 + a_1U_3 + a_2U_3^2 + a_3U_3^3;$$
$$i_4 = a_0 + a_1U_4 + a_2U_4^2 + a_3U_4^3. \quad (3.6)$$

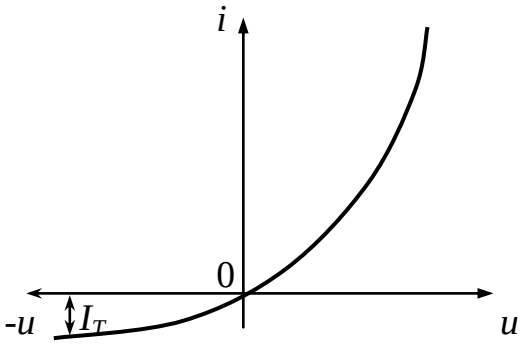
Ushbu to‘rt noma'lumli to‘rt tenglamani birga yechib a_0, a_1, a_2 va a_3 koeffitsiyentlar qiymati aniqlanadi. Bunda $U_2 = 0$ qiymatiga NE o‘tuvchi boshlang‘ich tok I_{00} mos keladi, chunki bunda $i_2 = I_{00} = a_0 + a_1U_2 + a_2U_2^2 + a_3U_2^3$. Approksimatsiyalovchi funksiyadagi a_1 koeffitsiyenti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

Bu usul ba'zan berilgan nuqtalar usuli deb ham ataladi. Bu turli approksimatsiyalashda VAXning kvadratik qismi muhim ahamiyatga ega, chunki bu qismi modulyatsiyalash, detektorlash va chastota ko‘paytirish va h.k. jarayonlarida asosiy hisoblanadi.

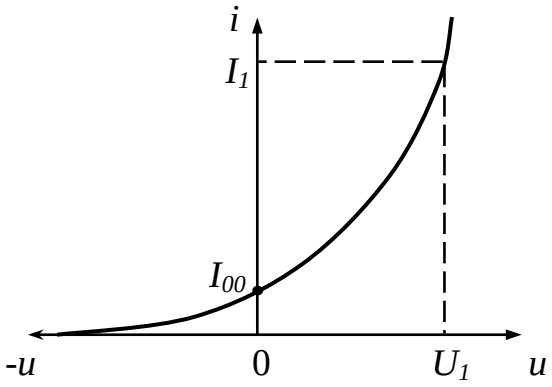
Shuni eslatib o‘tish kerakki, agar n-darajali ko‘phad bilan approksimatsiyalashdan foydalanilsa uning koeffitsiyentlarining qiymatlarini aniqlash uchun $n + 1$ tenglama tuzish kerak, bunda berilgan kuchlanish va toklar soni ham $n + 1$ tadan bo‘lishi kerak.

3.2. Eksponenta bilan approksimatsiyalash

Yarim o‘tkazgich diod va tranzistorlar VAXlarining boshlanish qismi eksponensial funksiya orqali yaxshi approksimatsiyalanadi. Misol uchun diod VAXsi 3.2-rasmda berilgan bo‘lsin.



3.2-rasm. *Yarim o‘tkazgich diod volt-amper xarakteristikasi*



3.3-rasm. *Elektron lampa diod volt-amper xarakteristikasi*

Bu xarakteristikani vakkum diod xarakteristika (3.3-rasm)ni approksimatsiyalovchi funksiya

$$i = A_0 e^{\alpha u} \tag{3.8}$$

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

$$i = I_{00} e^{\alpha u}. \tag{3.8a}$$

(3.8) ifodadagi α – koeffitsiyenti qiymatini aniqlash uchun 3.1-rasmda $u = U_1$ ga mos $i = i_1$ ni aniqlaymiz, ya’ni

$$I_1 = I_0 e^{\alpha u_1}. \tag{3.9}$$

(3.9) tenglikdan α-koeffitsiyenti aniqlanadi. Yarim o‘tkazgich diod VAXsi 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 eksponensional ifodaga mos keladi

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

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

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

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

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

tenglamani α ga nisbatan yechamiz.

Yarim o‘tkazgichlarda α koeffitsiyenti 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 funksiyaning real VAXga moslik darajasini aniqlash uchun (3.8) ifodani logarifmlash orqali chiziqli shaklga keltirish usulidan foydalanamiz

$$lni = lnI_{00} + \alpha u. \quad (3.13)$$

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

3.3. To‘g‘ri chiziq bo‘laklari bilan approksimatsiyalash

Bu turdagi approksimatsiya nochiziqli elementlar va nochiziqli elektr zanjirni tahlil etishni osonlashtiradi. Bunda NE real VAXsi bir necha qismlarga ajratiladi va har bir qismi turli qiyalikli to‘g‘ri chiziqlar bilan almashtiriladi. Misol uchun, 3.4-rasmda keltirilgan VAXni approksimatsiyalash kerak bo‘lsin. Ushbu tavsifni 4 qismga bo‘lamiz va ularni to‘g‘ri chiziqlar bilan approksimatsiyalaymiz.

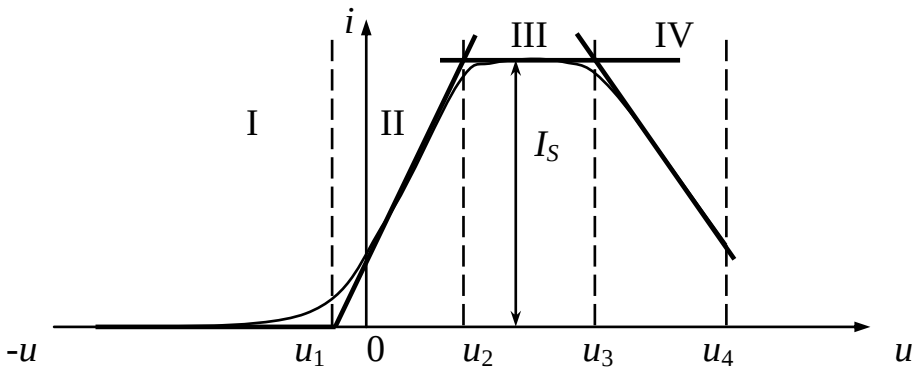
1-qismda $i = 0$, chunki $u < u_1$ va $S = 0$;

2-qismda $i = S \cdot u$, chunki $u_1 \le u \le u_2$ va $S \neq 0$;

3-qismda $i = I_S$, chunki $u_2 \le u \le u_3$ va $S = 0$; (3.14)

4-qismda $i = S_1 \cdot u$, chunki $u_3 \le u \le u_4$ va $S_1 \ne 0, S_1 < 0$.

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



3.4-rasm. *Murakkab volt-amper xarakteristikani approksimatsiyalash*

3.4. Giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash

Bir qator hollarda nochiziqli elementlarning volt-amper xarakteristikalarini approksimatsiyalashda transendent funksiyalardan ham foydalaniladi. Bu funksiyalarning koeffitsiyentlari ma’lum bir qonuniyatga asosan tanlanadigan darajali qatorga yoyish mumkin. Koeffitsiyentlarni tanlash har bir qonuniyati yangi transendent funksiyani keltirib chiqaradi. Shuni alohida ta’kidlash kerakki, transendent funksiya bilan approksimatsiyalash juda yuqori darajali ko‘phad bilan approksimatsiyalash natijasini beradi.

Nozichiqli elementlarning VAXlarini approksimatsiyalash uchun turli transendent funksiyalar taklif etilgan (arktangenssimon, normal integral taqsimoti funksiyasi va h.k.). Ushbu funksiyalardan biri giperbolik tangens funksiyasi bo‘lib, uni radiotexnik olim N.N. Krilov tavsiya etgan. Dastlab funksiyani elektron lampa

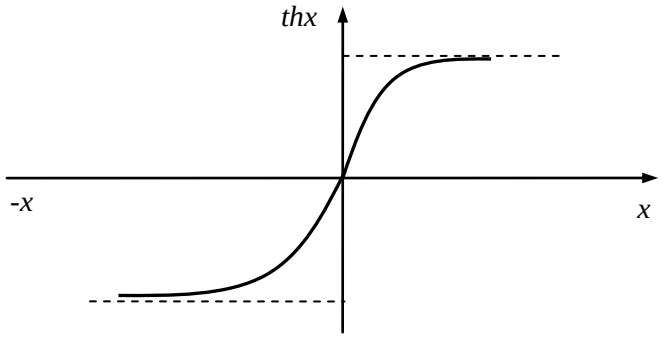
(triod, pentod)larning anod-setka xarakteristikalarini approksimatsiyalash uchun taklif etildi.

Giperbolik tangens funksiyasi quyidagi umumiy ko‘rinishga ega

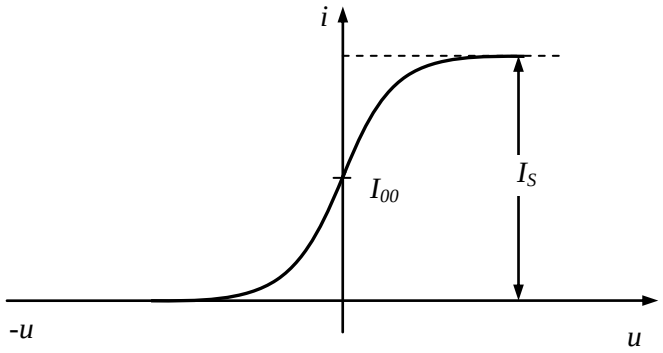
$$i = A(1 + thau). \quad (3.15)$$

Nochiziqli elementlarning VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalashning asosiy afzalligi, u nochiziqli element xarakteristikasi qiyaligining o‘zgarishini (birinchi va ikkinchi xosilasi) yetarli darajada aniq baholaydi. VAX qiyaligining o‘zgarishi bilan bog‘liq bo‘lgan radiotexnik jarayonlarni tahlil etishda bu asosiy approksimatsiyalash usuli hisoblanadi. Misol uchun, radioqabullash qurilmasining 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 dastlibki 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 $i_s = F(u_{zi})$ xarakteristikalari giperbolik tangens funksiyasiga o‘xshash (3.5-rasm).



3.5-rasm. *Giperbolik tangens funksiyasi grafigi*



3.6-rasm. *NE VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash*

Giperbolik tangens funksiyasi argument x ning nisbatan kichik qiymatlari $|x| = 0.4$ uchun yuqori aniqlik (2,0% gacha) bilan argument qiymatiga teng, argumentning katta qiymatlari uchun $|x| < 2$ (xatolik 4,0% dan kam) bo‘ladi va $|thx| \approx 1$ bo‘ladi. Elektron lampa va maydon tranzistorlarning $i_s = F(u_s)$, $i_s = F(u_{zi})$ xarakteristikalarini giperbolik tangens funksiyasi (3.15) bilan approksimatsiyalanganda undagi A, a koeffitsiyentlari quyidagicha aniqlanadi:

$$A = \frac{I_s}{2} = I_{00}, \qquad a = \frac{2S}{I_s} = \frac{S}{A},$$

bunda, S – funksiya asosiy chiziqli qismining qiyaligi ($u = 0$ nuqtaga nisbatan); I_s – nochiziqli elementning to‘yinish toki va I_{00} tokning $u = 0$ ish nuqtasiga mos keluvchi boshlang‘ich tok qiymatlari keltirilgan belgilashlar asosida (3.15) ifodani quyidagi ko‘rinishga keltiramiz

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

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.

$$q(u) = a_0 + a_1u + a_2u^2 + \cdots + a_nu^n. \qquad (3.17)$$

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

$$C(u) = \frac{dq}{du} = a_1 + 2a_2u + \cdots + na_nu^{n-1}. \qquad (3.18)$$

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

$$C(u) = C(0)\sqrt[h]{\frac{\varphi_k}{\varphi_k+u}}, \qquad (3.19)$$

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

Nazorat savollari

1. *Approksimatsiya nima?*
2. *Approksimatsiyalovchi funksiyalarga qanday talablar qo‘yiladi?*
3. *Yarim o‘tkazgich VAXsini eksponenta bilan approksimatsiyalang va approksimatsiya koeffitsiyentlarini aniqlang.*
4. *NE VAX sini ikkinchi darajali ko‘phad bilan approksimatsiya qiling va approksimatsiya koeffitsiyentlarini aniqlang.*
5. *Maydon tranzistori $i_s=F(U_z)$ VAXsini siniq chiziq bilan approksimatsiya qiling va approksimatsiya koeffitsiyentlarini aniqlang.*
6. *NE VAXsini siniq chiziq bilan approksimatsiyalashdan qaysi hollarda foydalanish mumkin?*
7. *3 va 5 ordinatalar metodi bilan NE orqali o‘tayotgan tokning qaysi tashkil etuvchilarini aniqlash mumkin?*
8. *Transendent funksiyalarning ifodasi va grafiklarini keltiring.*
9. *Qaysi hollarda NE xarakteristikasi giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalanadi?*

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’zilari foydali, qolganlari foydasiz hisoblanadi. NE va NEZ lari kirish tebranishlari (kirish kuchlanishi, signali) soniga qarab:

Monogarmonik – bitta kirish tebranishi

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0)\,; \tag{4.1}$$

Bigarmonik – ikki kirish tebranishi

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

Poligarmonik – bir necha kirish tebranishi

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

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 funkiyasidan foydalanish usuli. Bu usuldan NE VAXsini eksponentasimon funksiya bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

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

4.2. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli

NE VAXsi uchinchi darajali ko‘phad bilan approksimatsiyalangan bo‘lsin

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2+a_3u^3. \quad (4.4)$$

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

$$\cos^2\alpha=0{,}5(1+\cos2\alpha)$$

$$\cos^3\alpha=3/4\cos\alpha+1/4\cos3\alpha \quad (4.6)$$

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

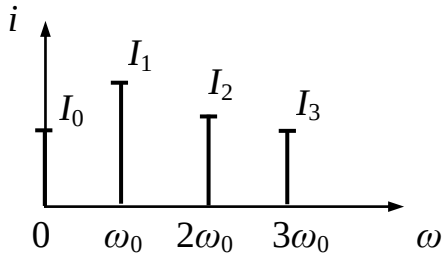
$$i = a_0 + a_1U_k\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + a_2U_k^2\cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) +$$
$$+a_3U_k^3\cos^3(\omega_0 t + \varphi_0) = a_0 + a_1U_k\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0{,}5a_2U_k^2 +$$
$$+0{,}5a_2U_k^2\cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0) + 0.75a_3U_k^3\cos(\omega_0 t + \varphi_0) +$$
$$+0.25a_3U_k^3\cos(3\omega_0 t + 3\varphi_0). \quad (4.7)$$

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:

$$I_0 = a_0 + 0{,}5a_2U_k^2;$$
$$I_1 = a_1U_k + 0.75a_3U_k^3;$$
$$I_2 = 0{,}5a_2U_k^2;$$
$$I_3 = 0.25a_3U_k^3. \quad (4.8)$$

Bunda tokning doimiy tashkil etuvchisi va juft garmonikalari approksimatsiyalovchi ko‘phadning juft darajali tashkil etuvchilari va toq

garmonikalari toq darajali tashkil etuvchilari hisobiga paydo bo‘ladi, shu bilan birga aniqlanadigan tokning eng yuqori garmonikasi approksimatsiyalovchi ko‘phad 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 uchinchi darajali ko‘phad (4.4) bilan ifodalangan NE kirishiga ikkita tebranish ta’sir etgan holatni ko‘rib chiqamiz. Bunda

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

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:

$$i = a_0 + a_1 U_1 cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 cos(\omega_2 t + \varphi_2) + a_2[U_1 cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \\ + U_2 cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^2 + a_3[U_1 cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^3. \quad (4.10)$$

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

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

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

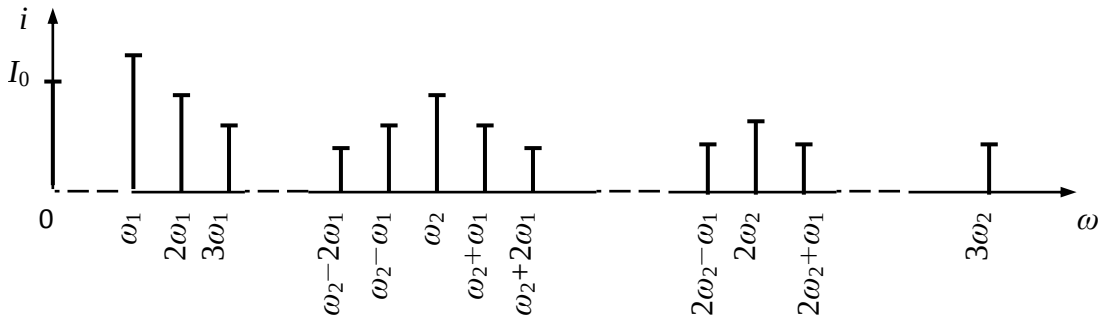
$$\cos^2\alpha \cdot cos\beta = 0{,}5\cos\beta + 0{,}25\cos(\alpha+2\beta) + 0{,}25\cos(\alpha-2\beta)$$

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

$$i = a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0.5 a_2 U_1^2 + 0.5 a_2 U_2^2 + \\ + 0.5 a_2 U_1^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + 0.5 a_2 U_2^2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) + \\ + a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] +$$

$$a_2U_1U_2\cos[(\omega_1-\omega_2)t+(\varphi_1-\varphi_2)]+0.75a_3U_1^3\cos(\omega_1t+\varphi_1)+$$
$$+0.75a_3U_2^3\cos(\omega_2t+\varphi_2)+0.25a_3U_1^3\cos(3\omega_1t+3\varphi_1)+$$
$$+0.25a_3U_2^3\cos(3\omega_2t+3\varphi_2)+1.5a_3U_1^2U_2\cos(\omega_2t+\varphi_2)+$$
$$+0.75a_3U_1^2U_2\cos[(\omega_1-2\omega_2)t+(\varphi_1-2\varphi_2)]+$$
$$+0.75a_3U_1^2U_2\cos[(\omega_1+2\omega_2)t+(\varphi_1+2\varphi_2)]+$$
$$+1.5a_3U_1U_2^2\cos(\omega_1t+\varphi_1)+0.75a_3U_1U_2^2+\cos[(2\omega_1+\omega_2)t+(2\varphi_1+\varphi_2)]+$$
$$+0.75a_3U_1U_2^2\cos[(2\omega_1-\omega_2)t+(2\varphi_1-\varphi_2)]. \qquad (4.11)$$

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



4.2-rasm. *Nochiziqli elementga ω_1 va ω_2 chastotali tebranishlar ta’sirida hosil bo‘ladigan chiqish toki spektral tashkil etuvchilari*

Nochiziqli element orqali o‘tgan tok 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 kombinatsion chastotalar $[(n\omega_1+n\varphi_1)\pm(m\omega_2+m\varphi_2)]$ paydo bo‘ladi. Kombinatsion 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 kombinatsion tashkil etuvchilar hisoblanadilar.

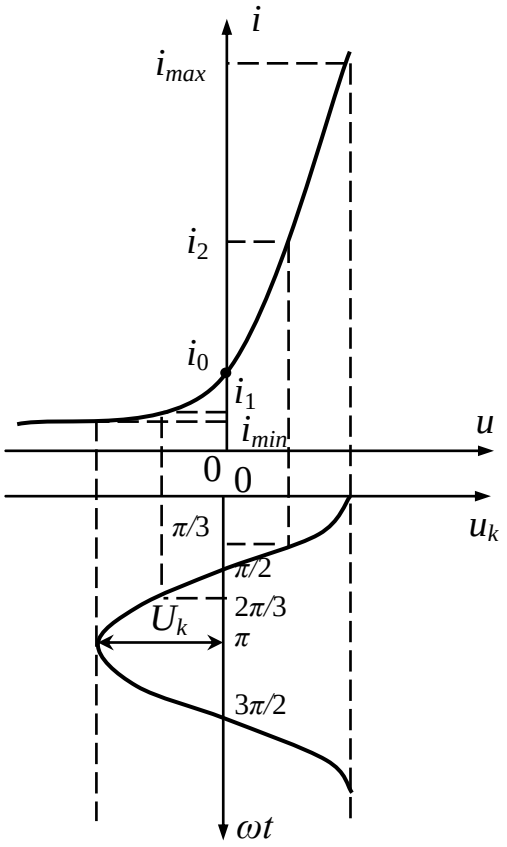
(4.11) ifodadagi tok har bir spektral tashkil etuvchilari qiymati (amplitudasi) mos chastotali spektral tashkil etuvchilar yig‘indisi bilan aniqlanadi.

4.3. Uch va besh ordinatalar usuli

Ushbu grafo-analitik usuldan nochiziqli element orqali o‘tayotgan tok spektral tashkil etuvchilarini taqriban hisoblashda foydalaniladi.

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

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



4.3-rasm. *3 va 5 ordinata usuliga oid chizma*

Uning kirishiga

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

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

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

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

$$i_{max} = I_0 + I_1 + I_2;$$
$$i_0 = I_0 - I_2;$$
$$i_{min} = I_0 - I_1 + I_2. \qquad (4.14)$$

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

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

$$I_0 = 0{,}25(i_{max} + i_{min}) + 0{,}5i_0;$$
$$I_1 = 0{,}5(i_{max} - i_{min});$$
$$I_2 = 0{,}25(i_{max} + i_{min}) - 0{,}5i_0. \qquad (4.15)$$

Besh ordinata usulidan foydalanilganda uch ordinata usulidagiga qo‘shimcha ravishda kirish kuchlanishining $\omega t = \pi/3$ va $\omega t = 2\pi/3$ oniy qiymatlariga mos tok qiymatlari i_1 va i_2 ni aniqlaymiz

$$i_{max} = I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4, \quad \omega t = 0;$$
$$i_1 = I_0 + 0{,}5I_1 - 0{,}5I_2 - 0{,}5I_3 - 0{,}5I_4, \quad \omega t = \pi/3;$$
$$i_0 = I_0 - I_2 + I_4, \quad \omega t = \pi/2; \qquad (4.16)$$
$$i_2 = I_0 - 0{,}5I_1 - 0{,}5I_2 + I_3 - 0{,}5I_4, \quad \omega t = 2\pi/3;$$
$$i_{min} = I_0 - I_1 + I_2 - I_3 + I_4, \quad \omega t = \pi,$$

bunda $\cos\pi/3 = 0{,}5$ va $\cos 2\pi/3 = -0{,}5$ ekanligi e’tiborga olingan.

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

$$I_0 = 1/6[i_{max} + i_{min} + 2(i_1 + i_2)];$$
$$I_1 = 1/3[i_{max} - i_{min} + i_1 - i_2];$$

$$I_2 = 0{,}25[i_{max} + i_{min} - 2i_0];$$
$$I_3 = 1/6[i_{max} - i_{min} - 2(i_1 - i_2)];$$
$$I_4 = 1/12[i_{max} + i_{min} - 4(i_1 + i_2) + 6i_0]. \quad (4.17)$$

Uch va besh ordinatalar usuli bilan aniqlangan toklar qiymatining 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 koeffitsiyenti quyidagi ifoda orqali hisoblanadi, buzilish qiymati garmonikalar koeffitsiyenti orqali aniqlanadi va odatda foizlarda baholanadi

$$K_g = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \cdots + I_n^2}}{I_1} \cdot 100\%. \quad (4.18)$$

4.4. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli

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

$$u_k(t) = E_s + U_k \cos\omega_0 t; \quad (4.19)$$

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

$$i = I_t(e^{\alpha u} - 1). \quad (4.20)$$

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

$$i = I_t(e^{E_s} e^{\alpha U_k \cos\omega_0 t} - 1) \quad (4.21)$$

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

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos\omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \cdots . + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (4.22)$$

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

$$e^{\alpha U_k \cos\omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2\sum_{k=1}^{\infty} B_k(\alpha U_k)\cos k\omega_0 t\,; \qquad (4.23)$$

$$e^{\alpha U_k \sin\omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2B_1(\alpha U_k)\sin\omega_0 t + 2B_2(\alpha U_k)\sin 2\omega_0 t + \cdots + \\ +2B_k(\alpha U_k)\sin k\omega_0 t. \qquad (4.24)$$

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

(4.23) ni (4.21) ifodaga qo‘yib,

$$i = I_t(e^{E_s}B_0(\alpha U_k) - 1) + 2I_t e^{E_s}B_1(\alpha U_k)\cos\omega_0 t + \\ +2I_t e^{E_s}B_2(\alpha U_k)\cos 2\omega_0 t + 2I_t e^{E_s}B_3(\alpha U_k)\cos 3\omega_0 t + \cdots. \qquad (4.25)$$

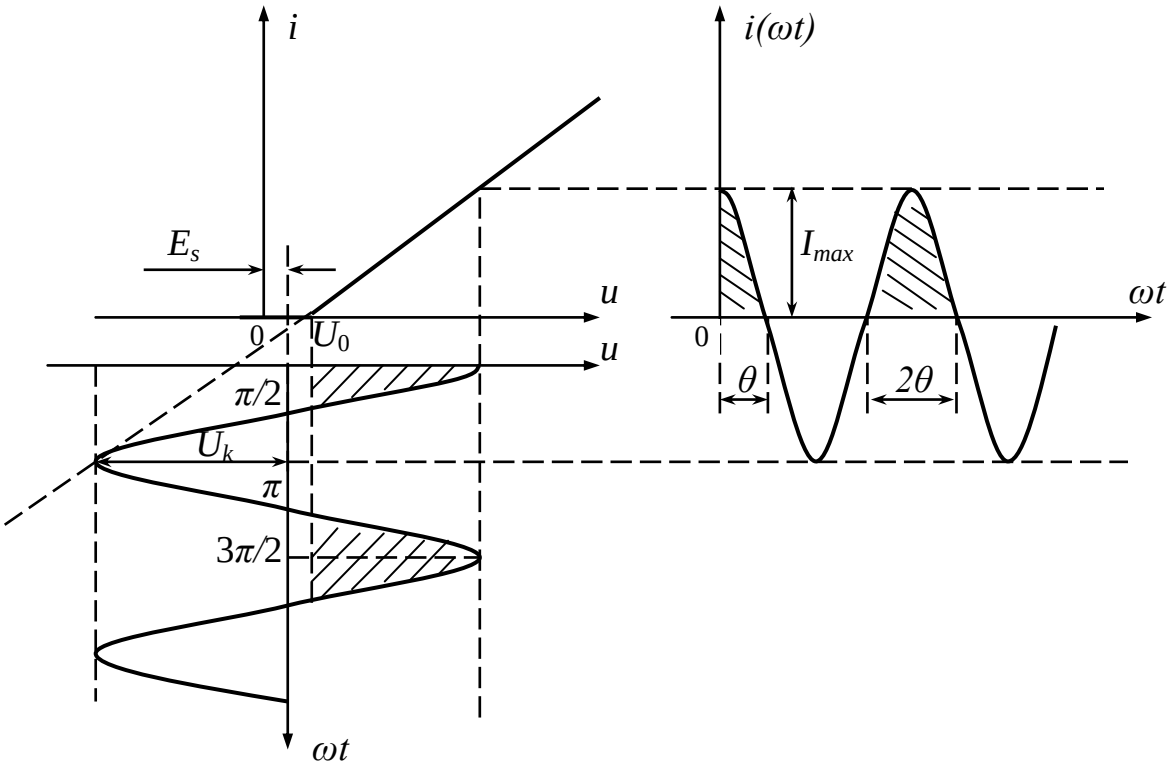
(4.25) ifodadan tok spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini aniqlaymiz, bular:

$$I_0 = I_t(e^{E_s}B_0(\alpha U_k) - 1);$$
$$I_1 = 2I_t e^{E_s}B_1(\alpha U_k);$$
$$\ldots$$
$$I_n = 2I_t e^{E_s}B_n(\alpha U_k). \qquad (4.26)$$

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

4.5. Kesish burchagi usuli

Bu usuldan NE VAXsi siniq chiziq bo‘laklari bilan approksimatsiyalaganda foydalaniladi. 4.4-rasmda NE approksimatsiyalangan xarakteristikasi keltirilgan.



4.4-rasm. *Kesish burchagi usuliga oid chizma*

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

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

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 kuchlanishining 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 impulsning 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‘iga 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 approksimatsiyalaymiz,

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

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

(4.28) ifodaga (4.27) ifodani qo‘yib

$$i = S(E_s + U_k \cos \omega_0 t - U_0) = SE_s + SU_k \cos \omega_0 t - SU_0 \tag{4.29}$$

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

$$\cos \theta = \frac{U_0 - E_s}{U_k}. \tag{4.30}$$

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

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \cdots + I_n \cos n\omega_0 t. \tag{4.31}$$

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

$$i(\omega t) = SU_k(\cos \omega_0 t - \cos \theta) \tag{4.32}$$

bunda $SU_k = I$ va $\omega_0 t = 0$ da $i = I_{max}$ ni ko‘ramiz

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

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

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega_0 t - \cos \theta) dt = I \cdot \gamma_0(\theta), \tag{4.34}$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos \omega_0 t \, dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega_0 t - \cos \theta) \cos \omega_0 t \, dt = I_1 \cdot \gamma_1(\theta), \tag{4.35}$$

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos 2\omega_0 t \, dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega_0 t - \cos \theta) \cos 2\omega_0 t \, dt = I_2 \cdot \gamma_2(\theta), \tag{4.36}$$

.....

$$I_n = \frac{1}{\pi}\int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t)\cos n\omega_0 t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_{-\theta}^{\theta} I(\cos\omega_0 t - \cos\theta)\cos n\omega_0 t\, dt = I_n \cdot \gamma_n(\theta), \quad (4.37)$$

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

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

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:

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

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

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

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

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

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

$\alpha_n(\theta)$ – koeffitsiyentlardan NEdan o'tayotgan kosinusoidal impulslarning makismal qiymati I_{max} o'zgarmagan holda foydalaniladi. Bunga U_k yoki E_s qiymatini tanlash natijasida erishiladi.

$\gamma_n(\theta)$ – koeffitsiyentlardan NEdan o'tayotgan kosinusoidal impulslarning maksimal qiymati o'zgaruvchan bo'lgan holatda foydalaniladi.

Kesish burchagi U_k, U_0 va E_s qiymatlariga bog‘liq bo‘lib $0 \div 180°$ 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 $\alpha_n(\theta)$ koeffitsiyentlari o‘zlarining eng katta qiymatiga ega bo‘ladilar va bu kesish burchagi ***optimal kesish burchagi*** deb ataladi, demak shu kesish burchaklarida NE orqali o‘tuvchi tokning u yoki bu garmonikalari o‘zlarining eng katta – maksimal qiymatlariga erishadilar. Masalan, $\alpha_1(120°) = 0{,}54;\ \alpha_2(60°) = 0{,}27$ va $\alpha_3(40°) = 0{,}18$ ya’ni $\theta_{\alpha\ opt} = 120°/n$ qiymatlarida; $\gamma_1(180°) = 1;\ \gamma_2(90°) = 0{,}2$ va $\gamma_3(60°) = 0{,}05$ ya’ni $\theta_{\gamma\ opt} = 180°/n$ qiymatlarida o‘zlarining eng katta qiymatlariga erishadilar.

4.6. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish

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

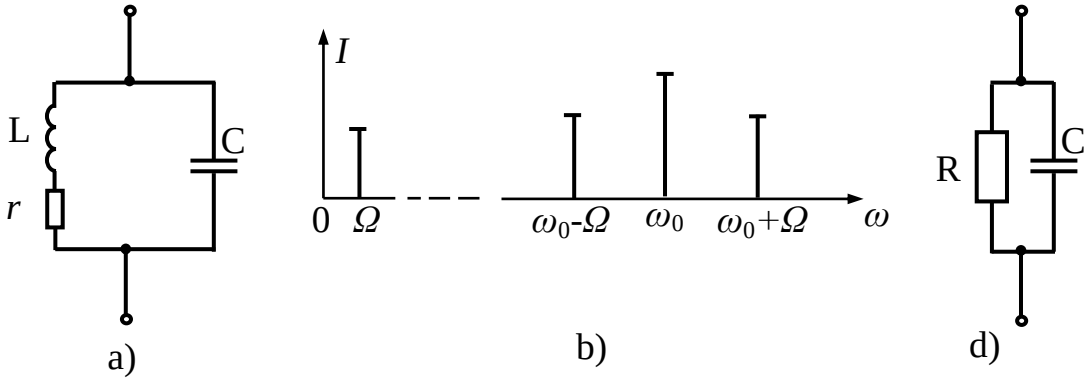
Radiotexnik qurilmalarda tok foydali spektral tashkil etuvchilari filtrlar yordamida ajratib olinadi.

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

Yuqori chastota *LC* filtri sxemasi 4.5*a*-rasmda keltirilgan. $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ chastotaga sozlangan parallel konturning ekvivalent qarshiligi moduli

$$Z_{ek} = \frac{R_{ek}}{\sqrt{1 + Q^2\varepsilon^2}} = \frac{R_{ek}}{\sqrt{1 + \alpha^2}}, \qquad (4.42)$$

bo‘lib, bunda $R_{ek} = \frac{L}{rC} = \rho Q$ – parallel konturning rezonans chastotasidagi ekvivalent qarshiligi; $Q = \frac{\rho}{r}$ – konturning aslligi; $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – konturning to‘lqin qarshiligi; $\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ – konturning nisbiy nosozligi va α – konturning umumlashgan nosozligi.



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

Rezonans chastotasida $Z_{ek} = R_{0ek}$ bo‘ladi va kontur orqali tokning chastotasi rezonans chastotadan farqiga qarab asta-sekin kamayib boradi. Shuning uchun kontur orqali turli chastotali tok o‘tganda, 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_{ek} qarshiligi maksimal qiymatidan 0,7 sathiga mos keluvchi chastotalar farqi konturning o‘tkazish polosasi kengligi hisoblanadi

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

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

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

bo‘lib, bunda agar $\Omega = 0$ bo‘lsa, $Z_{ek} = Z_{RC} = R$ 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_{ek} ning chastotaga bog‘liq kamayish qiyaligi *RC* zanjirning vaqt doimiyligiga bog‘liq.

Nazorat savollari

1. Nochiziqli element orqali o‘tayotgan tok tashkil etuvchilarini qaysi usullar bilan aniqlash mumkin?

2. Sinxron rejim nima? Asinxron rejim nima?

3. NEning monogarmonik, bigarmonik rejimi qanday rejim?

4. NE VAXsi 5-darajali polinom bilan approksimatsiyalangan bo‘lsa, tokning qaysi spektral tashkil etuvchilarini aniqlash mumkin?

5. Kombinatsion tashkil etuvchilar NEning qanday ish rejimida hosil bo‘ladi?

6. NE VAXsi $i=au^2$ funksiya bilan approksimatsiyalangan bo‘lsa, u orqali o‘tuvchi tok 1-garmonikasini aniqlash mumkinmi?

7. NE orqali o‘tuvchi tokning past chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?

8. NE orqali o‘tuvchi tokning yuqori chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?

9. Kesish burchagi nima? U qanday oraliqda o‘zgarishi mumkin?

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

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

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

5. ANALOG MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

5.1. Asosiy tushunchalar

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 xabarlarni 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) ning 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 informatsion parametri deb ataladi.

Yuqori chastotali tebranish umumiy holda quyidagi ko‘rinishda ifodalanadi

$$u(t) = U\cos(\omega t + \varphi) = U\cos\Psi, \qquad (5.1)$$

bunda, U – amplituda; ω – chastota; φ – boshlang‘ich faza; Ψ – tebranish oniy fazasi.

Modulyatsiyalangan yuqori chastotali tebranish axborot tashuvchi signal hisoblanadi, shuning uchun yuqori chastotali (YuCh) tebranish chastotasini *tashuvchi chastota* deyiladi. Yuqori chastotali tebranishning amplitudasi U yoki fazasi Ψ ni boshqaruvchi past chastotali signal yordamida o‘zgartirib, modulyatsiyaning ikkita asosiy turini hosil qilamiz: *amplituda modulyatsiyasi (AM) va burchak modulyatsiyasi (BM)*.

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

Modulyatsiya turi signal egallaydigan polosa kengligiga, axborot uzatish sifatiga, uzatilayotgan axborot miqdoriga yoki tezligiga, qabullash qurilmasi ta’sirlanuvchanligiga va tizim radiouzatkichi quvvatiga ta’sir ko‘rsatadi.

5.2. Amplituda modulyatsiyasi

Yuqori chastotali radiosignal (tashuvchi) amplitudasining past chastotali modulyatsiyalovchi signal o‘zgarish qonuniga mos ravishda o‘zgarishi *amplituda modulyatsiyasi* (AM; inglizcha – amplitude modulation, AM) deb ataladi. Tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik tebranuvchi signalni olamiz (5.1a-rasm)

$$u_t(t) = U_0 \cos \omega_0 t. \qquad (5.2)$$

Modulyatsiyalovchi signalni chastotasi Ω ga teng garmonik tebranuvchi signal deb hisoblaymiz (5.1b-rasm)

$$u_m(t) = U_\Omega \cos \Omega t. \qquad (5.3)$$

Odatda $\omega_0 \gg$ etib tanlanadi.

(5.2) tashuvchining amplitudasi U_0 modulyatsiyalovchi signal amplitudasi U_Ω ga mos ravishda o‘zgaradi, ya’ni

$$u_{AM}(t) = (U_0 + kU_\Omega \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \qquad (5.4)$$

bunda, k – proporsionallik koeffitsiyenti.

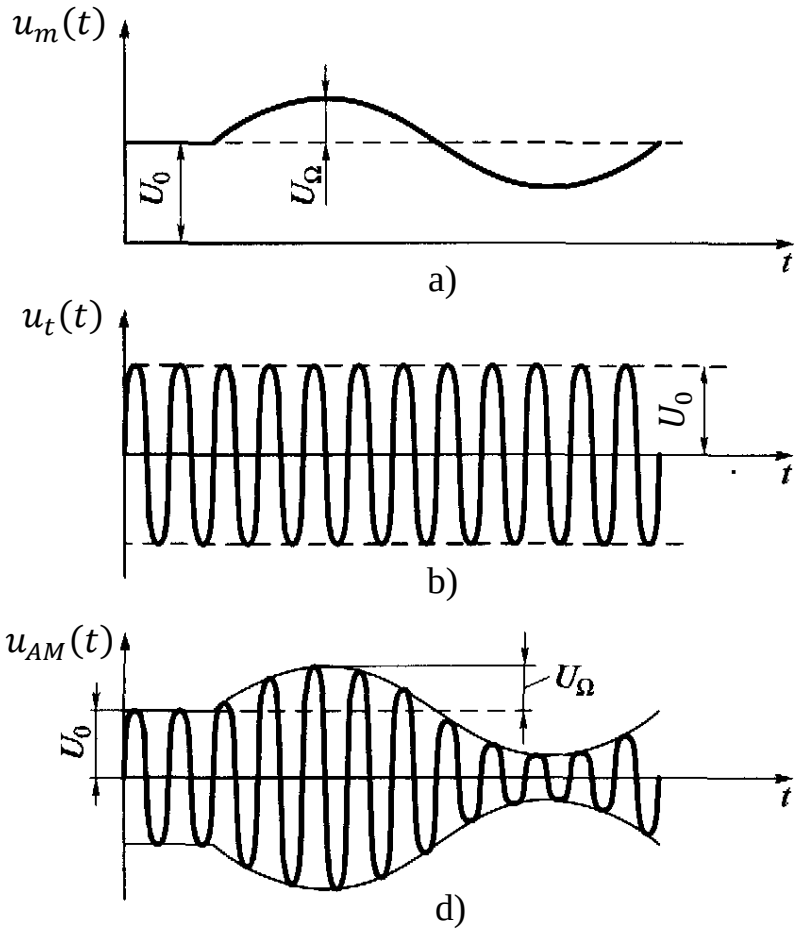
U holda amplituda bo‘yicha modulyatsiyalangan signal quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi (5.1d-rasm):

$$u_{AM}(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \qquad (5.5)$$

bunda, U_0 – tashuvchi tebranish amplitudasi; m – modulyatsiya koeffitsiyenti.

(5.5) ifoda bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan amplitudasi modulyatsiyalangan signalning analitik (matematik) ifodasi hisoblanadi. *Modulyatsiya koeffitsiyenti* deb modulyatsiyalovchi signal amplitudasining

tashuvchi tebranish amplitudasiga nisbatiga aytiladi, ya'ni $m = U_\Omega / U_0$. Uning qiymati modulyatsiyalovchi signal shakli qabul qilish qurilmasi chiqishida buzilmasdan aks ettirilishi uchun $0 \div 1$ oralig'ida o'zgarishi kerak, ya'ni $0 < m \leq 1$. Bu ko'rsatkich texnik foydalanishda foizlarda baholanadi va odatda *modulyatsiya chuqurligi* deb ataladi, 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 og'uvchisi $u_m(t)$ ni buzilishlar bilan ajratib oladi, chunki qabullash qurilmasida detektor sifatida tokni faqat bir tomonga o'tkazish xususiyatiga ega bo'lgan nochiziqli elementlardan foydalaniladi.



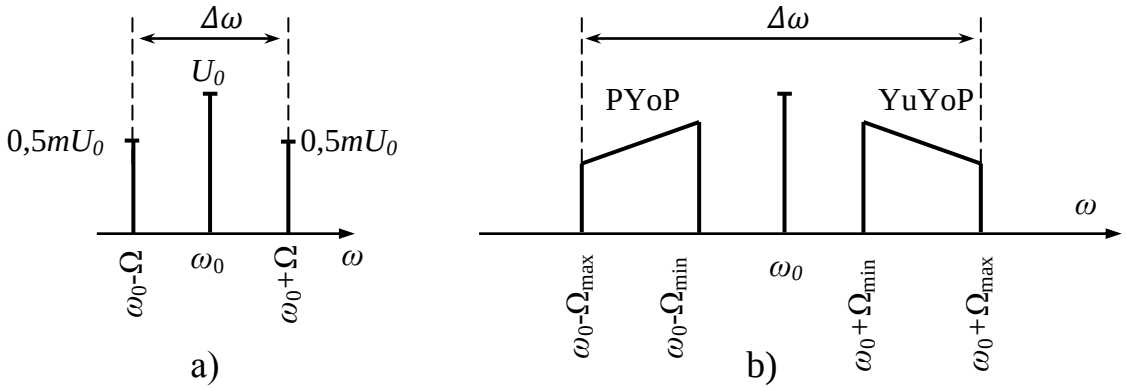
5.1-rasm. *AM signal vaqt diagrammalari: a) – modulyatsiyalovchi past chastotali signal; b) – yuqori chastotali tashuvchi: d) – modulyatsiyalangan signal.*

5.1d-rasmdagi AM signalning vaqt diagrammasidan $U_{max} = U_0(1+m)$; $U_{min} = U_0(1-m)$ ekanligini, bundan esa $m = (U_{max} - U_{min})/(U_{max} + U_{min})$ ekanligini ko‘rish mumkin.

5.2a-rasmda AM signalning spektr diagrammasi keltirilgan bo‘lib, uning spektr tashkil etuvchilari quyidagicha aniqlanadi:

$$u_{AM}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2}\cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{mU_0}{2}\cos(\omega_0 - \Omega)t. \qquad (5.6)$$

Bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signal uchta tashkil etuvchidan iborat: ω_0 tashuvchi chastota; $(\omega_0 - \Omega)$ pastki yon spektral tashkil etuvchi va $(\omega_0 + \Omega)$ yuqori yon spektral tashkil etuvchi chastotalar (5.2a-rasm). AM signal modulyatsiyasida signal chastotasi $\Omega_{min} \dots \Omega_{max}$ oralig‘ida o‘zgarsa, pastki yon polosa va yuqori yon polosa spektri paydo bo‘ladi. Chastotalar polosasi $\Omega_{min} \dots \Omega_{max}$ bo‘lgan murakkab modulyatsiyalovchi signal uchun AM signal spektrining kengligi $2\Omega_{max}$ ga teng bo‘ladi.



5.2-rasm. *AM signal spektr diagrammalari: a) – bir ton Ω bilan modulyatsiyalangandagi spektri; b) – murakkab signal bilan modulyatsiyalangandagi spektri.*

AM signalning vektor diagrammasi 5.3-rasmda keltirilgan.

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

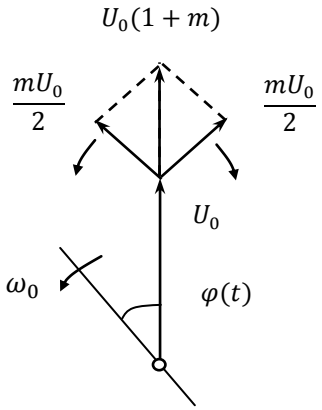
$$u_m(t) = \sum_{k=1}^{n} U_k \cos \Omega_k t \tag{5.7}$$

bo‘ladi va natijaviy modulyatsiya koeffitsiyenti

$$M = \sum_{k=1}^{n} m_k, \tag{5.8}$$

bunda, m_k – har bir past chastotali modulyatsiyalovchi signal ta’sirida hosil bo‘ladigan modulyatsiya qiymati bo‘lib, xususiy modulyatsiya koeffitsiyenti deb ataladi. Avval eslatib o‘tganimizdek natijaviy modulyatsiya chuqurligi M<1 bo‘lishi kerak. (5.7) bilan modulyatsiyalangan AM signalni quyidagicha ifodalash mumkin

$$u_{AM}(t) = U_0 \left[1 + M \sum_{k=1}^{n} U_k \cos \Omega_k t\right] \cos \omega_0 t. \tag{5.9}$$



5.3-rasm. *AM signal vektor diagrammasi*

AM signal spektrida quvvat taqsimlanishini ko‘rib chiqamiz. Buning uchun dastlab bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signalning maksimal quvvatini aniqlaymiz. Uning maksimal amplitudasi $U_0(1+m)$ bo‘lganligi uchun, maksimal quvvati quyidagiga teng

$$P_{max} = U_0^2(1+m)^2. \tag{5.10}$$

AM signal umumiy holda davriy signal hisoblanmaydi, shuning uchun o‘rtacha quvvati quyidagicha aniqlanadi

$$P_{o'r} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s^2(t)dt = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}(U_0(1+m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t)^2 dt = \frac{U_0^2}{2}+\frac{U_0^2m^2}{4}.$$

Ushbu ifodadagi birinchi qo‘shiluvchi modulyatsiya koeffitsiyentiga bog‘liq emas va u modulyatsiyalanmagan tashuvchining quvvati hisoblanadi. Foydali quvvat bu ikkinchi qo‘shiluvchi bo‘lib, u yon chastotalardagi quvvat hisoblanadi.

Amplituda modulyatsiyasining foydali ish koeffitsiyenti (FIK) ni aniqlaymiz,

$$\eta_{AM} = \frac{U_0^2m^2}{4}\Big/\left(\frac{U_0^2}{2}+\frac{U_0^2m^2}{4}\right) = \frac{m^2}{m^2+2}. \qquad (5.11)$$

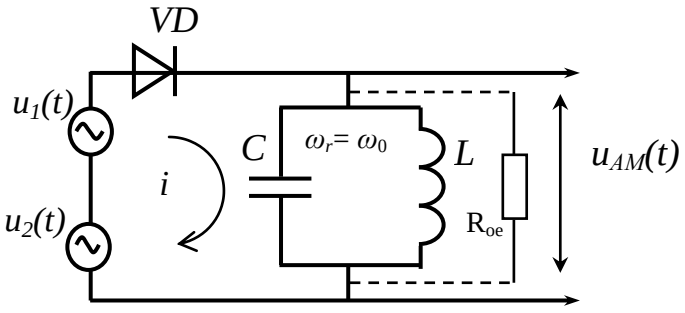
Bundan ko‘rinadiki, to‘liq quvvatning uchdan ikki qismi (66,6%) tashuvchini nurlatish uchun, qolgan qismi (33,3%) esa ikkita yon (foydali axborotga ega) chastotalarni nurlatishga sarflanar ekan.

5.3. AM signallarni olish usullari

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

5.3.1. Diodli amplituda modulyatori

Bir taktli diodli amplituda modulyatorining sxemasi 5.4-rasmda keltirilgan.



5.4-rasm. *Diodli amplituda modulyatori sxemasi*

Diod VAXsini ikkinchi darajali ko‘phad bilan approksimatsiya qilamiz, ya’ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2,$$

unga tashuvchi $u_1(t) = U_0 \cos \omega_0 t$ 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

$$i = a_0 + a_1 U_0 \cos \omega_0 t + a_1 U_\Omega \cos \Omega t + 0.5 a_2 U_0^2 + 0.5 a_2 U_0^2 \cos 2\omega_0 t + 0.5 a_2 U_\Omega^2 + \\ + 0.5 a_2 U_\Omega^2 \cos 2\Omega t + a_2 U_0 U_\Omega \cos(\omega_0 - \Omega) t + a_2 U_0 U_\Omega \cos(\omega_0 + \Omega) t. \qquad (5.12)$$

Bu umumiy tok spektridan ω_0, $\omega_0 + \Omega$ va $\omega_0 - \Omega$ chastotali tebranishlarni parallel tebranish konturi yordamida ajratib olamiz. Parallel konturning o‘tkazish polosasi AM signal spektriga mos bo‘lishi kerak. Parallel kontur yuklama vazifasini bajaradi, uning ekvivalent qarshiligini R_{0e} o‘tkazish polosasida doimiy deb hisoblab, undagi kuchlanish $u_k(t)$ ni aniqlaymiz. Konturdagi kuchlanish $u_1(t) = u_{AM}(t)$ bo‘lib, amplitudasi modulyatsiyalangan bo‘ladi

$$u_k(t) = u_{AM}(t) = R_{0e}(a_1 U_0 \cos \omega_0 t + 2 a_2 U_0 U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_0 t). \qquad (5.13)$$

(5.13) ifodada $a_1 U_0 \cos \omega_0 t$ ni qavs tashqarisiga chiqaramiz

$$u_{AM}(t) = a_1 U_0 R_{0e}(1 + 2 U_\Omega a_2 / a_1 \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \qquad (5.14)$$

(5.14) ifodada

$$2 U_\Omega a_2 / a_1 = m, \qquad (5.15)$$

deb belgilab, quyidagini hosil qilamiz

$$u_{AM}(t) = a_1 U_0 R_{0e}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \qquad (5.16)$$

(5.15) ifoda (5.16) ifoda bilan $a_1 R_{0e}$ doimiy o‘zgarmas kattalikka farq qiladi. (5.15) ifodadan ko‘rinib turibdiki modulyatsiya koeffitsiyenti m modulyatsiyalovchi signal amplitudasi U_Ω ga to‘g‘ri proporsional, ya’ni modulyatsiya jarayoni buzilishlarsiz o‘tadi. $U_\Omega = \text{const}$ uchun m ning qiymati a_2 koeffitsiyentga bog‘liq, u qancha katta bo‘lsa, ya’ni nochiziqlilik qancha katta bo‘lsa m shuncha katta bo‘ladi.

Agar $u = u_1 + u_2$ NE VAXsining ikkinchi darajali ko‘phad bilan approksimatsiyalangan qismidan tashqariga chiqsa, u holda VAXni uchinchi darajali ko‘phad 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 $\Omega_{\text{m}} \leq \Omega_{\text{max}}$ bo‘lsa), natijada buzilish paydo bo‘ladi, tashuvchi bir vaqtda Ω_{m} va $2\Omega_{\text{m}}$ bilan modulyatsiyalangan bo‘ladi.

5.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori

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

1. Tashuvchi signal $u_t(t)$ va modulyatsiyalovchi signal $u_m(t)$ bipolyar tranzistorning baza-emitter oralig‘iga berilgan bo‘lsa, baza modulyatsiyasi deb ataladi.

2. Tashuvchi signal $u_t(t)$ baza-emitter oralig‘iga va modulyatsiyalovchi signal $u_m(t)$ kollektor-emitter oralig‘iga berilgan bo‘lsa kollektor modulyatsiyasi deb ataladi.

3. Tashuvchi signal $u_t(t)$ baza-emitter oralig‘iga, modulyatsiyalovchi signal $u_m(t)$ bir vaqtning o‘zida baza-emitter va kollektor-emitter oralig‘iga berilsa bunday modulyatsiya murakkab modulyatsiya turi hisoblanadi.

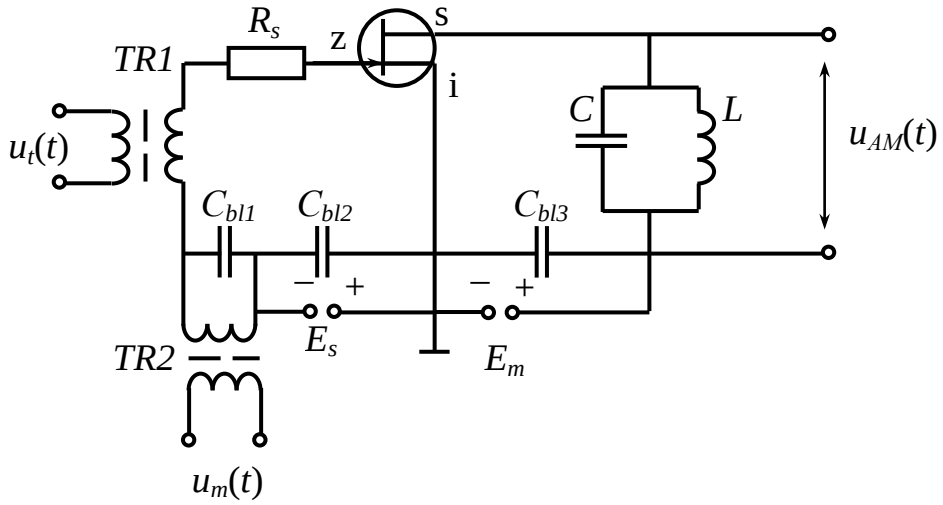
Maydon tranzistorlari va elektron lampalardagi modulyatorlar ham yuqoridagilarga o‘xshash nomlanadilar. Masalan: zatvor orqali modulyatsiya, stok orqali modulyatsiya, boshqarish turi orqali modulyatsiya va anod orqali modulyatsiya.

Misol tariqasida maydon tranzistoridan foydalanib AM signal olish jarayoni bilan tanishamiz. Maydon tranzistorli modulyatorning nisbatan soddalashtirilgan elektr sxemasi 5.5-rasmda keltirilgan.

Tranzistor xarakteristikasini siniq chiziq bilan approksimatsiyalaymiz. Ish nuqta E_s – sijish kuchlanishi orqali A nuqtada o‘rnatilgan. t_1 noldan boshlab $u_m(t)$ kuchlanish E_s bilan birga

$$E_s^1(t) = E_s + U_m \cos\omega t, \tag{5.17}$$

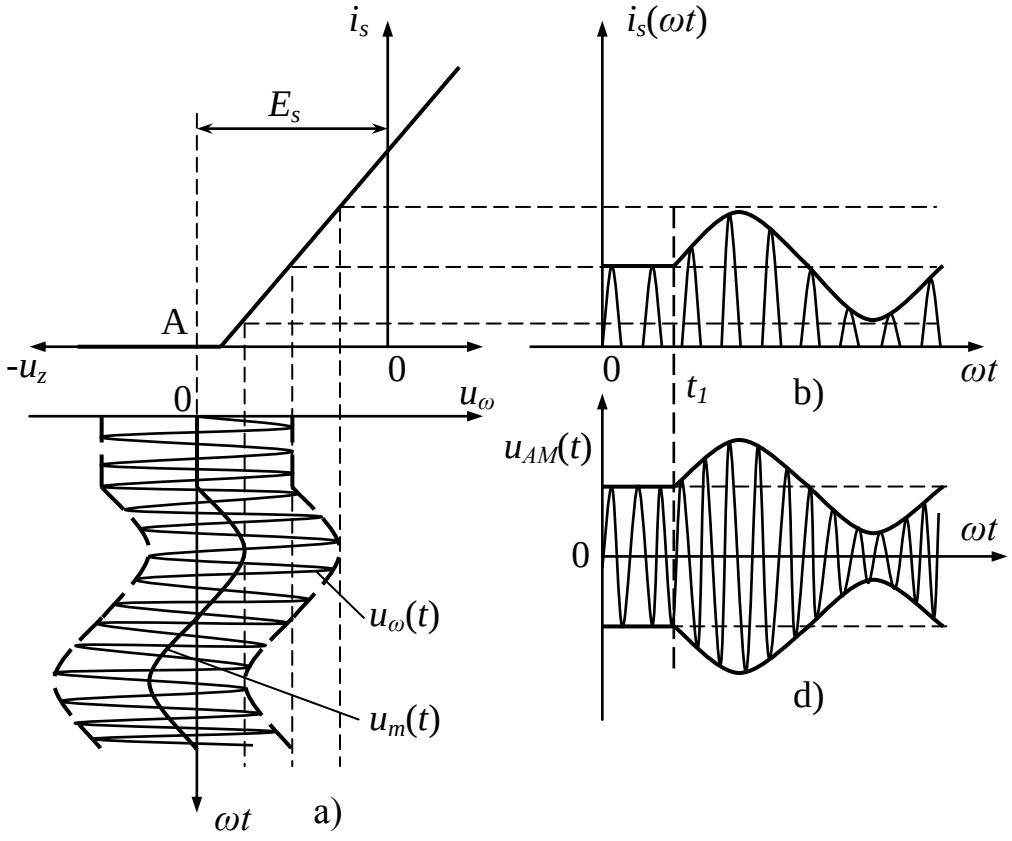
sekin o‘zgaruvchi sifatida zatvor-istok oralig‘iga berilib, tashuvchi $u_t(t)$ ni siljib turuvchi ish nuqtasi *A* ning VAX bo‘yicha turli joylariga berilishini ta’minlaydi. Shuning uchun bunday tur modulyatsiya – *siljish modulyatsiyasi* deb ataladi.



5.5-rasm. *Maydon tranzistorli modulyatorning soddalashtirilgan sxemasi*

$u_t(t)$ VAXsining turli nuqtalariga berilishi natijasida stok toki impulslarining balandligi I_{max} o‘zgaradi. Bu tok bir qator spektral tashkil etuvchilarga ega bo‘ladi, shu jumladan ω_0 , $\omega_0 + \Omega_m$ va $\omega_0 + \Omega_m$ chastotali tashkil etuvchilarga ham. Tokning bu tashkil etuvchilari yuklama – parallel konturda kuchlanish hosil qiladi, bu kuchlanish amplitudasining o‘zgarishi modulyatsiyalovchi $u_m(t)$ kuchlanish o‘zgarishiga mos keladi (5.6d-rasm).

Modulyatorlarning ish rejimi va modulyatsiyalash sifati uning statik modulyatsion xarakteristikasi orqali baholanadi. Ko‘rilgan siljish orqali modulyatsiya modulyatorining *statik modulyatsiyalash xarakteristikasi* deb, stok toki birinchi garmonikasi I_{s1} ning siljish kuchlanishi E_s ga bog‘liqligiga aytiladi. Bu xarakteristikani o‘lchashda va hisoblab chiqishda $U_m = \text{const}$, $E_m = \text{const}$ bo‘lishi kerak.



5.6-rasm. *Maydon tranzistorli modulyatorining ishlashiga oid vaqt diagrammalari*

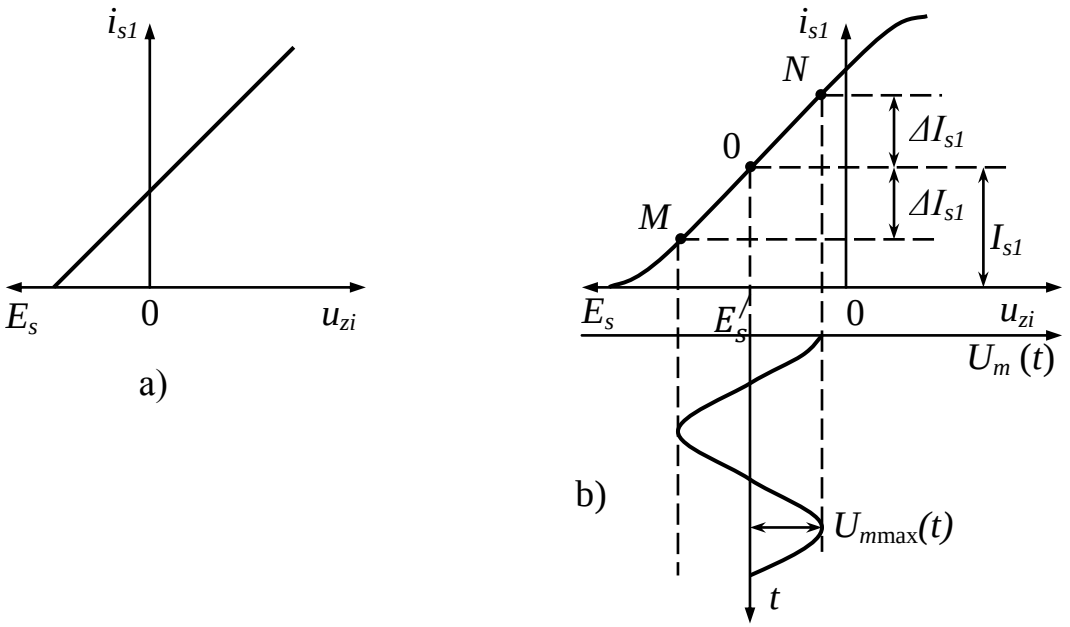
5.7-rasmda siljish modulyatsiyasining modulyatsion xarakteristikasi keltirilgan. Bu xarakteristikadan quyidagilarni aniqlash mumkin:

1. Modulyatsion xarakteristikaning chiziqli qismi MN ni, bu oraliqda $I_{s1}(E_s)$ deyarli chiziqli bog‘lanishda bo‘ladi;

2. Statik modulyatsion xarakteristika (SMX) ning MN qismi o‘rtasidan absissa o‘qiga perpendikulyar tushirib, ish nuqtasi SMXning o‘rtasida bo‘lishini ta’minlovchi siljish kuchlanishi E_s qiymatini;

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 koeffitsiyenti m_{max} aniqlanadi, $m_{max} = \frac{\Delta I_{s1}}{I_{s1}}$;



5.7-rasm. *Amplituda modulyatorining statik modulyatsion xarakteristikasi: a) – ideallashtirilgan modulyatsion xarakteristika, b) – real modulyatsion xarakteristika.*

5. SMXdan 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib, modulyatsiyada yo‘l qo‘yilgan nochiziqli buzilish koeffitsiyentini hisoblash mumkin.

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

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

5.4. Balansli modulyatsiya

Yuqorida ta’kidlanganidek, AM signal quvvatining katta qismi hech qanday axborotga ega bo‘lmagan tashuvchi uchun sarflanadi. Uzatkich quvvatidan samarali foydalanish uchun tashuvchisi yo‘q qilingan (bostirilgan) ikki polosali signaldan foydalanish maqsadga muvofiq. Spektrida tashuvchisi mavjud

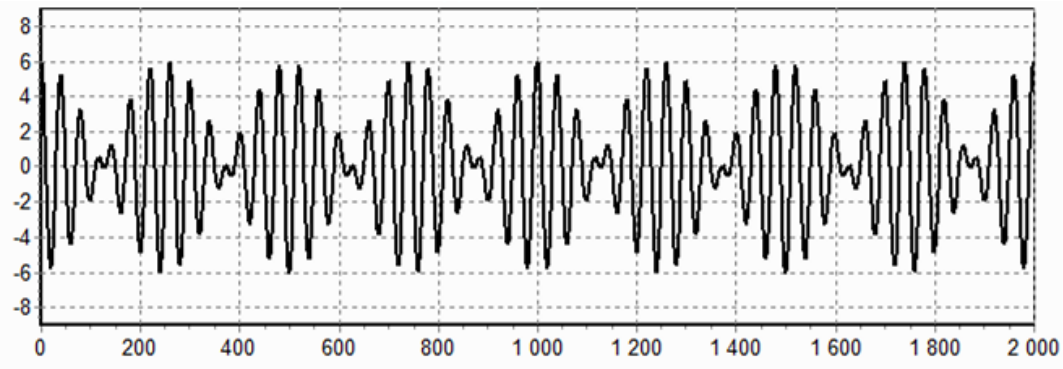
bo‘lmagan va faqat ikkita yon tomon polosalaridan iborat bo‘lgan garmonik modulyatsiya turi ***balansli modulyatsiya*** (inglizcha – amplitude modulation with suppressed carrier, AM-SC) deb ataladi. Bitta garmonik signal bilan balansli modulyatsiyalangan (BM) signalning matematik ifodasi quyidagicha

$$s_{BM}(t) = U_0 m \cos\Omega t \cos\omega_0 t = \frac{mU_0}{2}\cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{mU_0}{2}\cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (5.18)$$

Agar modulyatsiyalovchi signal murakkab, ya’ni bir nechta garmonikalardan iborat bo‘lsa, u holda BM signal quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

$$s_{BM}(t) = \frac{U_0}{2}\sum_{k=0}^{n} m_k \cos(\omega_0 - \Omega_k)t + \frac{U_0}{2}\sum_{k=0}^{n} m_k \cos(\omega_0 + \Omega_k)t. \quad (5.19)$$

Bundan ko‘rinadiki, BM signal spektri AM signal spektriga o‘xshash bo‘lib, faqat tashuvchisi mavjud emas. 5.8-rasmda BM signalning vaqt diagrammasi keltirilgan.



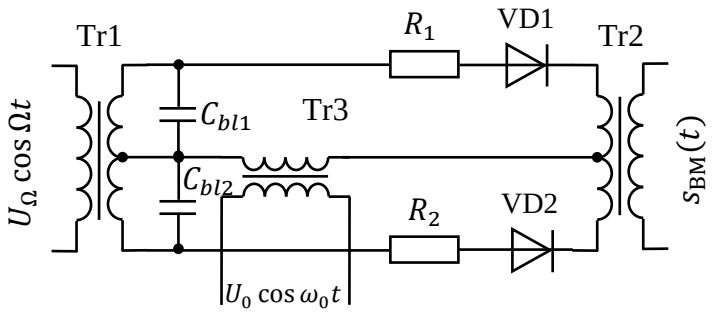
5.8-rasm. *BM signalning vaqt diagrammasi*

BM signalning vaqt diagrammasi (ossillogrammasi)dan ko‘rish mumkinki, bunda ushbu signal yuqori chastotali tebranish bilan to‘ldirilgan bo‘lib, ammo bu yerda tashuvchi tebranishning o‘zi mavjud emas. Bundan tashqari o‘rovchisining qiymati musbatdan manfiyga o‘tganida (modulyatsiyalovchi signalning qiymatiga muvofiq) yuqori chastotali to‘ldiruvchining fazasi 180° ga o‘zgaradi (sakraydi). Natijada, agar bunday BM signal ω_0 chastotaga sozlangan tebranish konturiga berilsa, unda o‘sha vaqtda yuzaga keladigan tebranish keyingi davr tebranishi bilan bostiriladi (kompensatsiyalanadi). Shunday qilib, konturning chiqish effekti amaliy jihatdan deyarli minimal bo‘ladi.

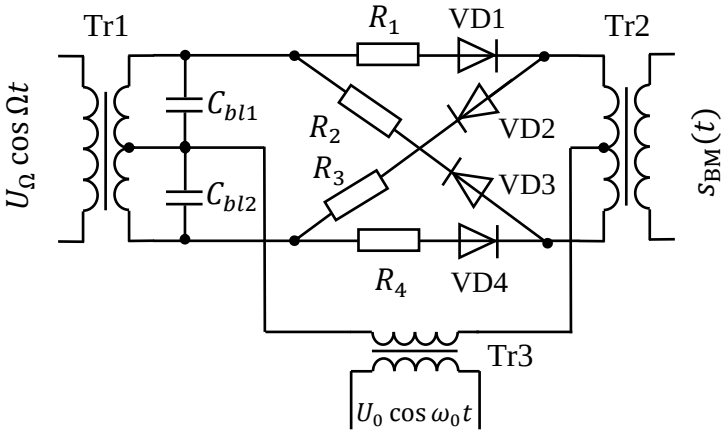
BM signalni shakllantirish qurilmasi ***balansli modulyator*** deb ataladi. Balansli modulyatorning prinsipial sxemalari: diodli ikki taktli amplituda modulyatoridan iborat bo‘lgan sxema 5.9a-rasmda, halqali modulyator sxemasi 5.9b-rasmda keltirilgan.

Bunda tashuvchi chastota sxemaning ikkita yelkasiga bir xil faza bilan, modulyatsiyalovchi chastota esa qarama-qarshi faza bilan ta’sir etadi. BM chiqishida $\omega_0 \pm \Omega$ chastotali signalni hosil qilamiz, bunda tashuvchi chastota kompensatsiyalanadi (yo‘qoladi), chunki diodlardan o‘tayotgan tok va ω_0 chastotalar qarama-qarshi faza bilan o‘tadi. BM sifatida ***halqali modulyator*** (HM) deb ataluvchi ikkita ikki taktli amplituda modulyatori birlashmasidan iborat sxema ham ishlatiladi (5.9b-rasm).

a)



b)



5.9-rasm. *Balansli modulyator sxemalari: a) – diodli ikki taktli amplituda modulyatori; b) – halqali modulyator.*

Xulosa o‘rnida quyidagilarni keltiramiz. BM signal spektrining kengligi AM signal spektrining kengligi bilan teng. BMda AMga nisbatan uzatkichning quvvatidan samarali foydalaniladi, chunki bunda tashuvchi chastotani nurlatish uchun hech qanday energiya sarflanmaydi. Shunga qaramasdan BM keng qo‘llanilmaydi, chunki qabul qilish tomonida BM signaldan foydali axborot signalini ajratib olish uchun zarur bo‘lgan tashuvchini tiklashning iloji yo‘q.

5.5. Bir polosali modulyatsiya

Balansli va amplitudasi modulyatsiyalangan signalda foydali axborot ushbu signal spektrining yon polosalari tarkibida bo‘ladi. Ushbu yon polosalar bir xil axborot tashiydilar. Agar ushbu yon polosalardan birini bartaraf qilsak, quyidagi ***afzalliklarga*** ega bo‘lamiz:

- radioaloqa uzoqligini saqlab qolgan holda radiouzatkich quvvatini kamaytirish;
- uzatilayotgan signal polosasini ikki marta qisqartirish, buning natijasida esa radioqabullagich o‘tkazish polosasini (oralig‘ini) qisqartirish (toraytirish) hamda bitta aloqa liniyasida kanallar sonini ko‘paytirish imkoniyati paydo bo‘ladi;
- radioqabullagichda signal/shovqin nisbatini oshirish.

Bir polosali modulyatsiya (BPM; inglizcha – single side band, SSB) deb spektrida faqat bitta yon tomon: yuqori yoki pastki polosasi mavjud bo‘lgan garmonik modulyatsiya turiga aytiladi. Bir polosali modulyatsiya AM signal spektridagi tashuvchi va bitta yon polosani bostirish orqali hosil qilinadi. Bunda spektrda faqatgina bitta yon polosa qoladi. BPM signal agar yuqori polosadan foydalanilsa quyidagicha ifodalanadi

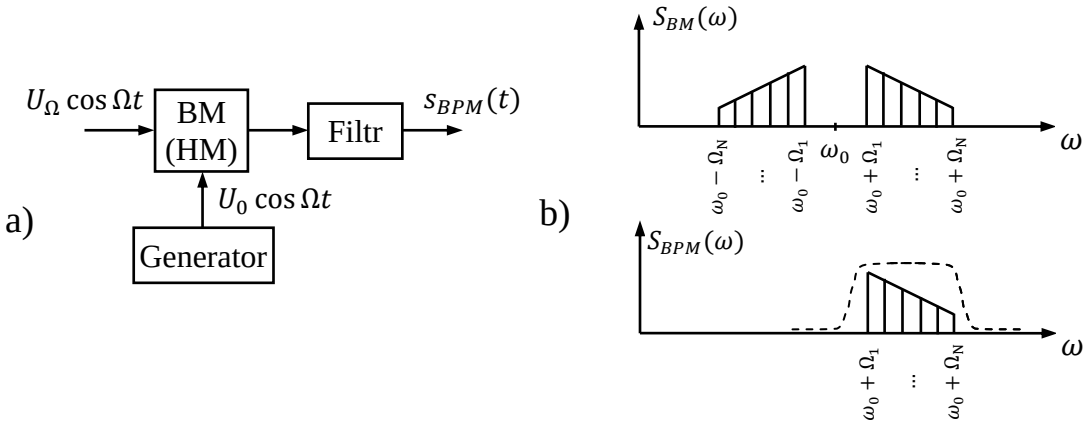
$$s_{BPM}(t) = \frac{mU_0}{2}\cos(\omega_0 + \Omega)t. \qquad (5.20)$$

BPM signal agar pastki polosadan foydalanilsa (5.20) ifodadagi Ω oldidagi “+” ishorasi “–” ishorasiga o‘zgaradi, ya’ni $\omega_0 - \Omega$ bo‘ladi.

Bir polosali signalni hosil qilishda ikki usuldan foydalaniladi:

1. *Filtrlash usuli;*
2. *Fazakompensatsiya usuli.*

Filtrlash usulida balansli modulyator yoki halqali modulyator yordamida BM signal hosil qilinadi va hosil bo‘lgan signalning bitta polosasi (yuqori yoki pastki) filtr orqali filtrlanadi. Filtr sifatida oddiy polosa filtrlaridan foydalanish mumkin. BPM signalni shakllantirish qurilmasining strukturaviy sxemasi 5.10a-rasmda va uning ish jarayonini tushuntiruvchi chizma 5.10b-rasmda keltirilgan.



5.10-rasm. *a) – BPM signalni shakllantirish qurilmasining strukturaviy sxemasi; b) – uning ish jarayonini tushuntiruvchi chizma.*

Fazakompensatsiya usuli. Ushbu usulda oddiy AM kaskadlardan tashkil topgan qo‘zg‘atkichda *N* ta parallel kanal hosil qilinadi. Ushbu kaskadlar qo‘zg‘atilish kuchlanishining fazalari faza surgich yordamida φ burchakka surilgan bo‘ladi va tashuvchi toklar umumiy yuklamada o‘zaro kompensatsiyalanadi. Bundan tashqari, har bir kaskaddagi modulyatsiyalovchi kuchlanish bir-biriga nisbatan φ burchakka siljitilgan bo‘ladi. Amaliyotda uch va to‘rt fazali sxema ko‘proq ishlatiladi.

Fazakompensatsiya usulining *afzalligi* – berilgan ishchi chastotada kichik sonli nochiziqli o‘zgartirish orqali bir polosali signalni shakllantirish imkoniyati bo‘lib, bu esa o‘z navbatida nochiziqli buzilishlar va ikkilamchi chastotalar sathining kamayishiga olib keladi. *Kamchiligi* – aniq simmetrik sxemalar va past chastotali keng polosali faza surgichni yaratishning qiyinligi sababli tashuvchi va

keraksiz yon chastota tebranishlarini bostirish sathining kichikligi (40 dB dan kichik).

Uch fazali sxemada (5.11-rasm) fazalar siljishi $\varphi = 2\pi/3$ bo‘ladi. Sxema to‘liq simmetrik bo‘lganda har bir modulyatsiya qilinuvchi kaskadning kollektor toklari quyidagiga teng bo‘ladi:

$$i_{k1} = I_{k1}(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega t\,,$$

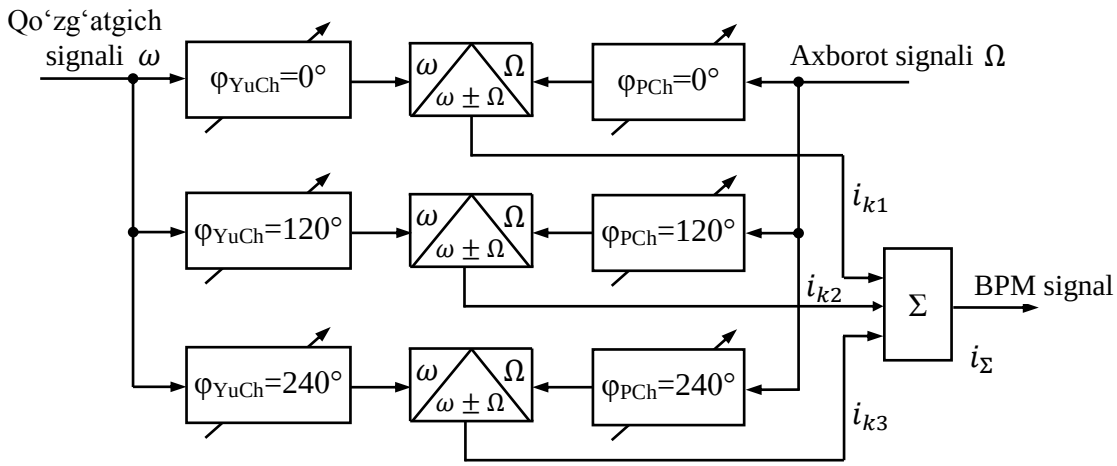
$$i_{k2} = I_{k1}\left[1 + m\cos\left(\Omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]\cos(\omega t + 2\pi/3),$$

$$i_{k3} = I_{k1}\left[1 + m\cos\left(\Omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right]\cos(\omega t + 4\pi/3),$$

va umumiy tok quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$i_{\Sigma} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} = 1/2mI_{k1}\cos(\omega - \Omega)t, \qquad (5.21)$$

yani uchta quyi yon chastota toklari yig‘indisidan iborat bo‘ladi.



5.11-rasm. *Fazakompensatsiya usulida BPM signalni shakllantiruvchi strukturaviy sxema*

Bir polosali signalni shakllantirishning barcha usullarida murakkab apparaturalar talab qilinadi. BPM signal spektrining kengligi AM signal spektrining kengligiga nisbatan 2 marta tor (qisqa) bo‘ladi, natijada esa radioqabullagich o‘tkazish oralig‘ini qisqartirish imkoniyati yuzaga keladi. Faqat shuning hisobiga signal/shovqin nisbati kuchlanish bo‘yicha $\sqrt{2}$ marotaba va

quvvat bo‘yicha 2 marotaba kattalashadi. BPM signalni uzatishdagi umumiy samaradorlik AMga nisbatan 16 marotaba ko‘proq.

BPM asosan ko‘p kanalli radioaloqa tizimlarida ishlatiladi. Bu holda har bir uzatilishi kerak bo‘lgan xabar BPM signalga aylantiriladi va chastota bo‘yicha bir-biridan farq qiladi. Keyin esa bu signallar qo‘shilib guruh signaliga aylantiriladi. Chastota bo‘yicha ajratishga asoslangan bunday tizimlar bir necha yuzlab telefon xabarlarini uzatishi mumkin.

5.6. Burchak modulyatsiyalangan signallar

Burchak modulyatsiyasida tashuvchi tebranishning amplitudasi doimiy saqlanadi, foydali axborot esa chastota yoki fazaning o‘zgarishida aks etadi. Agar modulyatsiyalovchi signal ta’sirida tashuvchi tebranishning chastotasi o‘zgarsa, bunday modulyatsiya **chastota modulyatsiyasi** (ChM); fazasi o‘zgarsa, bunday modulyatsiya **faza modulyatsiyasi** (FM) deb ataladi. Ushbu ikki tur modulyatsiya bir-biri bilan chambarchas bog‘liq bo‘lganligi sababli **burchak modulyatsiyasi** deyiladi.

(2.14) ifodaga $U(t) = U = \text{const}$ ni qo‘yib burchak modulyatsiyali radiosignal modelini hosil qilamiz

$$s_{BM}(t) = u(t) = U\cos\{\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0\} = U\cos\Psi(\text{t}). \qquad (5.22)$$

Garmonik signalda ω_0 chastota to‘liq faza o‘zgarishining tezligini ifodalaydi. Ushbuni ixtiyoriy radiosignal uchun qo‘llab, to‘liq fazaning hosilasi hisoblanuvchi oniy chastota tushunchasini kiritamiz

$$\omega(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt}. \qquad (5.23)$$

U holda to‘liq faza (2.14) radiosignal modelidagi trigonometrik funksiyaning argumenti bo‘lib, u quyidagicha aniqlanadi

$$\Psi(t) = \int \omega(t)\,dt = \omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0. \qquad (5.24)$$

Eslatib o‘tamiz, ixtiyoriy radiosignalning to‘liq fazasi chiziqli qism $\omega_0 t$ (t vaqt ichida fazaning chiziqli siljishi), faza funksiyasi $\varphi(t)$ va $\varphi(t) = 0$ bo‘lganda boshlang‘ich faza deb ataluvchi $\varphi_0 = \text{const}$ lardan iborat bo‘ladi.

Faza modulyatsiyasi (FM). Tashuvchi tebranishning fazasi modulyatsiyalovchi signalning o‘zgarish qonuniga mos holda o‘zgarsa $\varphi(t) = ku_m(t)$, u holda faza modulyatsiyasini hosil qilamiz (inglizcha – phase modulation, PM)

$$s_{FM}(t) = U\cos(\omega_0 t + ku_m(t)), \tag{5.25}$$

bunda, to‘liq faza $\Psi(t) = \omega_0 t + ku_m(t)$ bo‘lib, $\varphi_0 = 0$ deb qabul qilingan.

Chastota modulyatsiyasi (ChM). Modulyatsiyalovchi signal tebranishning oniy chastotasi bilan chiziqli bog‘liq bo‘lsin

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t),$$

bunda, $\Delta\omega(t) = ku_m(t)$, u holda chastota modulyatsiyasida to‘liq faza

$$\Psi(t) = \int \omega(t)\,dt = \omega_0 t + k\int u_m(t)dt \tag{5.26}$$

ga teng bo‘lib, ChM signal quyidagicha ifodalanadi

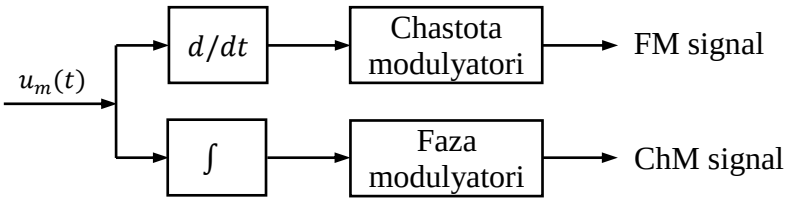
$$s_{ChM}(t) = U\cos\left(\omega_0 t + k\int u_m(t)dt\right). \tag{5.27}$$

Ko‘rinadiki, chastota va faza modulyatsiyasi (5.23) va (5.24) munosabatdagidek bir-biri bilan chambarchas bog‘liq. Aniqroq aytsak, agar modulyatsiyalovchi funksiya $ku_m(t)$ shaklida bo‘lsa, u holda ChM $\Delta\omega(t) = ku_m(t) = d\varphi(t)/dt$ bo‘lganda $\varphi(t) = k\int u_m(t)dt$ qonuni bo‘yicha FMga mos keladi; FM esa $\varphi(t) = ku_m(t)$ bo‘lganda $\Delta\omega(t) = k\frac{du_m(t)}{dt}$ qonuni bo‘yicha ChMga mos keladi.

Yuqoridagilardan quyidagi xulosalarni chiqarish mumkin.

1. Burchak modulyatsiyali tebranishlarni shakli bo‘yicha aniqlash (bir-biridan ajratish) mumkin emas. Buning uchun modulyatsiyalovchi signalni ham bilish kerak.

2. Agar modulyatsiyalovchi signalni differensiallovchi qurilmadan o‘tkazib, uni chastota modulyatoriga bersak faza modulyatsiyasi hosil bo‘ladi (5.12-rasmdagi yuqoridagi tarmoq).
3. Agar modulyatsiyalovchi signalni integrallovchi qurilmadan o‘tkazib, uni faza modulyatoriga bersak chastota modulyatsiyasi hosil bo‘ladi (5.12-rasmdagi quyi tarmoq).



5.12-rasm. *Faza va chastota modulyatsiyasining o‘zaro bog‘liqligi*

5.6.1. Garmonik burchak modulyatsiyasi

Burchak modulyatsiyasining o‘rnatilgan bog‘liqligi modulyatsiyalovchi signal sifatida garmonik signal $u_m(t) = U_m \cos \Omega t$ tanlansa, yanada yaqqol seziladi. Bunda FM signalni quyidagicha yozish mumkin

$$s_{FM}(t) = U \cos\{\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \Omega t + \varphi_0\}, \qquad (5.28)$$

bunda, $\Delta\varphi$ – faza deviatsiyasi bo‘lib, $\Delta\varphi = kU_m$ – tashuvchi tebranish fazasining boshlang‘ich φ_0 fazadan maksimal chetlanishi, ya’ni ma’no bo‘yicha faza o‘zgarishining amplitudasidir.

$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t$ oniy chastotali ChM signalning to‘liq fazasi

$$\Psi(t) = \omega_0 t + k \int u_m(t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0$$

ga teng, bunda, $\Delta\omega$ – chastota deviatsiyasi bo‘lib, $\Delta\omega = kU_m$ – tashuvchi tebranish chastotasining ω_0 chastotadan maksimal chetlanishi, ya’ni ma’no bo‘yicha chastota o‘zgarishining amplitudasidir. U holda ChM signal quyidagicha ifdalanadi

$$s_{ChM}(t) = U \cos\left\{\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0\right\}. \qquad (5.29)$$

Garmonik BM uchun modulyatsiya indeksi β tushunchasini kiritamiz, bunda ChMda β indeks $\Delta\omega/\Omega$ nisbatga teng, FMda esa β indeks $\Delta\varphi$ faza deviatsiyasiga teng bo‘ladi. Natijada BM signal umumiy holda quyidagicha ifodalanadi

$$s_{BM}(t) = U\cos\{\omega_0 t + \beta\sin\Omega t + \varphi_0\}. \qquad (5.30)$$

Shunday qilib, garmonik BMda ham to‘liq faza ham oniy chastota garmonik qonun bo‘yicha o‘zgaradi. Chastota va faza modulyatsiyalari orasidagi farq modulyatsiyalovchi signal chastotasi Ω o‘zgarishi bilan namoyon bo‘ladi.

FMda β indeks modulyatsiyani xarakterlovchi parametr bo‘lib, u modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog‘liq emas. Chastota deviatsiyasi esa Ω chastotaga to‘g‘ri proporsional:

$$\beta = \text{const};$$

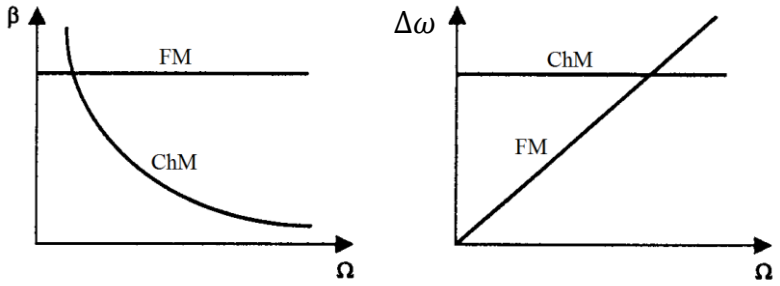
$$\Delta\omega = \beta\cdot\Omega.$$

ChMda modulyatsiyani xarakterlovchi parametr chastota deviatsiyasi $\Delta\omega$ bo‘lib, u modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog‘liq emas. Ushbu holda modulyatsiya indeksi Ω chastotaga teskari proporsional:

$$\Delta\omega = \text{const}$$

$$\beta = \Delta\omega/\Omega.$$

FM va ChM lar uchun modulyatsiya indeksi va chastota deviatsiyasining modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog‘liqligi 5.13-rasmda keltirilgan.



5.13-rasm. *FM va ChM da modulyatsiya indeksi (chapda) va chastota deviatsiyasi (o‘ngda) ning garmonik modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog‘liqligi*

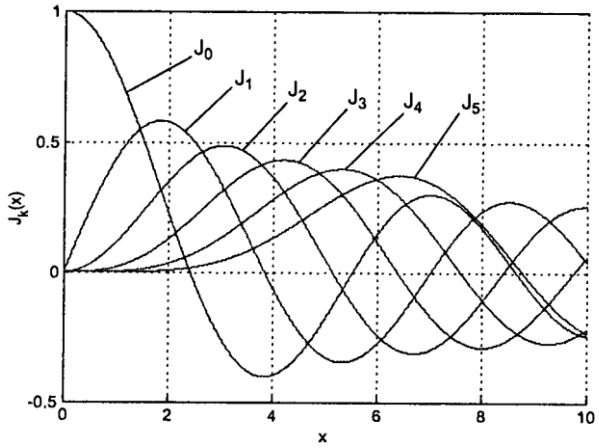
5.6.2. Garmonik burchak modulyatsiyali signal spektri

Avvaldan ma’lum bo‘lgan yoyish formulasi

$$e^{j\beta \sin x} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\beta) e^{jkx},$$

dan foydalanamiz, bunda $J_k(\beta)$ – k-chi tartibli birinchi tur Bessel funksiyasi.

Bessel funksiyasi Bessel tenglamasining differensial yechimi bo‘lib, adabiyotlarda jadval yoki grafik shaklda keltirilgan (5.14-rasm).



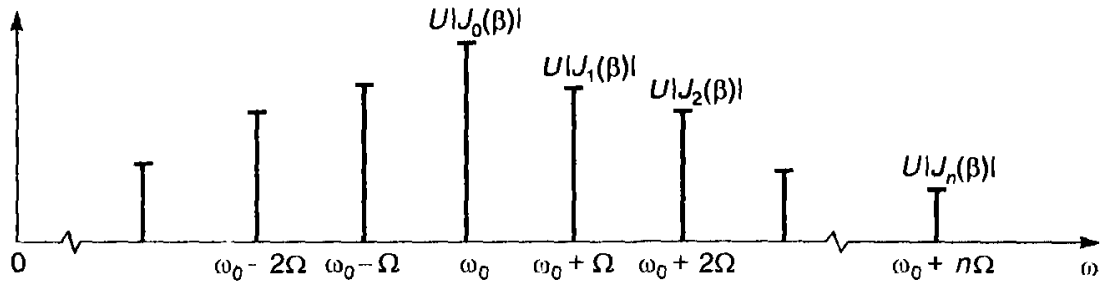
5.14-rasm. *k-chi tartibli birinchi tur Bessel funksiyasi*

(5.30) idodani Bessel funksiyasidan foydalanib, quyidagi ko‘rinishga keltiramiz

$$s_{BM}(t) = \mathrm{Re}\left\{ U e^{j\omega_0 t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\beta) e^{jk(\Omega \mathrm{t})} \right\} = U \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\beta) \cos[(\omega_0 + k\Omega)t]. \quad (5.31)$$

BM signal spektri $\omega_0 + k\Omega, \mathrm{k} = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ chastotalarga ega cheksiz sonli tashkil etuvchilardan iborat. k-chi tashkil etuvchining amplitudasi $U|J_k(\beta)|$ ga teng, ya’ni argumenti modulyatsiya indeksi β hisoblanuvchi k -chi tartibli Bessel funksiyasining qiymatiga proporsional. Bessel funksiyasi tebranuvchi xarakterga ega bo‘lganligi sababli (5.14-rasm), spektrning amplitudasi ω_0 tashuvchi chastotadan uzoqlashishi bilan kamayib boradi.

5.15-rasmda garmonik BM signalning amplituda spektri keltirilgan. Rasmdan ko‘rinadiki, β ning ba’zi bir qiymatlarida (5.31 yoyilmadan) ω_0 chastotadagi tashuvchining tashkil etuvchilari umuman bo‘lmaydi.



5.15-rasm. *Garmonik BM signalning amplituda spektri keltirilgan*

Modulyatsiya indeksi $\beta \ll 1$ bo‘lgan hol uchun, ya’ni tor polosali BM signal spektrini aniqlaymiz. Ushbu holatda $\cos(\beta \sin \Omega t) \approx 1$, $\sin(\beta \sin \Omega t) \approx \beta \sin \Omega t$ deb hisoblasa bo‘ladi. U holda (5.30) signalni quyidagicha yozish mumkin bo‘ladi

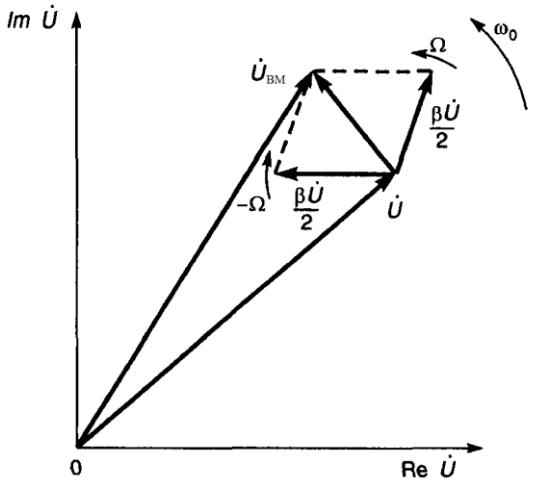
$$s(t) = U \cos(\beta \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U \sin(\beta \sin \Omega t) \sin \omega_0 t =$$

$$= U \cos \omega_0 t - \beta U \sin \Omega t \sin \omega_0 t =$$

$$= U \cos \omega_0 t + \frac{\beta U}{2} \cos(\omega_0 + \Omega) t - \frac{\beta U}{2} \cos(\omega_0 - \Omega) t. \qquad (5.32)$$

$\beta \ll 1$ bo‘lgan hol uchun garmonik BM signal spektri garmonik AM signal spektriga o‘xshash bo‘ladi, faqat pastki polosasining fazasi $180°$ ga siljigan bo‘ladi.

5.16-rasmda $\beta \ll 1$ bo‘lgan garmonik BM signalning vektor diagrammasi keltirilgan. $\frac{\beta U}{2} \cos(\omega_0 - \Omega) t$ tashkil etuvchi oldidagi minus ishorasi ($180°$ faza siljishi) $\boldsymbol{U}_{BM}$ vektori yo‘nalishining $\boldsymbol{U}$ vektorga nisbatan vaqt bo‘yicha o‘zgarishi bilan tushuntiriladi. 5.16-rasmdan kuzatish mumkinki, vektorlarning qo‘shilishi natijasida faqat boshlang‘ich faza emas, natijaviy vektorning amplitudasi ham o‘zgaradi. Bu o‘zgarish diagramma qurilgan ifoda taxminiy (yaqinlashtirib) olinganligi bilan tushuntiriladi, $\beta \ll 1$ bo‘lganda ushbu o‘zgarish juda kichik hisoblanadi.



5.16-rasm. *Garmonik BM signalning vektor diagrammasi*

Garmonik BM signalning effektiv spektr kengligi. BM signallar spektri nazariy jihatdan cheksiz keng. $k > \beta$ bo‘lganda $|J_k(\beta)|$ ning qiymati tezlik bilan kamayadi. Shuning uchun (5.31) yoyilmada $k \leq \beta + 1$ raqamli barcha garmonikalar e’tiborga olinadi, qolgan garmonikalarni esa e’tiborga olmasa ham bo‘ladi. U holda garmonik BM signalning effektiv spektr kengligi quyidagicha aniqlanadi

$$\Delta\omega_{ef\ BM} = 2\Omega(\beta + 1). \qquad (5.33)$$

Shunday qilib, BM signal spektrining effektiv kengligi modulyatsiya indeksi β ning qiymatiga bog‘liq holda ikkita formula bilan aniqlanadi.

$\beta \gg 1$ bo‘lganda garmonik BM signalning effektiv spektr kengligi chastota deviatsiyasining ikki baravariga teng bo‘ladi, ya’ni

$$\Delta\omega_{ef\ BM} = 2\Delta\omega.$$

$\beta \ll 1$ bo‘lganda esa garmonik BM signalning effektiv spektr kengligi modulyatsiyalovchi signal chastotasining ikki baravariga teng bo‘ladi, ya’ni

$$\Delta\omega_{ef\ BM} \approx 2\Omega.$$

Agar ChM signal uchun $\beta = \Delta\omega/\Omega$ va FM signal uchun $\beta = \Delta\varphi$ ekanligini e’tiborga olsak, ChM signal spektr kengligi modulyatsiya chastotasi o‘zgarsa ham o‘zgarishsiz qoladi, FM signal spektri esa modulyatsiya chastotasiga proporsional o‘zgaradi.

FM signaldan uzluksiz signallarni uzatishda foydalanilmaydi, chunki ajratilgan chastotalar diapazonidan foydalanish samaradorligi juda past bo‘ladi. FM signallardan o‘zgarmas tezlikda diskret habarlarni uzatishda foydalaniladi, ya’ni fazasi manipulyatsiyalangan signal shaklida foydalaniladi. ChM signallardan UQT diapazonida radioeshittirishda va boshqa tur aloqa tizimlarida keng foydalaniladi.

5.7. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish

Chastota modulyatsiya natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$u_t(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \tag{5.34}$$

ning oniy chastotasi o‘zgarishi kerak, bu o‘zgarish modulyatsiyalovchi signal

$$u_m(t) = U_m \cos \Omega t \tag{5.35}$$

amplitudasiga proporsional bo‘lishi kerak, ya’ni

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0 k u_m(t). \tag{5.36}$$

Chastota modulyatori ikki qismdan iborat bo‘lishi kerak: birinchisi, ω_0 chastotali tebranishlar generatori va ikkinchisi, generatsiyalanayotgan tebranish chastotasini modulyatsiya signali orqali boshqaruvchi qism. Hozircha generatorda uning tebranish chastotasini aniqlovchi rezonans *LC* parallel konturi bor deb hisoblaymiz. *LC* konturning rezonans chastotasi ω_0 quyidagiga teng

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{5.37}$$

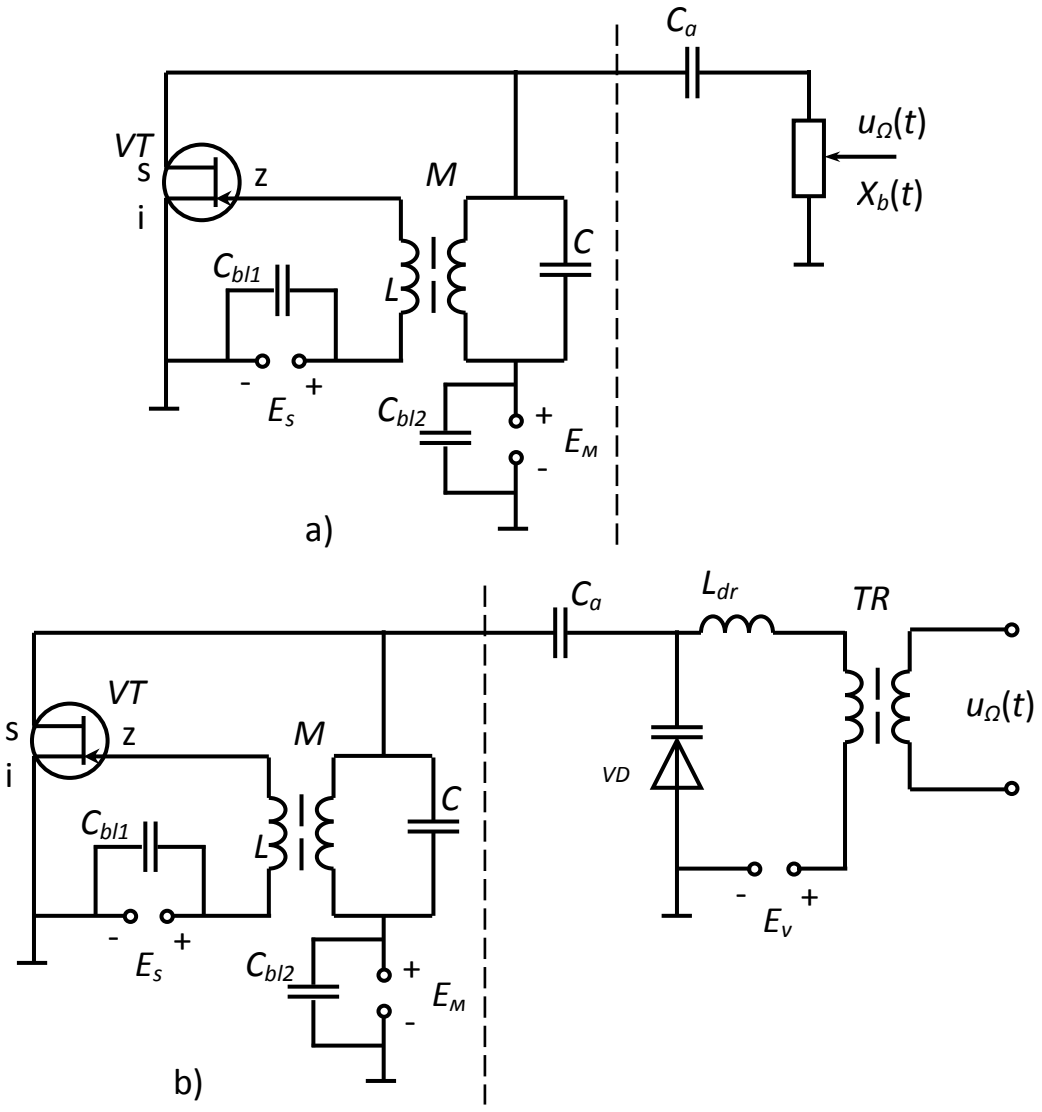
Demak, biz parallel kontur induktivligi *L* yoki sig‘imi *C* ni o‘zgartirib, uning rezonans chastotasi ω_0 ni o‘zgartirishimiz mumkin. Natijada generator chastotasi o‘zgaradi. Kontur parametrlarini turli usullar bilan o‘zgartirish mumkin, hamma holda ham boshqaruvchi element $X_b(t)$ reaktiv element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

5.17a-rasmda chastota modulyatorining soddalashgan sxemasi va 5.17b-rasmda boshqaruvchi elementi $X_b(t)$ sifatida varikapdan foydalanilgan chastota modulyatorining sxemasi keltirilgan. $X_b(t)$ modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_m(t)$

orqali boshqariladi. Varikap *p-n* o‘tishi sig‘imini unga qo‘yilgan kuchlanishga bog‘liqlik xarakteristikasi *C=F*(*U*) 5.18-rasmda keltirilgan.

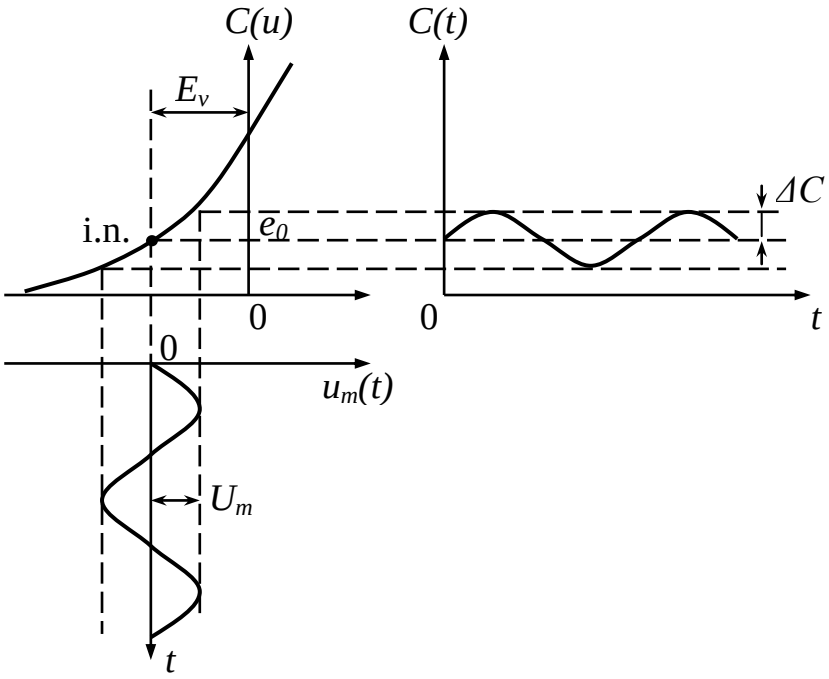
5.17-rasmda punktir chiziqdan chap tomoni ω_0 chastotali tebranishlar generatori bo‘lib, unga varikap *VD* ajratuvchi kondensator C_a orqali ulangan. Varikapning ekvivalent qarshiligi har bir onda, uning doimiy qismi C_0 va o‘zgaruvchan qismi $\Delta C(t)$ dan iborat, ya’ni

$$C_d(t) = C_0 + \Delta C(t). \qquad (5.38)$$



5.17-rasm. *Chastota modulyatorlari sxemasi: a) – soddalashtirilgan sxemasi; b) – ChM signalni varikap yordamida olish sxemasi.*

Varikap volt-farada xarakteristikasi (5.18-rasm) da ish nuqtasi unga beriladigan siljish kuchlanishi E_s orqali o‘rnatiladi. Modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_\Omega(t)$ tranformator 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 C_a siljish kuchlanishi manbai E_v ni L induktivlik orqali o‘tishiga yo‘l qo‘ymaydi. Drossel L_{dr} parallel LC konturni yuqori chastotada transformator TR va E_s manba ichki qarshiligi bilan shuntlanishini bartaraf qiladi.



5.18-rasm. *Varikap yordamida ChM signalni olishga oid vaqt diagrammalari*

Varikapga kichik sathli modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_\Omega(t)$ ta’sir qilsa uning sig‘imi $C_d(t)$ modulyatsiyalovchi kuchlanishga proporsional o‘zgaradi (5.18-rasm). Buning natijasida generatsiya chastotasi o‘zgaradi, u quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_d(t))}}, \tag{5.39}$$

Yoki

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + \Delta C(t))}}. \tag{5.40}$$

Varikap boshlang‘ich sig‘imi C_0 va parallel kontur kondensatori C sig‘imi birgalikda tashuvchisi chastotasi ω_0 ni belgilaydi. Demak $C_0' = C + C_0$ deb olsak tashuvchi chastotasi $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$ bo‘ladi va (5.42) quyidagi ko‘rinishni oladi

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C_0'}}}. \tag{5.41}$$

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

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \tag{5.42}$$

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

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.

5.8. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish

Faza modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchining fazasi modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_\Omega(t)$ ga proporsional o‘zgaradi, ya’ni

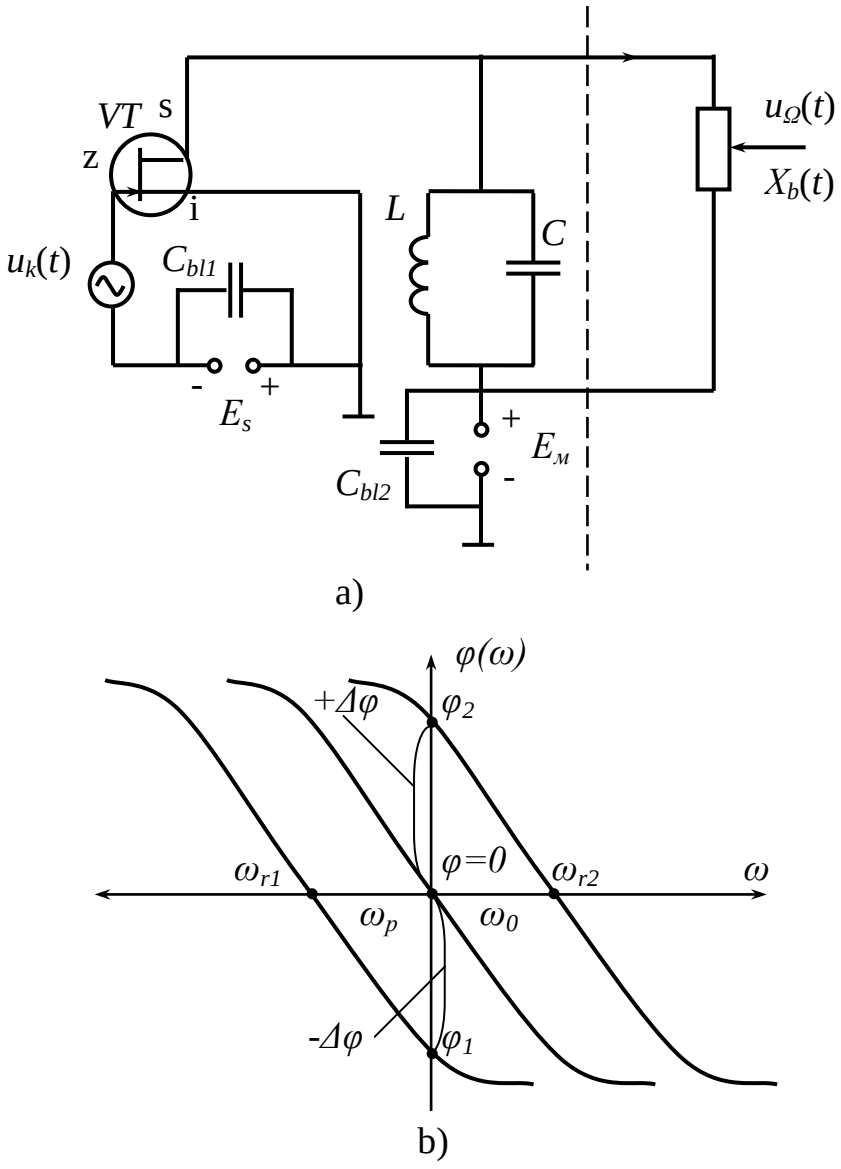
$$\varphi(t) = \varphi_0 + ku_\Omega(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t), \tag{5.43}$$

bunda k – modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_\Omega(t)$ ni faza o‘zgarishi $\Delta\varphi(t)$ bilan bog‘lovchi koeffitsiyent. 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. 5.19a-rasmda FM soddalashgan sxemasi va 5.19b-rasmda parallel kontur faza-chastota xarakteristikalari $\varphi(\omega)$ keltirilgan. 5.19a-rasmda $X_b(t)$ – boshqaruvchi reaktiv element. Reaktiv element sifatida varikapdan foydalanish mumkin. U holda 5.19a-rasmdagi sxemaning punktir chiziqdan o‘ng tomon qismini 5.17b-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.

FM modulyator ishlash jarayonini faza-chastota xarakteristikalari yordamida ko‘rib chiqamiz. Agar konturning 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 (5.14b-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 chastotalar o‘qini ω_{r1} chastotada kesib o‘tadi. Bu tok I_1 fazasi konturdagi kuchlanish U_k fazasidan $\Delta\varphi_1$ ga kech qolishiga olib keladi. Parallel kontur rezonans chastotasi ω_r ko‘paysa U_k kuchlanish tok I_1 dan $\Delta\varphi_2$ fazaga kech qoladi. Kontur $\varphi(\omega)$ xarakteristikasi o‘ng tomonga suriladi, $\omega_{r2} > \omega_0$ 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.



5.19-rasm. *a) – faza modulyatori soddalashgan elektr sxemasi; b) – FM signalni olishga oid chizma.*

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? Modulyatsiyaning qanday turlarini bilasiz?*
2. *Modulyatsiya chuqurligi nima va uning qiymati qanday oraliqda o‘zgaradi?*
3. *Bir ton* Ω *bilan modulyatsiyalangan AM signalning nechta spektral tashkil etuvchisi bo‘ladi va uning spektri kengligi nimaga teng?*
4. *Murakkab modulyatsiyalovchi xabar bilan modulyatsiyalangan AM signal spektral kengligi nimaga teng?*
5. *Agar NE VAXsi* $i=a_0+a_1u+a_3u^3+a_4u^4$ *ko‘phad bilan approksimatsiyalangan bo‘lsa, uning yordamida amplitudasi modulyatsiyalangan signal olish mumkinmi?*
6. *Statik modulyatsion xarakteristika nima va u orqali nimalarni aniqlash mumkin?*
7. *Tashuvchi chastotasi va fazasi bir-biri bilan qanday bog‘lanishda bo‘ladi?*
8. *Chastota deviatsiyasi nima? Faza deviatsiyasi nima?*
9. *ChM va FM signal spektri kengligi qanday ifoda yordamida hisoblanadi?*
10. *ChM signallarni olish usullarini sanab o‘ting. FM signal olish usulini tushuntiring.*
11. *Chastota modulyatorida boshqariluvchi reaktiv element nima vazifani bajaradi?*
12. *Varikap yordamida ChM signal olish usulini tushuntiring.*
13. *FM va ChM signallarda* $\Delta\omega_d$ *yoki* $\Delta\varphi$ *ni qanday qurilma yordamida 2, 3 marta oshirish mumkin?*

6. ANALOG MODULYATSIYALANGAN SIGNALLARNI DETEKTORLASH

Detektorlash jarayoni modulyatsiyaga teskari jarayon bo‘lib, detektorlash natijasida modulyatsiyalangan signaldan uning modulyatsiyalangan informatsion parametri 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)ning 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)ning 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.

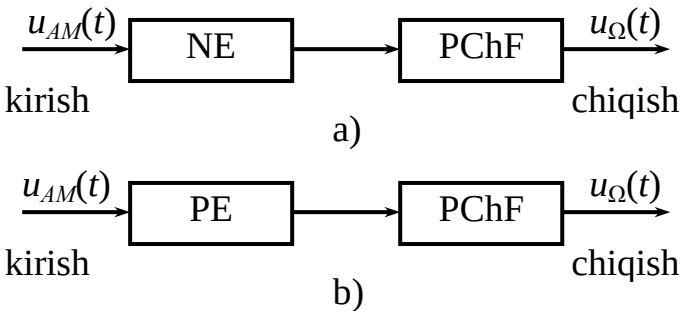
3. Fazasi modulyatsiyalangan signallar detektori (FD)ning detektorlash xarakteristikasi deb, uning chiqishidagi kuchlanish U_{ch} ni signal fazasi o‘zgarishi $\Delta\varphi$ ga bog‘liqligi $U_{ch} = F(\Delta\varphi)$ ga aytiladi.

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

6.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Detektorlash yuqori chastotali modulyatsiyalangan signaldan past chastotali modulyatsiya parametrining o‘zgarishini ajratib olish bilan bog‘liq bo‘lgani uchun, yangi spektral tashkil etuvchi hosil etish jarayoni bo‘lgani uchun detektor

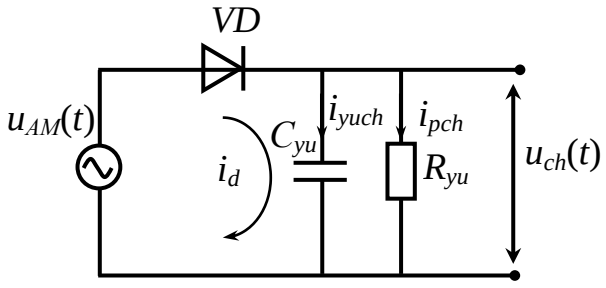
qurilmasida albatta nochiziqli yoki parametrik element bo‘lishi shart. Amplituda detektorining struktura sxemasi 6.1-rasmda keltirilgan.



6.1-rasm. *AM signal detektorlari strukturaviy sxemalari: a) – NEdan va b) – PEdan foydalanilgan holat uchun.*

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. 6.2-rasmda diodli amplituda detektori (AD)ning sxemasi keltirilgan bo‘lib, bu sxemada R_{yu} va C_{yu} elementlari birgalikda yuklama, ya’ni past chastotalar filtri vazifasini bajaradi.



6.2-rasm. *Diodli amplituda detektori sxemasi*

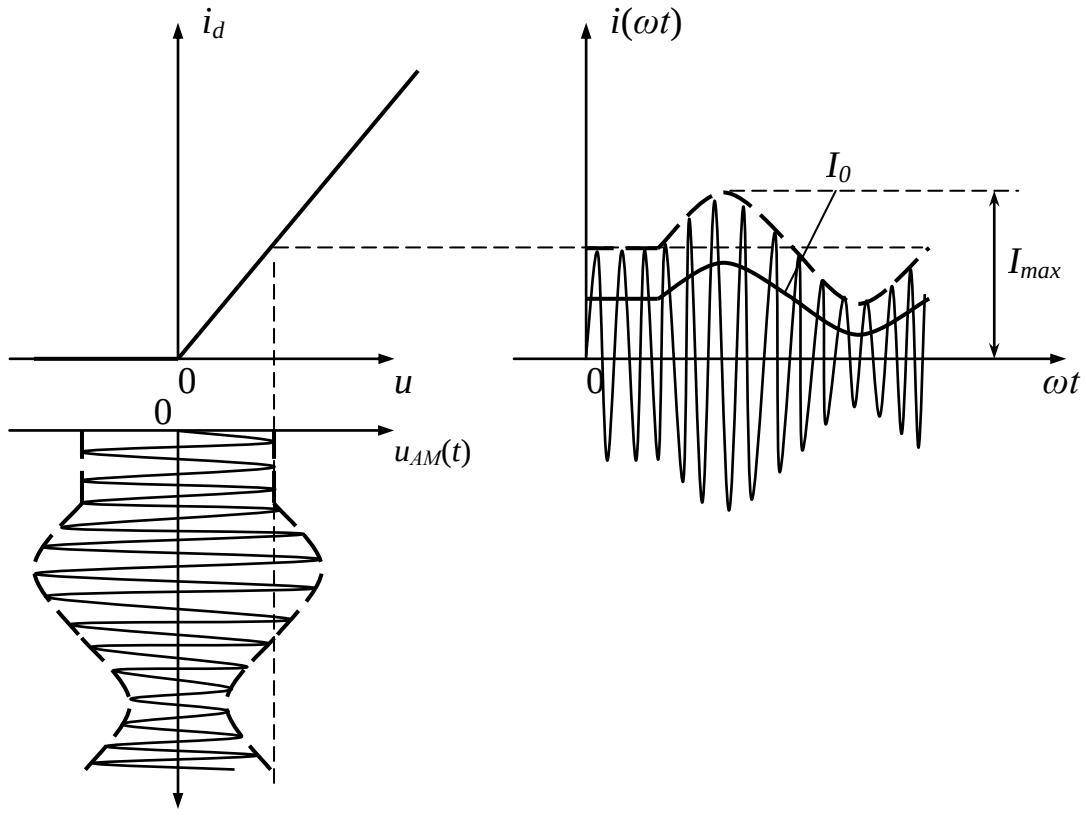
Dioddan o‘tgan tok i_d past va yuqori chastotali tashkil etuvchilardan iborat bo‘lgani uchun uni shartli ravishda $i_d = i_{yuch} + i_{pch}$ deb hisoblash mumkin. Tok

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 bo‘ysunishi kerak

$$\frac{1}{\omega_0 C_{yu}} \ll R_{yu} \ll \frac{1}{\Omega_m C_{yu}}. \qquad (6.1)$$

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

Bu jarayonda ishlovchi ADning vaqt diagrammalari 6.3-rasmda keltirilgan.



6.3-rasm. *Amplituda detektorining ishlashiga oid vaqt diagrammalar*

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 impulsning amplitudasi kirish signali amplitudasi o‘zgarishiga mos o‘zgaradi,

kesish burchagi $\theta = 90°$ bo‘ladi. Bu kosinusoidal tok impulslaridagi tok doimiy tashkil etuvchisi bo‘lib, uni

$$I_0 = \gamma_0(\theta) \cdot S \cdot U_\omega \qquad (6.2)$$

ifoda orqali aniqlash mumkin. (6.2) da $\theta = 90°$ va S_0 – diod xarakteristikasi chiziqli qismi qiyaligini 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

$$U_{ch} = \gamma_0(\theta) \cdot S_0 \cdot U_\omega \cdot R_{yu} \qquad (6.3)$$

hosil bo‘ladi. I_0 va U_ω kirishdagi yuqori chastotali signal amplitudasi o‘zgarishiga proporsional bo‘lgani uchun detektorlash jarayoni buzilishlarsiz o‘tadi. ADning detektorlash xarakteristikasi to‘g‘ri chiziq shaklida bo‘ladi.

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

- kvadratik rejimda, agar kirish signali sathi 0,2÷0,3 V dan kam bo‘lsa, bunda diod xarakteristikasining boshlang‘ich nochiziqli qismida detektorlash jarayoni ro‘y beradi;
- chiziqli rejimda, agar kirish signali sathi 0,5÷1,0 V dan katta bo‘lsa, bunda diod VAXsini quyidagicha approksimatsiyalash mumkin

$$i = S_0 \cdot U_k, \text{ agar } U_k \geq 0. \qquad (6.4)$$

Har ikki rejimda ham ADning sxemasi o‘zgarmas 6.3-rasmdagidek saqlanadi.

6.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi

Diod VAXsi boshlang‘ich qismini ikkinchi darajali ko‘phad bilan approksimatsiya qilamiz, ya’ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \qquad (6.5)$$

yarim o‘tkazgich diod uchun $a_0 = 0$.

Detektor kirishiga AM signal

$$u_{AM}(t) = U_0[1 + m\cos\Omega t]\cos\omega_0 t \qquad (6.6)$$

ta’sir etadi. (6.6) ni quyidagi shaklga keltiramiz

$$u_{AM}(t) = U_{\omega}(t)\cos\omega_0 t, \qquad (6.7)$$

Bunda

$$U_{\omega}(t) = U_0[1 + m\cos\Omega t]. \qquad (6.8)$$

(6.7) ni (6.5) ga qo‘yib diod orqali o‘tuvchi tok *i* ni aniqlaymiz

$$i = a_0 + a_1 U_{\omega}(t)\cos\omega_0 t + a_2 U_{\omega}^2(t)\cos^2\omega_0 t = a_0 + a_1 U_{\omega}(t)\cos\omega_0 t + \\ +0{,}5a_2 U_{\omega}^2(t) + 0{,}5a_2 U_{\omega}^2(t)\cos 2\omega_0 t = i_{pch} + i_{yuch}. \qquad (6.9)$$

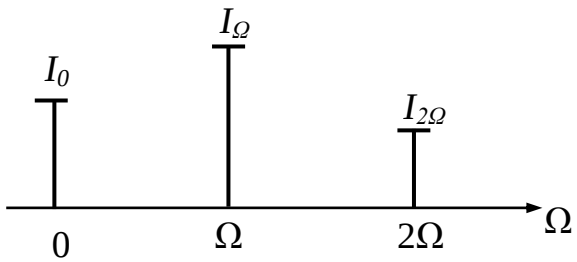
(6.9) dan tok past chastotaliklarini ajratib olamiz

$$i_{pch}(t) = 0{,}5a_2 U_{\omega}^2(t) \text{ yoki } U_{\Omega}(t) = 0{,}5a_2 U_{\omega}^2(t)R_{yu}. \qquad (6.10)$$

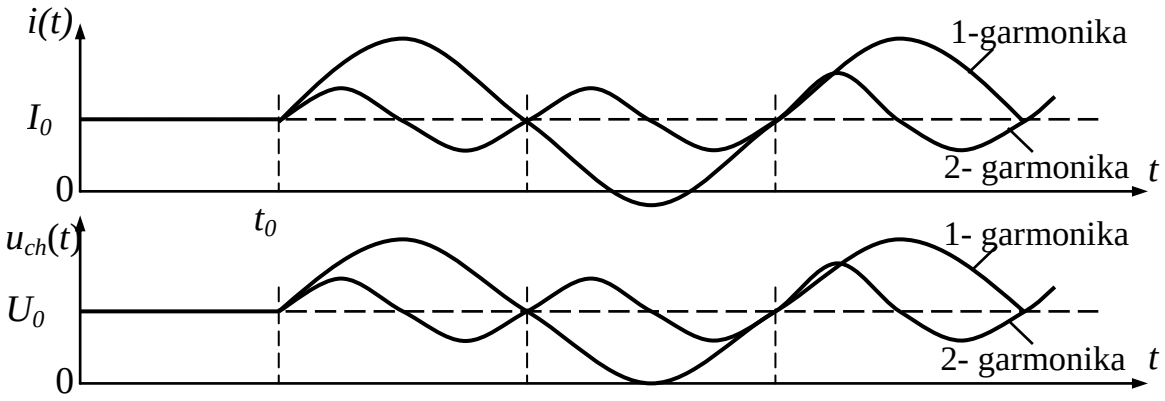
(6.10) ifodaga (6.8) ni qo‘yib, quyidagilarni aniqlaymiz

$$i_{pch}(t) = 0{,}5a_2 U_0^2[1 + m\cos\Omega t]^2 = 0{,}5a_2 U_0^2(t) + a_2 m U_0^2\cos\Omega t + \\ +0{,}25a_2 m U_0^2 + 0{,}25a_2 m^2 U_0^2\cos 2\Omega t. \qquad (6.11)$$

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 (6.4-rasm). Bu tok tashkil etuvchilari yuklama R_{yu} dan o‘tishi natijasida chiqish kuchlanishi $u_{\Omega}(t)$ hosil bo‘ladi. 6.5-rasmda past chastotali tok va chiqish kuchlanishi $u_{\Omega}(t)$ vaqt diagrammalari keltirilgan.

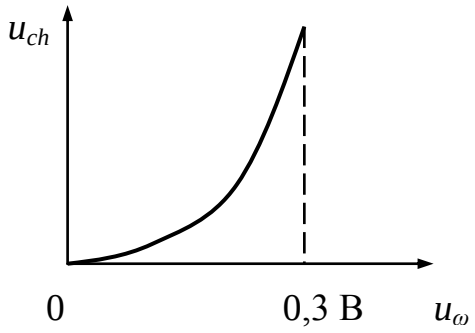


6.4-rasm. *Amplituda detektori tok spektrlari*



6.5-rasm. *Amplituda dektori chiqishidagi tok va kuchlanish vaqt diagrammalari*

(6.10) ifodadan ko‘rinib turibdiki, AD chiqish kuchlanishining u_Ω amplitudasi kirishidagi signal amplitudasi kvadratiga proporsional o‘zgarmoqda. Uning detektorlash xarakteristikasi (6.6-rasm) ham kvadratik parabola shaklida bo‘ladi. Bu rejimda ishlovchi detektor kvadratik amplituda detektori deb ataladi.



6.6-rasm. *Kvadratik ADning detektorlash xarakteristikasi*

Kvadratik ADda buzilish koeffitsiyenti

$$K_b = \frac{0{,}25a_2m^2U_0^2}{a_2mU_0^2} = 0{,}25m \cdot 100\% \qquad (6.12)$$

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

6.3. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashi

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

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

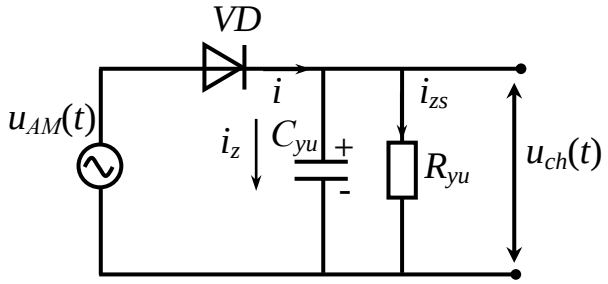
Amplituda detektorining (6.7-rasm) kirishiga garmonik tebranish ko‘rinishidagi kuchlanish ta’sir etsa, ya’ni

$$u_k(t) = U_\omega(t)\cos\omega_0 t, \tag{6.13}$$

diodga qo‘yilgan kuchlanish

$$u_d(t) = u_k(t) + U_0 \tag{6.14}$$

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. 6.8-rasmda diod VAXsi 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 $u_k(t)$ kondensatordagi kuchlanish U_c dan kichik bo‘lganda 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.



6.7-rasm. *AD sxemasi*

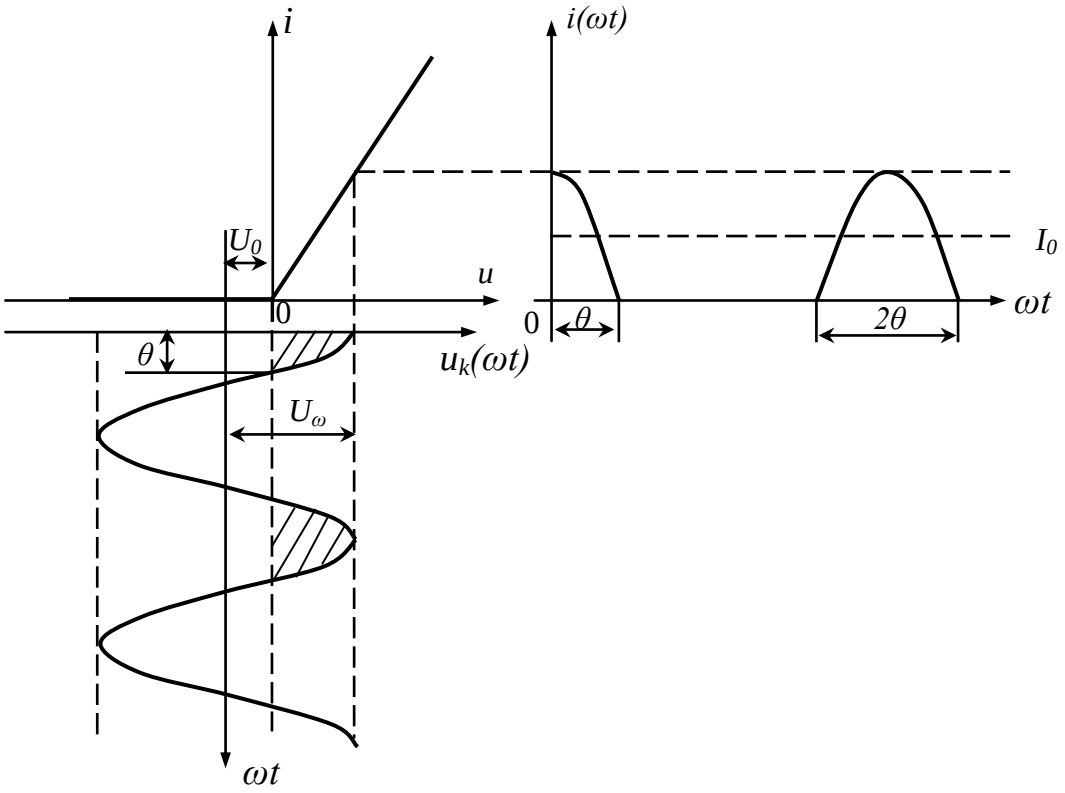
(6.1) ga asosan zaryadsizlanish vaqti $i_{zs} = R_{yu} \cdot C_{yu}$ yuqori chastotali tashuvchi davri $T_0 = 2\pi/\omega_0$ dan ancha katta bo‘lgani uchun kondensatordagi kuchlanish sezilarli darajada kamaymaydi. Kirish kuchlanishi u_k , chiqish kuchlanishi $u_{ch} = uU_c$ larning vaqt diagrammalari 6.9-rasmda keltirilgan.

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

$$U = U_0 \cos \omega_0 t + I_0' R_{yu} \tag{6.15}$$

deb hisoblaymiz. (6.15) dan $U = 0$ holatdagi kesish burchagi θ ni aniqlaymiz

$$\cos \theta = \frac{I_0' R_{yu}}{U_0} = \frac{U_{ch}}{U_0}. \tag{6.16}$$



6.8-rasm. *Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashiga oid vaqt diagrammalar*

Diod orqali o‘tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi

$$I_0' = \frac{SU_0}{\pi}(\sin \theta - \theta \cos \theta). \tag{6.17}$$

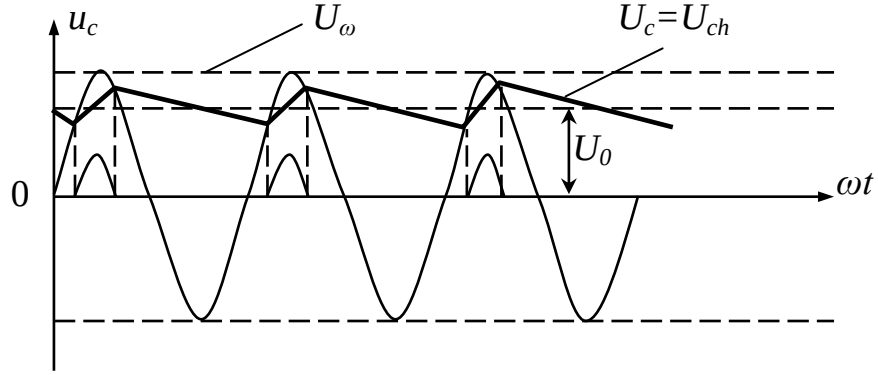
(6.17) ni (6.16) ga qo‘yib, kesish burchagi θ ni aniqlash imkoniyatini beruvchi tenglamani olamiz

$$\tan\theta - \theta = \frac{\pi}{SR_{yu}}. \qquad (6.18)$$

(6.18) ifodaga kirish signali amplitudasi U_0 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_0 ga proporsional o‘zgaradi (6.17 ifodaga asosan), demak detektorlash buzilishsiz amalga oshadi.

Detektorlash xarakteristikasi chiziqli bo‘lgan detektor chiziqli detektor deb ataladi. Bunda chiziqli detektorning nochiziqli qurilmasi esdan chiqmasligi kerak, u kesish burchagi θ bo‘lgan holda ishlaydi.



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

Chiziqli AD uzatish koeffitsiyenti $K = \frac{U_{ch}}{U_0}$ (6.15) ifodaning o‘ng tomoniga mos keladi. Demak

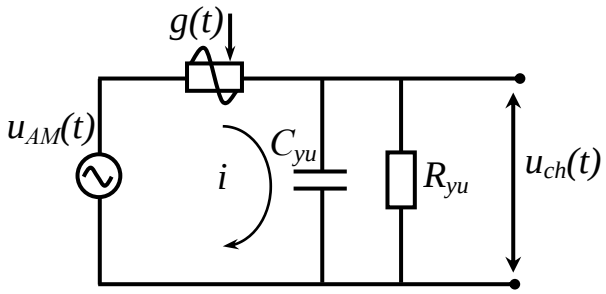
$$K = \cos\theta < 1. \qquad (6.19)$$

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

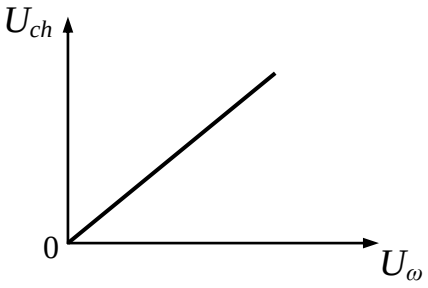
$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_{yu}}}. \qquad (6.20)$$

6.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni sinxron detektorlash

Sinxron detektor deb biron-bir parametri (o‘tkazuvchanligi, xarakteristikasi qiyaligi, uzatish koeffitsiyenti va h.k.) tashuvchi chastotasiga teng chastota bilan o‘zgaruvchi parametrik elementdan foydalanishga asoslangan detektorga aytiladi. Sinxron detektorning sxemasi 6.10-rasmda keltirilgan.



6.10-rasm. *Sinxron detektor sxemasi*



6.11-rasm. *Sinxron detektor detektorlash xarakteristikasi*

Sinxron detektor kirishiga

$$u_{AM}(t) = U_{\omega}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \tag{6.21}$$

kuchlanish berilgan. Parametrik elementning o‘tkazuvchanligi

$$g(t) = G_0[1 + m_g \cos \omega_0 t] \tag{6.22}$$

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

(6.22) ifodada G_0 – boshlang‘ich o‘tkazuvchanlik, $m_g = \frac{\Delta G}{G_0}$ – o‘tkazuvchanlikning o‘zgarish koeffitsiyenti.

Sinxron detektorda yuklama kondensatori va qarshiligi xuddi ADdagidek (6.1) shart asosida tanlanadi.

Parametrik element $g(t)$ dan o‘tayotgan tokni aniqlaymiz

$$i = g(t) \cdot u_{AM}(t) = G_0\left[1 + m_g \cos \omega_0 t\right] \cdot U_\omega(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) =$$
$$= G_0 U_\omega(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + 0{,}5 G_0 m_g U_\omega(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi) +$$
$$+0{,}5 G_0 m_g U_\omega(t) \cos(\varphi) = i_{yuch} + i_{pch}. \quad (6.23)$$

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

$$i_{pch} = 0{,}5 G_0 m_g U_\omega(t) \cos(\varphi) \quad (6.24)$$

(6.24) ga asosan chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = 0{,}5 G_0 R_{yu} m_g U_\omega(t) \cos(\varphi) \quad (6.25)$$

ga teng bo‘ladi. (6.25) dan ko‘rinib turibdiki chiqish kuchlanishi $\varphi = 0$, ya’ni $cos\varphi = 1$ bo‘lganda o‘zining eng katta qiymatiga ega bo‘ladi

$$U_{ch} = 0{,}5 G_0 R_{yu} m_g U_\omega(t). \quad (6.26)$$

Chiqish kuchlanishi U_{ch} kirishdagi kuchlanish $U_\omega(t)$ ga proporsional, demak detektorlash buzilishsiz amalga oshdi. Chiqish kuchlanishi kirishdagi kuchlanish bilan parametrik element o‘tkazuvchanligi chastotasi va fazasi bir-biriga teng bo‘lganda detektorlash eng maqbul holatda amalga oshadi. Sinxron detektor faza va chastota tanlovchanlik xususiyatiga ega.

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

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

Amplitudasi modulyatsiyalangan bir polosali signal quyidagicha ifodalanadi:

$$u_{AM\ BP}(t) = U_0 m \cos(\omega_0 t \pm \Omega)t. \quad (6.27)$$

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:

$$i(t) = g(t)u_{AM\ BP}(t) = G_0\left[1 + m_g \cos\omega_0 t\right]U_0 m\cos(\omega_0 t + \Omega)t. \quad (6.28)$$

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 (6.28) 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.

$$i(t) = G_0U_0m\cos(\omega_0 t + \Omega)t + G_0m_g\cos\omega_0 t\,U_0m\cos(\omega_0 t + \Omega)t =$$

$$= G_0U_0m\cos(\omega_0 t + \Omega)t + 0.5G_0m_gU_0m\cos(2\omega_0 t + \Omega)t +$$

$$+0.5G_0m_gU_0m\cos(\Omega)t = i_{YuCh}(t) + i_{PCh}(t). \quad (6.29)$$

$$i_{PCh}(t) = 0.5G_0m_gU_0m\cos(\Omega)t, \quad (6.30)$$

$$i_{shiq}(t) = 0.5R_{Yu}G_0m_gU_0m\cos(\Omega)t. \quad (6.31)$$

(6.31) 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.

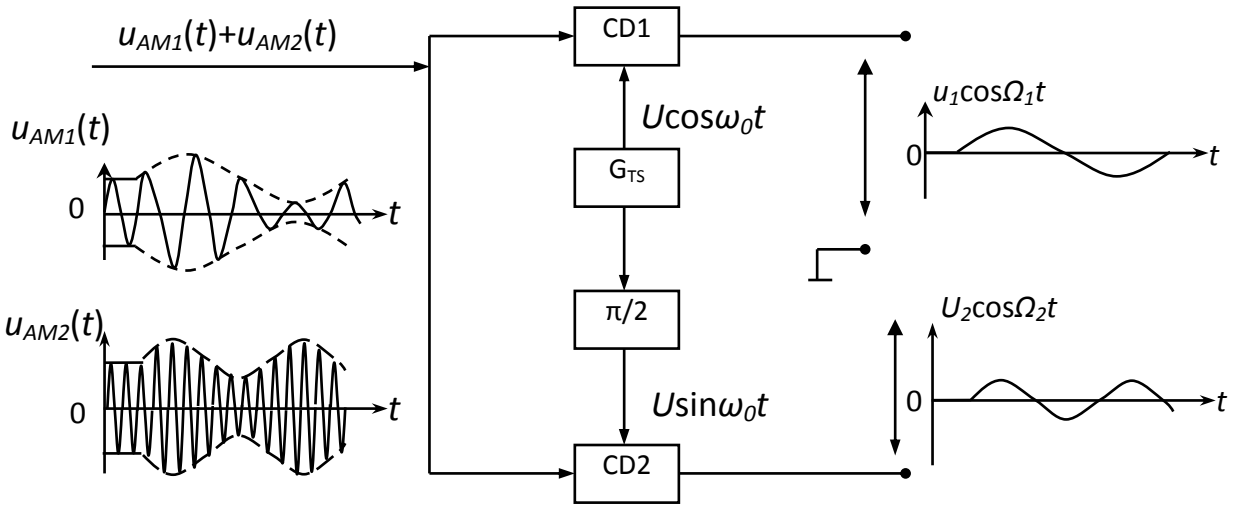
Tashuvchi bir-biriga nisbatan ortogonal bo‘lgan amplitudasi modulyatsiyalangan ikki signal quyidagicha ifodalanadi:

$$u_{AM1}(t) = U_0[1 + m_1\cos\Omega_1 t]\cos(\omega_0 t + \varphi_1)t. \quad (6.32)$$

$$u_{AM2}(t) = U_0[1 + m_2 \cos \Omega_2 t] \sin(\omega_0 t + \varphi_2)t. \quad (6.33)$$

(6.32) va (6.33) ko‘rinishidagi signallarni detektorlash quyidagi strukturaviy sxema orqali amalga oshiriladi. Ushbu qurilma kirishiga bir vaqtning o‘zida (6.32) va (6.33) matematik formula bilan ifodalangan signallarning yig‘indisi ta’sir qiladi. Tahlilni osonlashtirish uchun $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ deb qabul qilamiz.

6.12-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.



6.12-rasm. *Tashuvchi bir-biriga nisbatan ortogonal bo‘lgan amplitudasi modulyatsiyalangan signalni detektorlash*

Endi SDning chastota tanlovchanlik xususiyatini ko‘rib chiqamiz. Bunda SD kirishiga tashuvchisining chastotasi turlicha va bir-biridan $\Delta\omega = \omega_F - \omega_X$ ga farq qiluvchi ikki signal berilgan deb hisoblaymiz. Bunda ω_F va ω_X mos ravishda foydali va xalaqit signali tashuvchilarining chastotasi.

$$u_{AMF}(t) = U_{0F}[1 + m_F \cos \Omega_F t] \cos \omega_F t, \quad (6.34)$$

$$u_{AMX}(t) = U_{0X}[1 + m_X \cos \Omega_X t] \cos \omega_X t. \quad (6.35)$$

(6.34) va (6.35) ifodalarda m_F, m_X, ω_F va ω_X lar mos ravishda foydali va xalaqit signallarining modulyatsiya koeffitsiyentlari va modulyatsiya chastotalari.

Kirishiga $u_{AMF}(t)$ va $u_{AMX}(t)$ signallar berilgan SD parametrik elementi orqali o‘tuvchi umumiy tok quyidagicha aniqlanadi:

$$i(t) = g(t)u_{AMF}(t)u_{AMX}(t) = G_0\left[1 + m_g \cos \omega_{TG} t\right] \times$$

$$\times \{U_{0F}[1 + m_F \cos \Omega_F t] \cos \omega_F t \, U_{0X}[1 + m_X \cos \Omega_X t] \cos \omega_X t\}. \quad (6.36)$$

Foydali signal $u_{AMF}(t)$ signalni qabullash uchun SD parametrik elementining o‘zgarish chastotasi foydali signal tashuvchisining chastotasi ω_F ga teng va chiqish signalining eng katta qiymatiga erishish uchun fazalar farqi nolga teng bo‘lishi talab qilinadi.

(6.36) ifodani spektral tashkil etuvchilarga yoyib undan tokning past chastotali tashkil etuvchilarini ajratib, quyidagi ifodalarni olamiz:

$$i(t) = i_{YuCh}(t) + i_{PCh}(t)$$

$$i_{PCh}(t) = 0{,}5 m_g m_F G_0 U_{0F} \cos \Omega_F t + 0{,}5 m_g m_X G_0 U_{0X} \cos(\omega_X - \omega_F + \Omega_X)t. \quad (6.37)$$

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

$$U_{chiq}(t) = 0.5 Z_{Yu}^{\Omega} m_g m_F G_0 U_{0F} \cos \Omega_F t + 0.5 Z_{Yu}^{\Omega} m_g m_X G_0 U_{0X} \cos(\Delta\omega + \Omega_X)t. \quad (6.38)$$

SD yuklamasi $R_{yu}C_{yu}$ ning ekvivalent qarshiligi

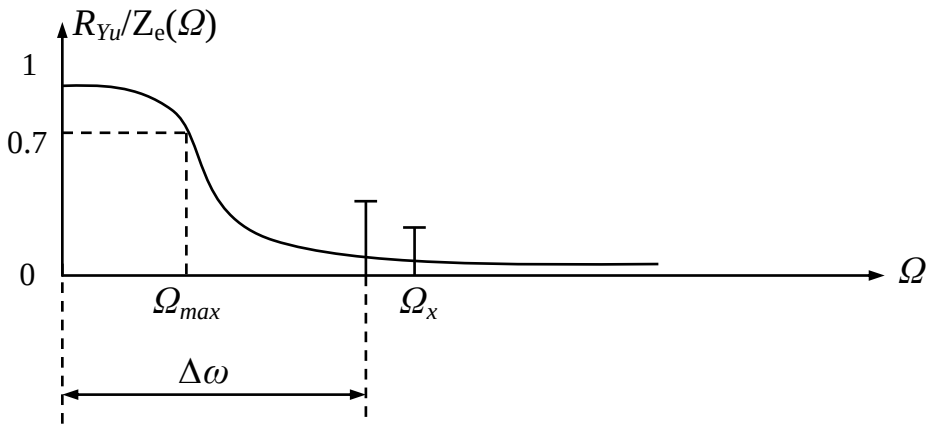
$$Z_e(\Omega) = \frac{R_{yu}}{\sqrt{1+\Omega^2 C_{Yu}^2 R_{Yu}^2}} \quad (6.39)$$

ga tengligini e’tiborga olib, uning chiqishidagi kuchlanishni quyidagi ko‘rinishda ifodalash mumkin:

$$U_{chiq}(t) = \frac{R_{yu}}{2\sqrt{1+\Omega^2 C_{Yu}^2 R_{Yu}^2}} m_g G_0 [m_F U_{0F} \cos \Omega_F t + m_X U_{0X} \cos(\Delta\omega + \Omega_X)t]. \quad (6.40)$$

6.13-rasmda SD parametrik elementidan o‘tuvchi tokning past chastotali tashkil etuvchilari $i_{PCh}(t)$ ni past chastotalar filtri $R_{yu}C_{yu}$ ning chastotalar xarakteristikasiga nisbatan joylashishi keltirilgan. Odatda past chastotalar filtrining (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 $\Omega_{\max}$ ga teng qilib olinadi.



6.13-rasm. *SD parametrik elementidan o‘tuvchi tok past chastotalar tashkil etuvchilarining joylashishi*

6.13-rasmdan ko‘rinadiki, xalaqit signalining tashuvchi chastotasini foydali signalning tashuvchi chastotasidan 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 buzilishlarsiz 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.

6.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signal fazasining o‘zgarishiga mos ravishda o‘zgaruvchi qurilma **faza detektori (FD)** deb ataladi.

Fazasi va chastotasi modulyatsiyalangan signallar doimiy U_0 amplitudaga egalar, shuning uchun ularni amplituda detektori yordamida detektorlab bo‘lmaydi,

chunki ADlarining chiqish kuchlanishlari uning kirishidagi signal amplitudasiga bog‘liq.

Agar bir vaqtning o‘zida ADning (7.14b-rasm) kirishiga generatordan tayanch kuchlanishi

$$u_g(t) = U_g \cos \omega_0 t, \tag{6.41}$$

va detektorlanadigan FM kuchlanish

$$u_{FM}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \tag{6.42}$$

bersak uning kirishida

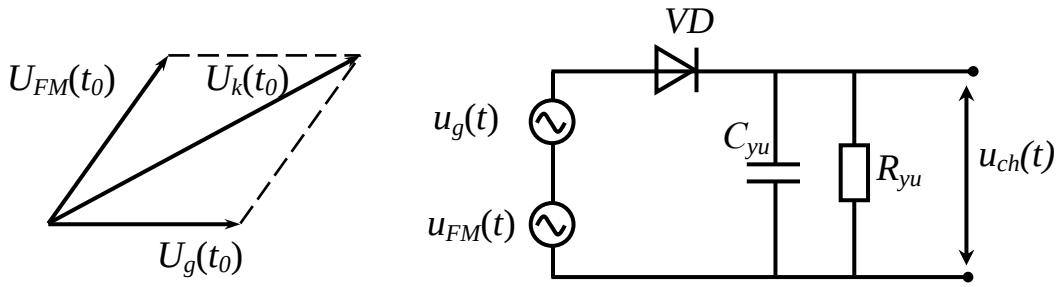
$$u_k = u_g(t) + u_{FM}(t) \tag{6.43}$$

bo‘ladi. Bu holda chiziqli rejimda ishlovchi ADning kirishidagi kuchlanish amplitudasi

$$u_k(t) = \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 + 2U_g U_{FM} \cos \varphi(t)} \tag{6.44}$$

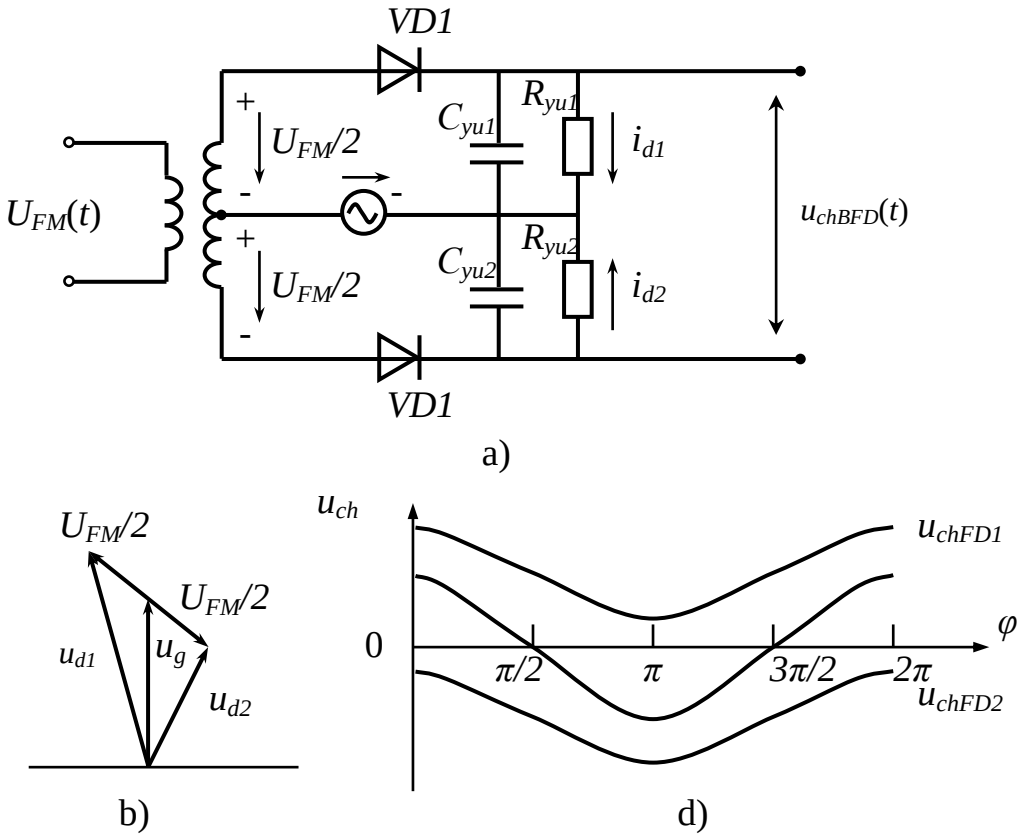
ga teng bo‘lib u $\varphi(t)$ ga bog‘liq va $u_g(t)$ va $u_{FM}(t)$ signallar to‘qnashuvi og‘uvchisining vaqt bo‘yicha o‘zgarishi shaklini takrorlaydi (6.14-rasm).

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‘llaniladi.



6.14-rasm. *a) – FM signal ni detektorlashga oid chizma, b) – faza detektori sxemasi.*

FM signallarni detektorlashda ikki taktli FD lar keng qo‘llaniladi, u ikkita bir xil bir taktli FDidan iborat bo‘lib, uning chiqish kuchlanishi bir taktli FD chiqish kuchlanishlarining ayirmasiga teng. Bunday ikki taktli FD odatda **balans faza detektori** deb ataladi, chunki bu FD da: $R_{yu1} = R_{yu2} = R_{yu};\ C_{yu1} = C_{yu2} = C_{yu}$; bir xil xarakteristikali diodlardan iborat va tranformatorning ikkilamchi o‘rami qoq o‘rtasiga tayanch generatorining kuchlanishi $u_g(t)$ beriladi. Balans FDining elektr sxemasi va detektorlash xarakteristikasi 6.15-rasmda keltirilgan.



6.15-rasm. *a) – balansli faza detektori sxemasi, b) – balansli detektor ishlashiga oid vektor diagrammalari, d) – balansli detektorning detektorlash xarakteristikasi.*

$\dot{U}_{d1}$ va $\dot{U}_{d2}$ diodlardagi kuchlanishlarning kompleks amplitudasi quyidagiga teng bo‘ladi

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_{d1} &= \dot{U}_g + \dot{U}_{FM}/2\\ \dot{U}_{d1} &= \dot{U}_g - \dot{U}_{FM}/2\end{aligned}\right\}. \qquad (6.45)$$

Bir taktli FD chiqishlaridagi kuchlanishlar esa quyidagiga teng bo‘ladi

$$\left.\begin{aligned} U_{chFD1} &= K_d \cdot U_{d1} = K_d\sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2/4 + U_g U_{FM}\cos\varphi(t)} \\ U_{chFD2} &= K_d \cdot U_{d2} = K_d\sqrt{U_g^2 + \frac{U_{FM}^2}{4} - U_g U_{FM}\cos\varphi(t)} \end{aligned}\right\}. \qquad (6.46)$$

Balans FDining chiqishidagi kuchlanish

$$U_{chFD} = U_{chFD1} - U_{chFD2} = K_d(U_{d1} - U_{d2}). \qquad (6.47)$$

Balans faza detektori detektorlash xarakteristikasining $\varphi = 90°$ 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‘zgarsa $u_{FM}(t) = U_\omega \sin[\omega_0 t + \varphi(t)]$ qonuni bilan o‘zgarishi kerak.

6.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signalning 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. ChDni inersiyasiz NEZ da ham yaratib bo‘lmaydi, chunki uning chiqishidagi kesish burchagi θ bo‘lgan kosinusoidal impulslarning 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;

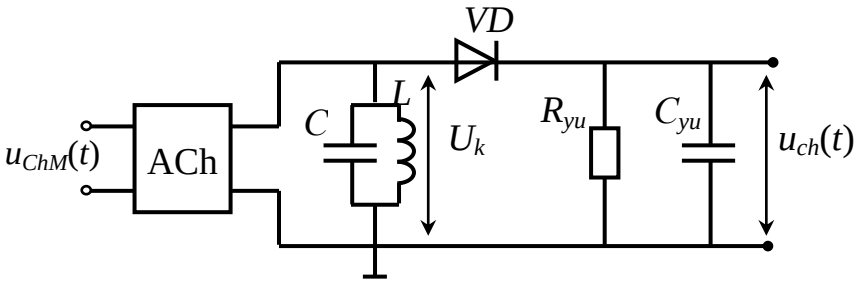
b) ChM signal FM signalga aylantiriladi va FD yordamida detektorlanadi;

v) ChM signal impulslar ketma-ketligi oralig‘i o‘zgaruvchan signalga aylantiriladi va impuls detektori yordamida detektorlanadi.

Odatda detektorlash xarakteristikasi simmetrik shaklga ega bo‘lgan ChD lardan keng foydalaniladi, chunki ular chiziqliga yaqin detektorlash xarakteristikasiga egalar. Natijada ularning chiqish kuchlanishlari $u_{ch}(t)$ kirish signali chastotasining o‘zgarishiga mos keladi.

6.6.1. Chastota o‘zgarishini amplituda o‘zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori

Bir parallel konturli chastota detektorining sxemasi 6.16-rasmda keltirilgan.



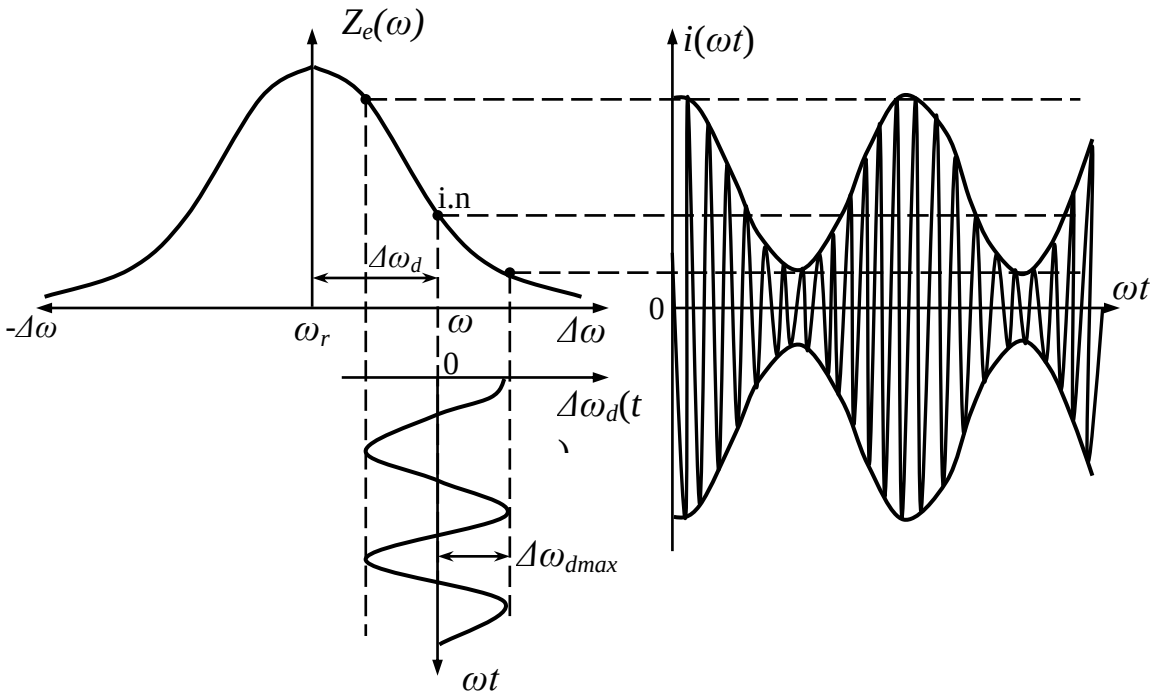
6.16-rasm. *Chastota o‘zgarishini amplituda o‘zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori*

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 chastotasining o‘rtacha qiymatiga mos qilib ish nuqtasi o‘rnatiladi (6.17-rasm).

AChning chiqishidagi tok birinchi garmonikasi I_1 ning amplitudasi o‘zgarmaydi, ammo uning chastotasi $\pm\Delta\omega_d$ ga o‘zgarishiga *LC* kontur ekvivalent qarshiligi $Z_e(\omega)$ ning turli qiymatlari mos keladi, natijada *LC* konturdagi kuchlanishning amplitudasi $\Delta\omega_d$ ga mos ravishda o‘zgaradi. Umuman *LC* konturdagi kuchlanish chastotasi va amplitudasi baravariga o‘zgaruvchi ChAM tebranish ko‘rinishida bo‘ladi. Konturdagi kuchlanish U_k AD yordamida detektorlanadi. Detektor xarakteristikasining shakli *LC* kontur AChXsining $\pm\Delta\omega_d$ oraliqdagi qismi shaklida bo‘ladi. Bu ChDining chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = \frac{K_d \cdot U_d}{\sqrt{1 + \frac{2(\omega_0 - \omega_r)}{\omega_r} Q}}, \qquad (6.48)$$

bunda K_d – AD uzatish koeffitsiyenti, ω_0 – ChM signal chastotasi, ω_r – LC konturning rezonans chastotasi, Q – konturning aslligi.

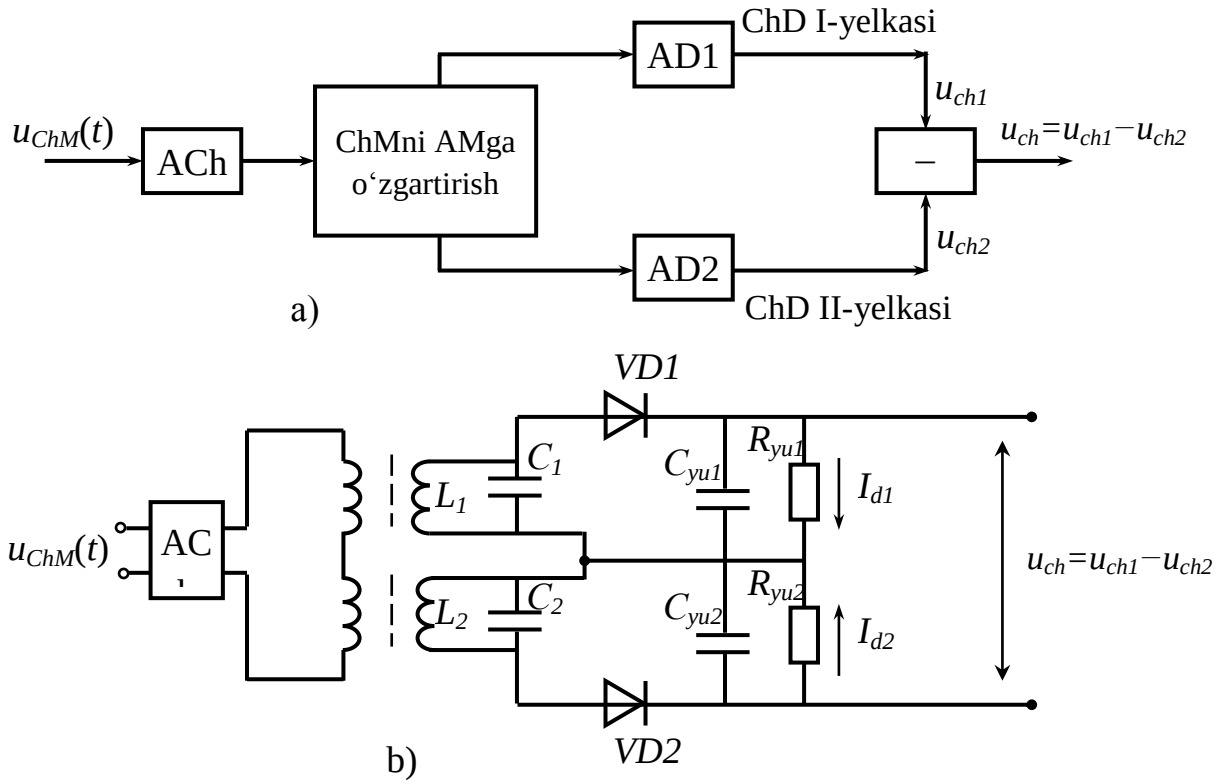


6.17-rasm. *Tebranish konturi sozlanmagan chastota detektorining ishlashiga oid vaqt diagrammalari*

Ushbu ChDining detektorlash xarakteristikasini yanada chiziqliroq qilish uchun uning aslligi Q ni kamaytirish yoki tebranish konturlarining rezonans chastotalari kirish signalining o‘rtacha chastotasi ω_0 dan $\pm\Delta\omega$ ga farq qiluvchi ikki konturli balanslangan ChD dan foydalanish kerak.

6.6.2. Tebranish konturlari o‘zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori

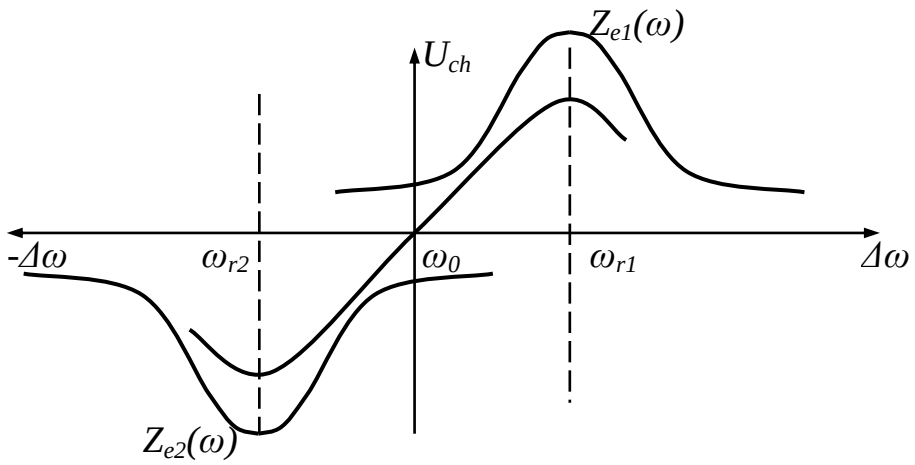
Tebranish konturlari o‘zaro sozlanmagan balansli ChDining strukturaviy va elektr sxemasi 6.18-rasmda keltirilgan.



6.18-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 $\omega_{r1} = \omega_0 - \Delta\omega$ chastotalarga sozlangan. Agar kirish signalining 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 $U_{ch} = 0$ bo‘ladi; agar kirish signali chastotasi $\omega > \omega_0$ bo‘lsa, L_1C_1 konturdagi kuchlanish L_2C_2 konturdagi kuchlanishdan katta bo‘ladi, ya’ni $U_{k1} > U_{k2}$ bo‘ladi, natijada $U_{ch} > 0$ va nihoyat agar kirish signalining chastotasi $\omega < \omega_0$ bo‘lsa, L_2C_2 konturdagi kuchlanish L_1C_1 konturdagi kuchlanishdan katta bo‘ladi, ya’ni $U_{k1} < U_{k2}$, natijada $U_{ch} < 0$ bo‘ladi. Ushbu ChDining detektorlash xarakteristikasi 6.19-rasmda keltirilgan.

Balansli ChDining detektorlash xarakteristikasi, agar tebranish konturining 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 ChDining detektorlash xarakteristikasi nochiziqli bo‘lib qoladi.

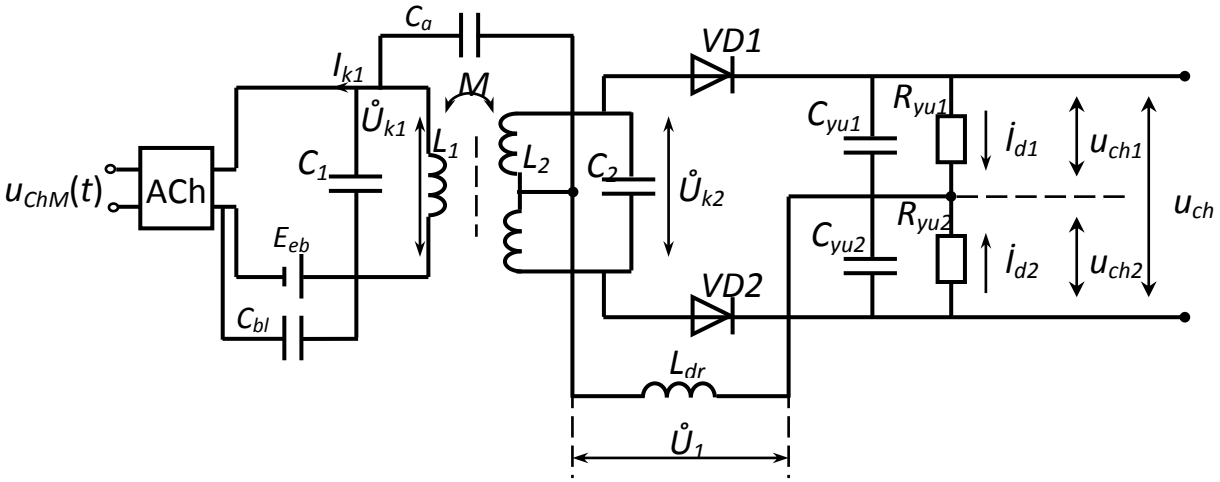


6.19-rasm. *Balansli chastota detektorining detektorlash xarakteristikasi*

6.6.3. O‘zaro induktiv bog‘langan, kirish ChM signalining o‘rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan ChD

Ushbu ChD kirishdagi ChM signalni FM ga o‘zgartirish va FD orqali detektorlashga asoslangan.

Konturlari o‘zaro induktiv bog‘langan ChDining sxemasi 6.20-rasmda keltirilgan. Odatda ushbu ChD har ikki yelkasidagi elementlar qiymatlari bir xil etib tanlanadi: ya’ni $R_{yu1} = R_{yu2} = R_{yu}$; $C_{yu1} = C_{yu2} = C_{yu}$ va diodlar bir turli.



6.20-rasm. *Konturlari o‘rtacha chastotaga sozlangan chastota detektori*

L_1C_1 va L_2C_2 konturlar ChM signalning o‘rtacha chastotasiga sozlangan. Konturlar chiqishiga AD_1 va AD_2 ulangan bo‘lib, ularning chiqishidagi kuchlanishlar U_{ch1} va U_{ch2}. Tok doimiy tashkil etuvchisi $VD_1 \rightarrow R_{yu1} \rightarrow L_{dr} - L_1$ ning yuqori yarim qismi va VD_1 yopiq kontur orqali; ikkinchi diod orqali $VD_2 \rightarrow R_{yu2} \rightarrow L_{dr} - L_2$ ning pastki yarim qismi va VD_2 yopiq kontur orqali o‘tadi. L_{dr} – diodlar orqali o‘tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi zanjirini yopish uchun xizmat qiladi. Ushbu ChD da maxsus ayiruvchi qurilma yo‘q, chiqish kuchlanishi U_{ch1} va U_{ch2} larni bir-biridan oddiy ayirish natijasida hosil bo‘ladi, ya’ni

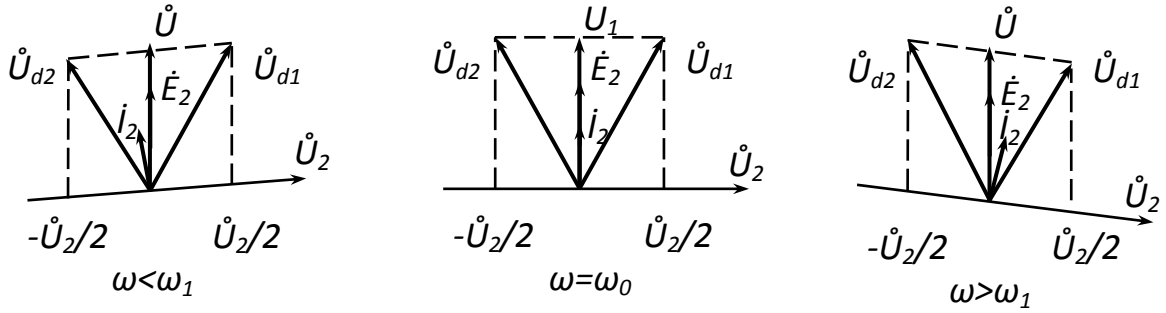
$$U_{ch} = U_{ch1} - U_{ch2}; \qquad (6.49)$$

bunda:

$$U_{ch1} = U_{d1}K_d = K_d(U_1 + 0{,}5U_2);$$
$$U_{ch2} = U_{d2}K_d = K_d(U_1 - 0{,}5U_2); \qquad (6.50)$$

(6.49) 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 o‘tadi: $VD_1 \rightarrow C_{k1} \rightarrow C_{k2} \rightarrow$ umumiy ulanish simi $\rightarrow C_{bl} \rightarrow L_1C_1$ – kontur $\rightarrow C_A \rightarrow L_2C_2$ kontur VD_1.

Diod VD_1 ga ikki kuchlanish: birinchi L_1C_1 konturdagi $\dot{U}_{k1}$ kuchlanish va ikkinchi L_2C_2 konturdagi kuchlanishning yarimi, ya’ni $0{,}5\dot{U}$ qo‘yilgan. $\dot{U}_{k1}$ kuchlanishi yuqori chastota bo‘yicha L_1C_1 konturga parallel ulangan L_{dr} – drossel ajraladi. L_{dr} – drossel L_1C_1 konturga ta’sir etmasligi uchun $L_{dr} \approx 10L_1$ sharti bajarilishi kerak. Har bir onda U_{d1} va U_{d2} kuchlanishlar bir-biriga teskari bo‘ladi.



6.21-rasm. *Konturlari o‘rtacha chastotaga sozlangan chastota detektorining ishlashiga oid vektor diagrammalar*

Bog‘langan va sozlangan konturli ChD ishlash prinsipini 6.21-rasmda keltirilgan vektor diagrammalar bilan tushuntirish oson. Agar $\omega = \omega_0$ bo‘lsa (6.21a-rasm), signal o‘rtacha chastotasi ω_0 konturlar L_1C_1 va L_2C_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_2C_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. $\dot{U}_{k2}$ 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.

6.21b-rasmda kirish 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 $\dot{E}_2$ 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‘rinib turibdiki $\dot{U}_{d2} > \dot{U}_{d1}$, bunda $\dot{U}_{ch1} > \dot{U}_{ch2}$ 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 signalning o‘rtacha chastotasiga sozlangan balanslangan ChDining detektorlash xarakteristikasi ancha keng chiziqli qismga ega bo‘lib, uning kengligi 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 $\dot{U}_{k2}$ 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. *Amplituda detektorining detektorlash xarakteristikasi nima?*
3. *Chastota detektorining detektorlash xarakteristikasi nima?*
4. *Faza detektorining detektorlash xarakteristikasi nima?*
5. *Modulyatsiyalangan signallar buzilishlarsiz detektorlanishi uchun ularning detektorlash xarakteristikalari qanday ko‘rinishda bo‘lishi kerak?*
6. *Amplituda detektorilarda R_{yu} va C_{yu} qiymatlari qanday shart asosida tanlanadi?*
7. *Amplituda detektori kuchsiz signal ta’sirida ishlaganda uning detektorlash xarakteristikasi qanday ko‘rinishda bo‘ladi? Buzilish koeffitsiyenti m=0,5 bo‘lganda qanday qiymatga ega bo‘ladi?*
8. *Kuchli signal ta’sirida ADi qaysi rejimda ishlaydi va uning detektorlash xarakteristikasi qanday ko‘rinishda bo‘ladi?*
9. *FM signallarni qaysi usul bilan detektorlash mumkin?*
10. *ChM signallarni qaysi usullar bilan detektorlash mumkin?*
11. *ChD larning qaysi turlarini bilasiz?*

7. DISKERT VA IMPULSLI MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

7.1. Diskret modulyatsiyalangan signallarning turlari va ularning spektrlari

Diskret modulyatsiya natijasida diskret xabar a_i simvollariga ma'lum kodlash usulidan foydalangan holda tegishli kodlar kombinatsiyalari biriktiriladi. Odatda bu kodlar kombinatsiyalari "1" va "0" ikkilik ($M = 2$) elementar signallardan iborat bo'ladi. Bu elementar signallar yuqori chastotali tashuvchini modulyatsiyalaydi. Modulyatsiya natijasida tashuvchining modulyatsiyalangan parametri ko'p hollarda modulyatsiyalovchi signaldagi bir-biridan farqlanuvchi elementar signallarga mos ravishda ikkilik aloqa tizimlari uchun $S_1(t)$ va $S_2(t)$ yoki ko'p asosli tizimlar uchun ($M > 2$) bo'lganda $S_1(t)$, $S_2(t)$, ... $S_m(t)$ ta turli ko'rinishlarni oladi. Modulyatsiya natijasida modulyatsiyalangan signal modulyatsiyalovchi cheklangan sonli signallardan biriga mos keluvchi ko'rinishni olgani uchun, diskret modulyatsiyalangan signallarni *manipulyatsiyalangan signallar* deb ham ataladi.

Odatda diskret modulyatsiyalangan signallarni shakllantirishda tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik signallardan foydalaniladi:

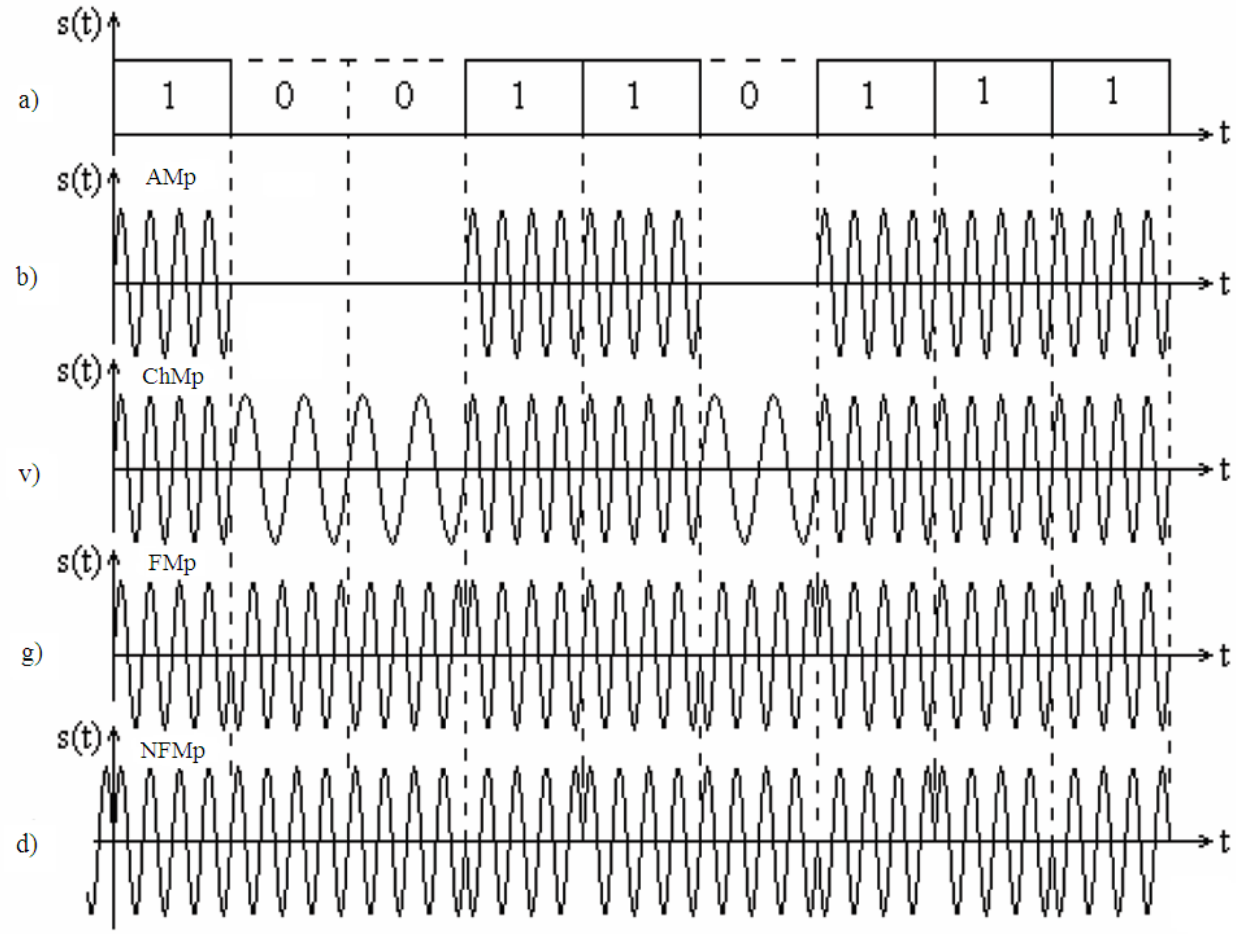
$$u_t(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \qquad (7.1)$$

va uning amplitudasi A_0, chastotasi ω_0 va fazasi φ_0 ni diskret signallarga mos ravishda o'zgartirib AMp, ChMp va FMp signallarni olish mumkin. Modulyatsiyani amalga oshiruvchi qurilma modulyator, manipulyator deb ataladi.

"1" va "0" elementar simvollar ketma-ketligiga mos ravishda manipulyatsiyalangan AM, ChM, FM va NFM signallar vaqt diagrammalari 7.1-rasmda keltirilgan.

Amplitudasi diskret modulyatsiyalangan signal (7.1a-rasm)da "1" simvoli davomiyligi τ_0 ga teng bo'lgan radioimpulsni uzatish orqali, "0" simvoli esa radioimpuls uzatilmasdan amalga oshiriladi. Chastota manipulyatsiyasida "1" ni uzatish chastotasi f_1 va "0" ni uzatish chastotasi f_2 bo'lgan tashuvchini τ_0 vaqt

davomida uzatish orqali amalga oshiriladi. Oddiy fazasi manipulyatsiyalangan signallarda yuqori chastotali tashuvchining fazasi har gal “1” simvoli “0” ga almashganda va “0” simvoli “1” ga almashganda $180°$ (π) ga o‘zgaradi.



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

FM signallarni qabul qilishdagi ba’zi muammolardan holi bo‘lish uchun, hozirda asosan fazasi nisbiy modulyatsiyalangan (NFM) signallardan foydalaniladi. Bunda oddiy FMdan farqli NFM signal tashuvchisining fazasi “1” simvoli uzatilganda $180°$ ga o‘zgaradi, “0” simvoli uzatilganda tashuvchisining fazasi o‘zgarmas saqlanadi. NFM signalda fazaning o‘zgarishi avvalgi simvolga (“1” yoki “0”) nisbatan bo‘ladi. Bu usuldan ChM, AMlarda ham foydalanib nisbiy ChM (NChM) va nisbiy AM (NAM) signallarni shakllantirish mumkin. Delta modulyatsiyani ham nisbiy modulyatsiyalangan signal deb hisoblash

mumkin.Takrorlanish davri $T = 2\tau_0$ bo‘lgan ikkilik diskret signal $u(t)$ bilan amplitudasi, chastotasi va fazasi manipulyatsiyalangan signallarning spektrlarini ko‘rib chiqamiz.

Amplitudasi manipulyatsiyalangan signal spektri.

AMp signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s(t) = A_0 u(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \tag{7.2}$$

bunda,
$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0, \\ 0, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \tag{7.3}$$

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

$$u(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t. \tag{7.4}$$

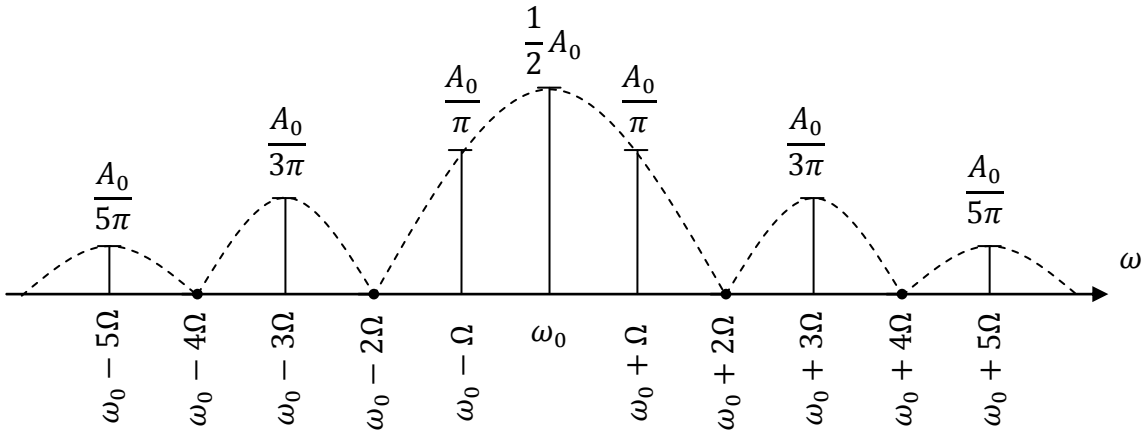
(7.4) ifodani e’tiborga olsak AMp signal uchun (7.2) ifoda quyidagi ko‘rinishni oladi:

$$s(t) = A_0 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t \right) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) =$$

$$= \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0) -$$

$$- \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0). \tag{7.5}$$

(7.5) ifoda asosida qurilgan AMp signal spektri 7.2-rasmda keltirilgan.



7.2-rasm. *AMp signal spektri*

Bu signal spektrida tashuvchining amplitudasi $\frac{1}{2}A_0$ ga teng bo‘lib, ikki yon polosa spektrlari tashkil etuvchilarining amplitudalari quyidagicha aniqlanadi:

$$A_k = \frac{A_0}{2\pi}\frac{1-\cos k\pi}{k} = \frac{A_0}{k\pi}\sin\frac{k\pi}{2}. \quad (7.6)$$

AMp signal spektri o‘guvchisi quyidagicha ifodalanadi:

$$A(\omega) = \frac{A_0\tau_0}{2}\frac{\sin 0.5(\omega-\omega_0)\tau_0}{0.5(\omega-\omega_0)\tau_0}, \quad (7.7)$$

va bu og‘uvchi shaklan modulyatsiyalovchi diskret signal spektrini ω_0 chastotaga yuqoriga surilgan shaklini takrorlaydi.

Fazasi diskret manipulyatsiyalangan signal spektri.

FMp signalni quyidagi formula orqali ifodalash mumkin:

$$s(t) = A_0\sin[\omega_0 t + \Delta\varphi u(t) + \varphi_0] =$$

$$= A_0\cos[\Delta\varphi u(t)]\sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0\sin[\Delta\varphi u(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (7.8)$$

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

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0, \\ -1, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \quad (7.9)$$

(7.9) formuladagi $u(t)$ ni (7.8) ifodaga qo‘yib, quyidagini olamiz:

$$s(t) = A_0\cos\Delta\varphi\sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0 u(t)\sin\Delta\varphi\cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (7.10)$$

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

$$u(t) = \frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1-\cos k\pi}{k}\sin k\Omega t. \quad (7.11)$$

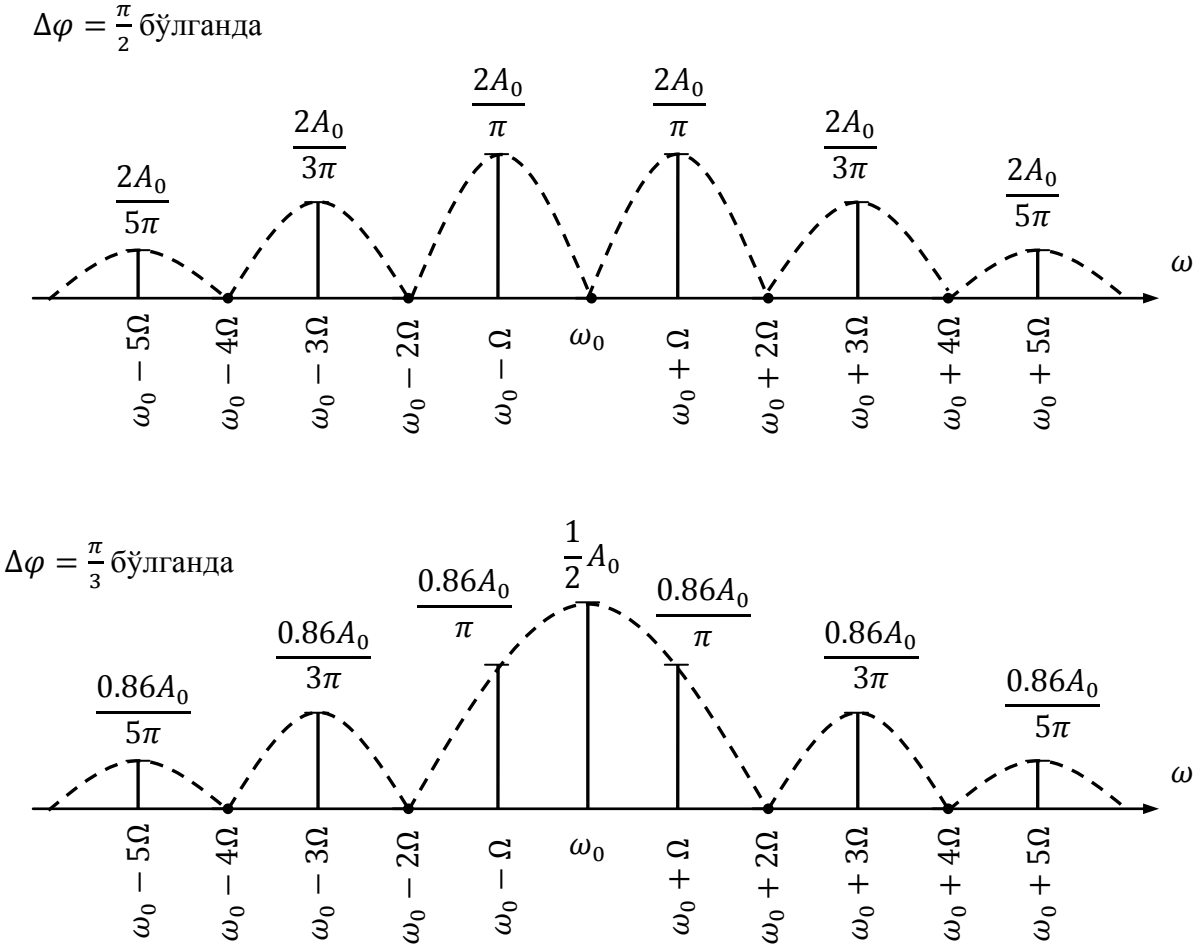
(7.11) ni e’tiborga olib (7.10) ni quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$s(t) = A_0\cos\Delta\varphi\sin(\omega_0 t + \varphi_0) + + \frac{2A_0}{\pi}\sin\Delta\varphi\cos(\omega_0 t + \varphi_0)\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1-\cos k\pi}{k}\sin k\Omega t =$$

$$= A_0\cos\Delta\varphi\sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0}{\pi}\sin\Delta\varphi\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1-\cos k\pi}{k}\sin(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0) -$$

$$-\frac{A_0}{\pi}\sin\Delta\varphi\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1-\cos k\pi}{k}\sin(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0). \quad (7.12)$$

Faza deviatsiyasi $\Delta\varphi$ ning $\pi/2$ va $\pi/3$ qiymatlari uchun FMp signal spektri 7.3-rasmda keltirilgan.



7.3-rasm. *FMp signal spektri*

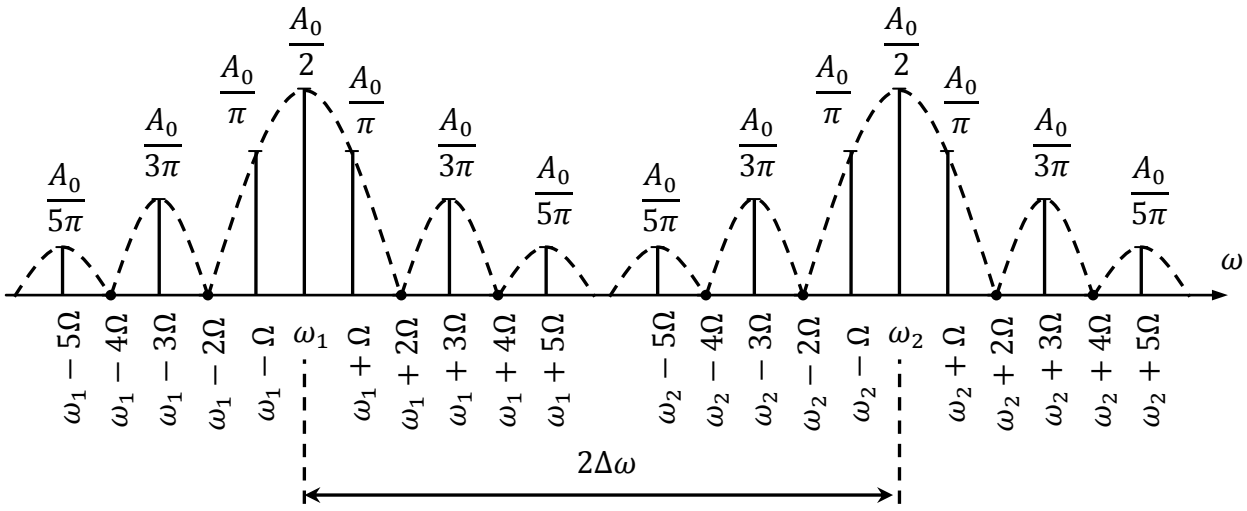
Bu FMp signal spektri tashuvchining chastotasi ω_0 va ikki yon polosa spektr tashkil etuvchilardan iborat. Signal tashuvchisining amplitudasi xuddi analog modulyatsiyalangan FM signaldagidek $\Delta\varphi$ – faza deviatsiyasiga bog‘liq bo‘lib, $\Delta\varphi = \pi/2$ da u nolga teng bo‘ladi. Yon polosa spektri tashkil etuvchilarining amplitudasi ham faza deviatsiyasiga bog‘liq bo‘lib, $\Delta\varphi$ ning qiymati 0 dan $\pi/2$ gacha o‘zgarganda signal tashuvchisining amplitudasi nolgacha kichiklashib boradi va yon polosa spektr tashkil etuvchilarining amplitudasi kattalashib boradi, ya’ni signal umumiy quvvati saqlanib qoladi va u signal spektri tashkil etuvchilariga taqsimlanib boradi, faza deviatsiyasining qiymati $\Delta\varphi = \pi/2$ bo‘lganda FMp signalning hamma energiyasi uning yon spektri tashkil etuvchilari

orasida taqsimlangan bo‘ladi. Xuddi AMp signaldagidek FMp signal spektri og‘uvchisi ω_0 chastotaga surilgan yakka impuls $u(t)$ ning $\sin\Delta\varphi$ ga ko‘paytmasi orqali aniqlanadi, ya’ni

$$A(\omega) = A_0\tau_0 \sin\Delta\varphi \frac{\sin 0.5(\omega-\omega_0)\tau_0}{0.5(\omega-\omega_0)\tau_0}. \qquad (7.13)$$

Chastotasi manipulyatsiyalangan signal spektri.

Chastotasi manipulyatsiyalangan signal spektri xuddi shu usulda aniqlanadi va uning spektri ikki xil qiymatga ega bo‘lgan f_1 va f_2 chastotalarni davriy signal $u(t)$ bilan amplitudasi bo‘yicha manipulyatsiyalash natijasida olingan spektrlar yig‘indisiga teng bo‘ladi (7.4-rasm).



7.4-rasm. *ChMp signal spektri*

Avval ko‘rib chiqilgan, modulyatsiyalangan signallarni shakllantirishda tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik signallardan foydalanib, ushbu tashuvchining amplitudasi, fazasi va chastotasini nisbatan past chastotali modulyatsiyalovchi signal $u(t)$ bilan modulyatsiyalagan (uzatilayotgan xabar signaliga mos ravishda o‘zgartirgan) edik. Raqamli aloqa tizimlarida (radiotelemetriya, radioboshqaruv va boshqalar) birlamchi axborot tashuvchi sifatida impulslar ketma-ketligidan ham foydalaniladi. Bu impulslar ketma-ketligi quyidagi asosiy parametrlarga ega: impuls amplitudasi, takrorlanish chastotasi, impuls davomiyligi. Ushbu parametrlarning birortasini uzatilayotgan xabarga mos

ravishda o‘zgartirish natijasida impulslarni modulyatsiyalash amalga oshiriladi. Ushbu modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi bilan ikkilamchi – asosiy garmonik tebranish signali amplitudasi, chastotasi yoki fazasini modulyatsiyalash natijasida IAM-AM, IAM-ChM, IAM-FM, IChM-AM, IChM-FM, IKM-AM, IKM-ChM va h.k. yuqori chastotali signallar shakllantiriladi va radiokanallar orqali uzatiladi.

7.2. Impulslar ketma-ketligini modulyatsiyalash (impulsli modulyatsiya)

Modulyatsiyalanadigan impulslar ketma-ketligining chastotasi V.A. Kotelnikovning uzluksiz signallarni diskretlash haiqdagi teoremasi asosida aniqlanadi, bunda impulslarning takrorlanish chastotasi f_i modulyatsiyalovchi analog signalning maksimal chastotasi F_m dan kamida ikki barobar katta bo‘lishi shart.

Turli parametrlari modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketliklarining vaqt diagrammalari 7.5-rasmda keltirilgan.

1. ***Impuls amplitudasi modulyatsiyasi*** (IAM), bunda impulslar ketma-ketligining amplitudalari uzatilayotgan xabarga mos ravishda o‘zgaradi. Impulslar amplitudasi modulyatsiyasida impulsning amplitudasi quyidagicha o‘zgaradi:

$$A(t) = A_0 + \Delta A[u(t)].$$

IAM signallar ikki xil bo‘lishi mumkin:

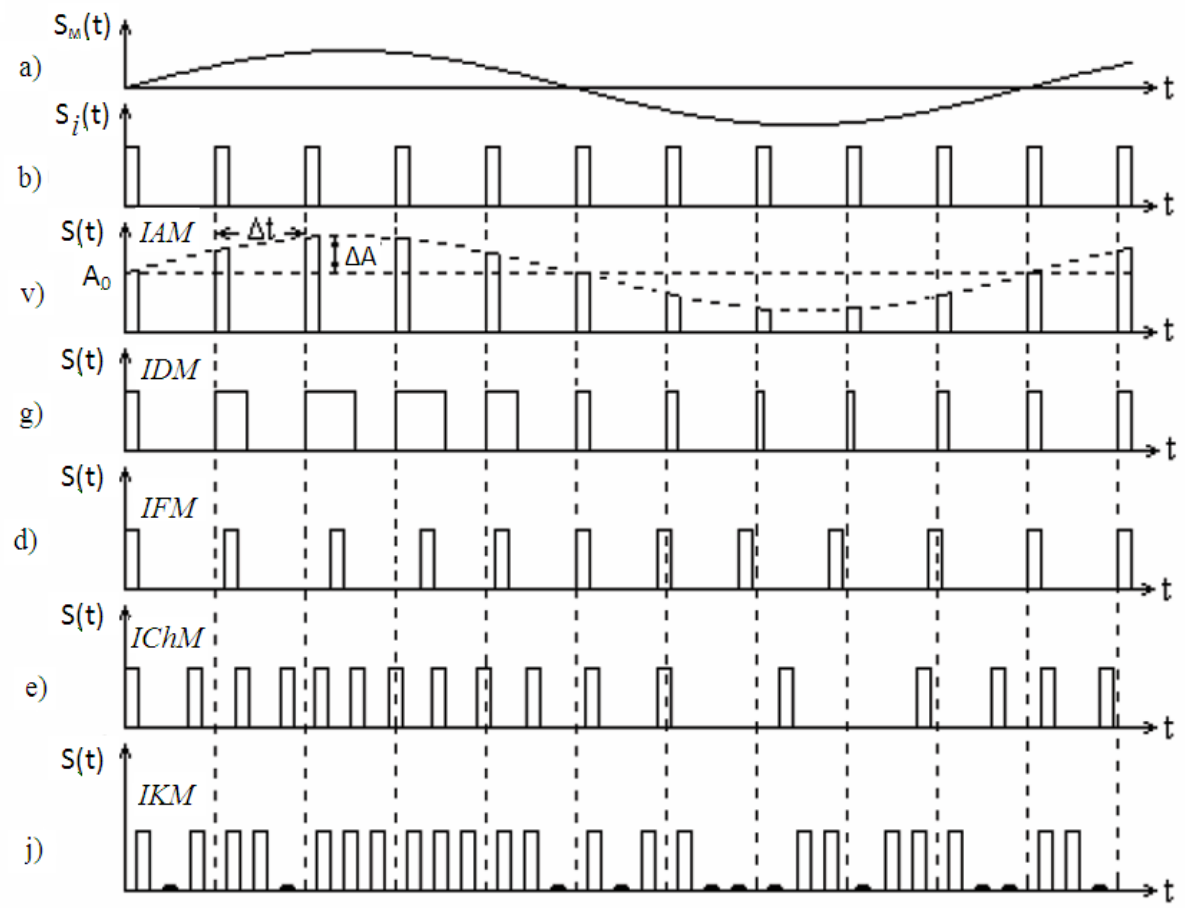
a) birinchi tur IAM-I, bunda impulslarning oniy qiymatlari modulyatsiyalovchi xabarga mos ravishda o‘zgaradi;

b) ikkinchi tur IAM-II, bunda impulslar amplitudasi uning davomiyligi τ_0 da o‘zgarmas bo‘lib, modulyatsiyalovchi signalning takt nuqtasidagi qiymatiga mos keladi (7.5v-rasm).

2. ***Impuls davomiyligi modulyatsiyasi*** (IDM), bunda uzatilayotgan xabarga mos ravishda impulslarning davomiyligi (kengligi) τ_0 o‘zgaradi. Impulslar davomiyligi modulyatsiyasida impulslarning kengligi quyidagicha o‘zgaradi:

$$\tau_0(t) = \tau_0 + 2\Delta\tau_m[u(t)],$$

bunda, $\Delta\tau_m$ – impulsning bir tomonga maksimal kengayishi.



7.5-rasm. *Turli parametrlari modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketliklari vaqt diagrammalari*

IDM ikki turli bo‘lishi mumkin (7.5g-rasm):

a) impulsning takt chizig‘iga nisbatan faqat bir tomonga – orqa tomonga $\Delta\tau(t)$ ga uzatilayotgan xabar signalining amplitudasiga mos ravishda kengayishi;

b) impulsning takt chizig‘iga nisbatan har ikki tomonga uzatliyotgan xabar signalining amplitudasiga mos ravishda $\Delta\tau(t)$ ga kengayishi (old va orqa frontning bir hilda surilishi);

3. ***Impulslar fazasi modulyatsiyasi*** (IFM), bunda uzatilayotgan xabarga mos ravishda impulslarning holati takt chizig‘iga nisbatan chapga yoki o‘ngga siljiydi (davomiyligi τ_0 o‘zgarmas saqlanib qoladi, 7.5d-rasm). Impulslar fazasi

modulyatsiyalanganda uning fazasi (boshlang‘ich holati) takt chizig‘iga kT_i nisbatan oldiga yoki orqaga siljiydi, ya’ni

$$t_k = \theta(t) = kT_i + \Delta\tau_m[u(t)].$$

4. ***Impulslar chastotasi modulyatsiyasi*** (IChM), bunda impulslarning takrorlanish chastotasi modulyatsiyalovchi xabar signalining amplitudasiga mos ravishda $\pm\Delta f_i$ ga o‘zgaradi (7.5e-rasm). Impulslar chastotasi modulyatsiyalanganda ularning takrorlanish chastotasi $u(t)$ xabarga mos ravishda kattalashadi va kichiklashadi.

$$f_T = f_i + \Delta f_i[u(t)].$$

IFM va IChM signallarni umumlashtirgan holda vaqt bo‘yicha modulyatsiyalangan impuls – impuls vaqt modulyatsiyasi (IVM) deb ataladi.

5. ***Impuls kod modulyatsiyasi*** (IKM), bunda birlamchi analog xabar (signal) diskretlash va kvantlash natijasida raqamli kodlangan diskret xabarga aylantiriladi va har bir takt chizig‘i vaqti oralig‘ida ushbu kodlar kombinatsiyasiga mos keluvchi “1” va “0” elementar signallar ketma-ketligi shakllantiriladi. Ushbu kodlar ketma-ketligining impulslari yuqori chastotali garmonik tebranish signalining asosiy parametrlaridan birini modulyatsiyalashi natijasida: IKM-AM, IKM-ChM, IKM-NFM signallar shakllantiriladi.

7.3. Impuls amplitudasi modulyatsiyalangan signal spektri

To‘rtburchak shaklidagi videoimpulslar ketma-ketligini past chastotali bir tonli signal $u(t) = U_m \cos\Omega t$ bilan IAM-I signal spektrini aniqlaymiz. Modulyatsiyalovchi xabar signali $u(t) = 0$ bo‘lgan holat uchun videoimpulslar ketma-ketligi spektri quyidagilardan tashkil topgan bo‘ladi.

$$s(t) = \frac{A_0\tau_i}{T}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(k\omega_1\tau_i/2)}{k\omega_1\tau_i/2}\cos k\omega_1 t\right], \qquad (7.14)$$

bunda, A_0, T, $\omega_1 = 2\pi/T$, τ_i – amplituda, impulslarning takrorlanish davri, chastotasi va davomiyligi.

Impulslar ketma-ketligi amplituda modulyatsiyasi natijasida quyidagi qonuniyat bo‘yicha o‘zgaradi:

$$\mathrm{u(t)} = \mathrm{A_0}(1 + \mathrm{m}\cos\Omega\mathrm{t}), \qquad m = \frac{kU_m}{A_0}.$$

Bu holda

$$s(t) = A_0[1 + m\cos\Omega t]\frac{\tau_i}{T}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(k\omega_1\tau_i/2)}{k\omega_1\tau_i/2}\cos k\omega_1 t\right], \qquad (7.15)$$

Uncha murakkab bo‘lmagan trigonometrik o‘zgartirishlardan so‘ng IAM signal uchun quyidagi ifodani olamiz:

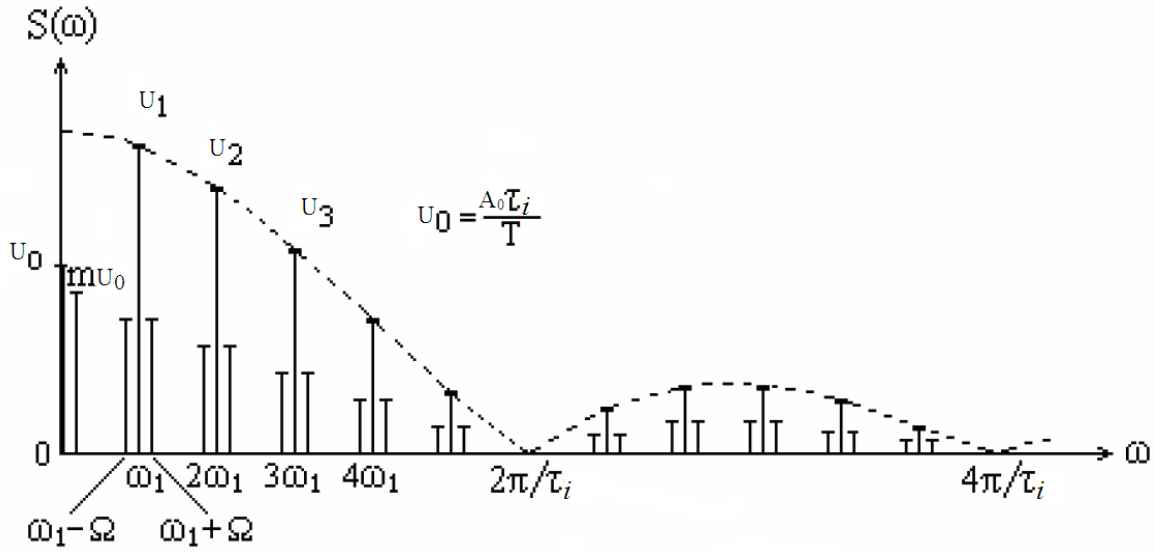
$$s(t) = A_0\frac{\tau_i}{T}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(k\omega_1\tau_i/2)}{k\omega_1\tau_i/2}\cos k\omega_1 t\right] + mA_0\frac{\tau_i}{T}\cos\Omega t +$$

$$mA_0\frac{\tau_i}{T}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(k\omega_1\tau_i/2)}{k\omega_1\tau_i/2}\cos k\omega_1 t\,[\cos(k\omega_1 + \Omega)t + \cos(k\omega_1 - \Omega)t]. \quad (7.16)$$

(7.15) va (7.16) ifodalarni bir tonli xabar signali $u(t) = U_m\cos\Omega t$ bilan modulyatsiyalash natijasida olingan IAM signal spektri oddiy modulyatsiyalanmagan impulslar spektridan quyidagilar bilan farqlanadi:

- modulyatsiyalovchi signal chastotasi Ω ga teng tashkil etuvchisining borligi bilan;

- modulyatsiyalanmagan impulslar ketma-ketligi spektrining har bir tashkil etuvchisi yonida $k\omega_1 \pm \Omega$ chastotali yon tashkil etuvchilari borligi bilan (7.6-rasm).



7.6-rasm. *IAM signal spektri*

Agar impulslar ketma-ketligi murakkab shakldagi (davriy bo‘lmagan) xabar signali bilan modulyatsiyalansa, u holda yuqori chastotali yon spektr tashkil etuvchilarining soni va past chastotali spektr tashkil etuvchilarining soni ko‘payadi. Ushbu IAM signal spektrida past chastotali (Ω) tashkil etuvchining borligi, uning detektorlanishini past chastotalar filtri yordamida amalga oshirish imkoniyatini beradi. Past chastotaga eng yaqin bo‘lgan IAM signal spektri tashkil etuvchisining chastotasi $k\omega_1 - \Omega$ ga teng bo‘lib, past chastotali tashkil etuvchilarni ajratib olishni osonlashtirish uchun $\omega_1 > 2\Omega$ sharti bajarilishi talab etiladi.

Boshqa tur impuls modulyatsiyasi signallarining spektrlari ham IAM signal spektri kabi aniqlanadi. Bunda modulyatsiyalanmagan impuls spektri ifodasidagi tegishli o‘zgaruvchining modulyatsiyalanadigan parametrini modulyatsiyalovchi $u(t)$ ga mos ravishda o‘zgartirish va uni tashkil etuvchilarga yoyish kerak bo‘ladi.

Nazorat savollari

1. *Diskret modulyatsiya deb qanday modulyatsiyaga aytiladi?*
2. *Amplitudasi, chastotasi va fazasi 110010 ketma-ketligi bilan manipulyatsiyalangan signallarning vaqt diagrammalarini chizing.*

3. *Nisbiy FMp signali oddiy FMp signaldan qanday farqlanadi va shakllantiriladi?*

4. *AMp, ChMp va NFMp signallar spektrini chizib ko‘rsating va ularni bir-biri bilan taqqoslang.*

5. *Impulslar ketma-ketligidan tashuvchi sifatida foydalanib qanday modulyatsiya turlarini amalga oshirish mumkin va ularning vaqt diagrammalari uzluksiz kosinusoidal signal bilan modulyatsiyalanganda qanday ko‘rinishda bo‘ladi?*

6. *Bir past chastota Ω yoki F bilan turli impulsli modulyatsiyalangan signallar uchun analitik ifodalarni yozing va tushuntirish bering.*

7. *Bir past chastota Ω yoki F bilan impulsli modulyatsiyalangan signallar spektri matematik ifodalarini yozing va spektr diagrammalarini chizing, ularni o‘zaro taqqoslang.*

8. UZLUKSIZ SIGNALLARNI DISKRETLASH VA KVANTLASH

8.1. Asosiy tushunchalar va ta’riflar

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

$u(t)$ funksiya orqali ifodalanadigan signal turlarini ko‘rib chiqamiz.

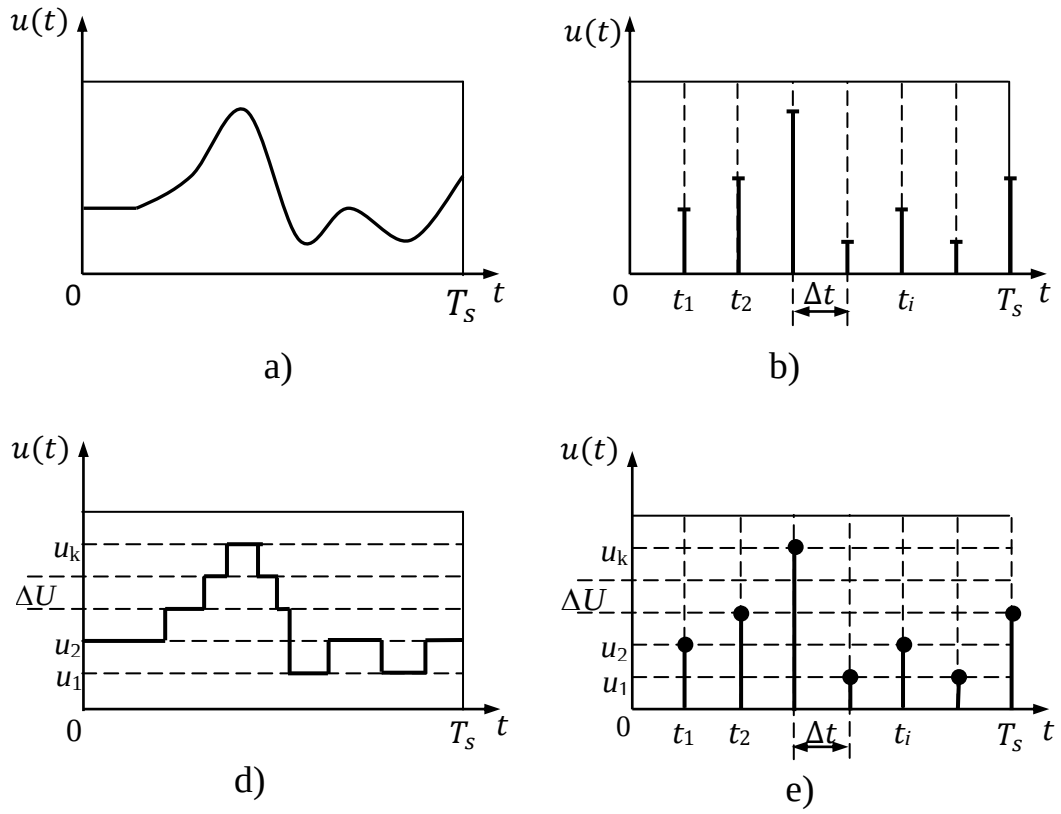
Uzluksiz argument t ning uzluksiz funksiyasi bo‘lgan $u(t)$ uzluksiz signal deb ataladi. Bunda uzluksiz signal $u(t)$ ning argumenti t uning boshlanishi $t = 0$ dan ushbu signalning davomiyligiga teng bo‘lgan vaqt T_s orasidagi hamma qiymatlarni qabul qiladi, ya’ni $t \in [0, T_s]$ (8.1a-rasm).

Diskret vaqt $t = k\Delta t$ ning uzluksiz funksiyasi bo‘lgan $u(k\Delta t)$ signal (8.1b-rasm) vaqt bo‘yicha diskret, sath bo‘yicha esa uzluksiz signal deb ataladi. Bu signalning funksiyasi argument vaqtning faqat $t = k\Delta t$ onlaridagina qiymatlarga ega bo‘ladi. Diskretlash oralig‘i Δt bir xil, ba’zi hollarda esa turlicha bo‘lishi mumkin.

Uzluksiz argument t ning diskret funksiyasi bo‘lgan $u(t) = l\Delta u(t)$ signal vaqt bo‘yicha uzluksiz, sath bo‘yicha esa diskret signal deb ataladi (8.1d-rasm). Bunda vaqt signal boshlanish va tugash vaqti $t(0, T_s)$ oralig‘idagi har qanday qiymatlarni qabul qiladi, sath esa $(l = 0,1,2, \dots N)$ ruxsat etilgan sath qiymatlaridan biri bo‘lgan $l\Delta u$ qiymatga teng bo‘ladi. Bunda ΔU – kvantlash qadami, ya’ni ikki eng yaqin ruxsat etilgan sath orasidagi farqqa teng bo‘ladi. Ushbu kvantlash qadami qancha kichik bo‘lsa uzluksiz sath qiymatini kvantlangan

sath bilan almashtirishdagi xatolikning absolyut qiymati $\varepsilon = \left|\frac{\Delta u}{2}\right|$ shuncha kichik bo‘ladi.

Diskret vaqt $t = k\Delta t$ ning diskret funksiyasi $u(t) = [(l\Delta u)(k\Delta t)]$ bo‘lgan signal vaqt va sath bo‘yicha diskret signal deb ataladi. Bunday signal diskret vaqt $t = k\Delta t$ larda $u(l\Delta u)$ $(l = 0,1,2, \dots N)$ qiymatlardan biriga teng bo‘ladi (8.1e-rasm).



8.1-rasm. *Signallarning turlari: a) – uzluksiz signal; b) – vaqt bo‘yicha diskret, sath bo‘yicha uzluksiz signal; d) – vaqt bo‘yicha uzluksiz, sath bo‘yicha diskret signal; e) – vaqt va sath bo‘yicha diskret signal.*

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

Uzluksiz signalni vaqt va sath bo‘yicha diskret signal $u(l\Delta u; k\Delta t)$ bilan almashtirib, uni kodlash asosida uzatishga asoslangan aloqa tizimi *diskret yoki raqamli aloqa tizimi* deb ataladi.

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

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

$$v(t) = \sum_{k=1}^{M} a_k u(t - k\Delta t), \qquad (8.1)$$

bunda, koeffitsiyent $a_k$ning qiymatlari diskretlangan signalning $t = k\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatlariga bog‘liq.

Vaqt bo‘yicha diskretlash oralig‘i shunday tanlanishi kerakki, tiklangan signal $v(t)$ birlamchi uzluksiz signal $u(t)$ dan talab etiladigan darajadan ko‘p farq qilmasligi kerak. Agar diskretlash oralig‘i Δt kichik qilib tanlansa, davomiyligi T_s ga teng bo‘lgan signaldan olingan oniy qiymatlarning soni ko‘p bo‘ladi, signalni qayta tiklash aniqligi yuqori bo‘ladi. Aksincha, agar diskretlash oralig‘i Δt katta qilib tanlansa, oniy qiymatlarning soni kam bo‘ladi, natijada signalni qayta tiklash aniqligi ham kamayadi.

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

Davomiyligi T_s bo‘lgan signaldan olingan oniy qiymatlarning soni uning optimal qiymatidan ko‘p – ortiqcha bo‘lsa, u aloqa kanalining signal o‘tkazish imkoniyatini oshirishni, EHMning signalga ishlov berish tezligini oshirishni talab qiladi, natijada xotirada saqlovchi va ro‘yxatga oluvchi qurilmalar tan narxining oshishiga sabab bo‘ladi. Shu nuqtai nazardan uzatilayotgan signaldagi

ortiqchalikni – ortiqcha ma’lumotlarni qisqartirish kerak, ya’ni uzluksiz signalni uning diskret vaqtlardagi oniy qiymatlari orqali tiklashda talab etiladigan optimal sonidan ortiqcha bo‘lmagani ma’qul.

Qabul qilingan belgilariga qarab signallarni diskretlash va qayta tiklash usullarini bir necha guruhlarga bo‘lish mumkin. Ushbu usullarni guruhlarga bo‘lish – klassifikatsiyalash uchun quyidagi belgi (alomat)larni tanlaymiz:

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

8.2. Uzluksiz signallarni bir xil oraliqlarda diskretlash. Kotelnikov teoremasi

Vaqt bo‘yicha diskretlash natijasida uzluksiz signal $u(t)$ bir-birini qamrab olmaydigan davomiyligi Δt_i bo‘lgan oraliqlarga bo‘linadi.

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

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

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

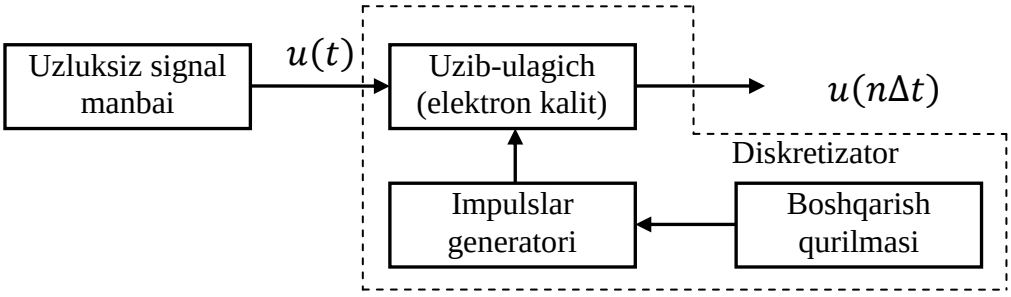
Vaqt bo‘yicha diskretlash oralig‘i Δt turlicha bo‘lsa, bunday diskretlash notekis diskretlash deb ataladi. Notekis diskretlash ikki turli bo‘ladi: adaptiv va dasturiy.

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

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

Uzluksiz signallarni bir xil oraliqlarda diskretlashda Δt_i larning davomiyligi va diskretlash chastotasi f_d o‘zgarmas – doimiy bo‘ladi.

Uzluksiz signalni vaqt bo‘yicha diskretlovchi qurilma **diskretizator** deb ataladi. 8.2-rasmda diskretizatorning funksional sxemasi keltirilgan.



8.2-rasm. *Diskretizatorning funksional sxemasi*

Diskretizatorni uzluksiz signalni ma’lum vaqtlarda elektron kalit yordamida uzib-ulovchi qurilma deb tahlil etish mumkin. Impulslar generatoridan elektron kalit kirishlaridan biriga berilayotgan signallar yordamida uning kirishiga berilgan uzluksiz $u(t)$ signal impulslar ketma-ketligiga o‘zgartiriladi. Impulslar generatorining ish jarayoni boshqarish qurilmasi orqali boshqariladi. Bir xil vaqt

oraliqlarida diskretlashda impuls generatoridan elektron kalitga berilayotgan impulslar chastotasi bir xil – o‘zgarmas bo‘ladi.

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

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{k}{2F_m}\right)\frac{\sin\omega_m(t-k\Delta t)}{\omega_m(t-k\Delta t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t)\varphi_k(t). \qquad (8.2)$$

bunda, $\Delta t = \frac{1}{2F_m}$ – ikki qo‘shni diskretlash vaqti oralig‘idagi qiymat, $u(k\Delta t)$ – $u(t)$ uzluksiz signalning $t = k\Delta t$ vaqt oraliqlarida olingan oniy qiymatlari.

(8.2) interpolyatsiyalash qatori – **Kotelnikov qatori** deb ataladi. Uzluksiz signal $u(t)$ ni Kotelnikov qatori bilan interpolyatsiyalash mumkinligini ko‘rib chiqamiz. Spektri kengligi chegaralangan $u(t)$ signal uchun Furye almashtirishini qo‘llab signal spektrini quyidagicha ifodalaymiz:

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t}dt, \qquad (8.3)$$

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

$$u(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_m}^{\omega_m} \dot{S}(\omega)e^{j\omega t}d\omega. \qquad (8.4)$$

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

$$\dot{S}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}}. \quad (8.5)$$

(8.5) ifodadagi C_k $u(t)$ signal spektri tashkil etuvchilarining koeffisientlari bo‘lib, u quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$C_k = \frac{1}{2\omega_m} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}} d\omega. \quad (8.6)$$

(8.4) va (8.6) ifodalarni taqqoslash shuni ko‘rsatadiki ular bir-biri bilan $\Delta t = \frac{\pi}{\omega_m}$ o‘zgarmas kattalikkacha aniqlik bilan bir-biriga mos keladi, bunda uzluksiz vaqt $t = -k\Delta t$ deb qabul qilinadi, natijada

$$C_k = \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t). \quad (8.7)$$

(8.7) ifodani (8.5) ifodaga qo‘yib $u(t)$ signal spektri funksiyasini quyidagi ko‘rinishga keltiramiz:

$$\dot{S}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}}. \quad (8.8)$$

(8.8) formulani (8.4) formulaga qo‘yamiz, bunda qator yig‘indisi alohida tashkil etuvchilari k ning hamma musbat va manfiy qiymatlari uchun aniqlanishini e’tiborga olib k ondagi minus belgisini plyusga almashtirish mumkin. Bundan tashqari (8.8) qatorni Furye integraliga yaqinlashishini e’tiborga olib integrallash va yig‘ish (qo‘shish) amallarini bajarish ketma-ketligini almashtirish mumkin, ya’ni avval integrallash amalini so‘ngra qo‘shish amalini bajarish mumkin. U holda

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega. \quad (8.9)$$

(8.9) formuladagi integrallash natijasi

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

ni e’tiborga olsak, (8.9) formula (8.2) ko‘rinishni oladi.

(8.2) ifodadan ko‘rinadiki, spektri F_m chastota bilan chegaralangan $u(t)$ signal o‘zining

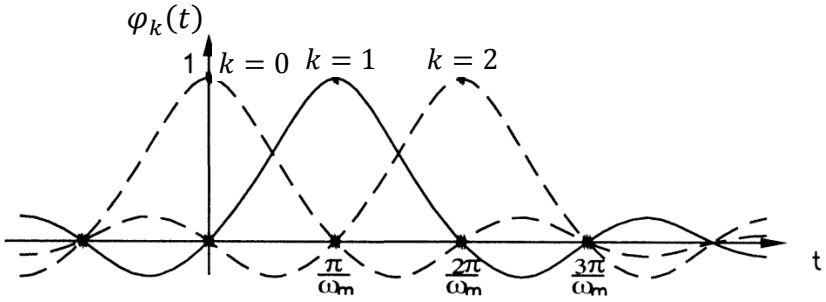
$$\Delta t = \frac{1}{2F_m} = \frac{\pi}{\omega_m} \tag{8.10}$$

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

Uzluksiz signal ikki tashkil etuvchidan: birinchisi $u(t)$ signalning $k\Delta t$ vaqtlarda olingan oniy qiymatlari $u(k\Delta t)$; ikkinchisi esa uzluksiz signalni vaqt bo‘yicha asos (bazis) funksiyasi

$$\varphi_k(t) = \frac{\sin\omega_m(t-k\Delta t)}{\omega_m(t-k\Delta t)} \tag{8.11}$$

dan iborat bo‘lib, bu funksiyaning grafigi 8.3-rasmda keltirilgan.



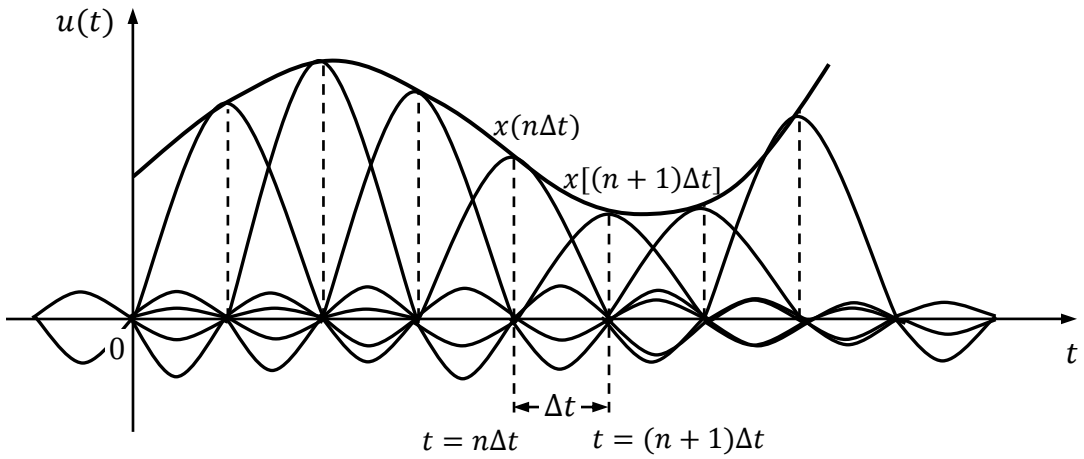
3.3-rasm. *Vaqt bo‘yicha ortogonal bazis (asos) funksiya*

Oniy qiymat bazis funksiyasi quyidagi xossalarga ega:

1. $t = k\Delta t$ vaqtlarda $\varphi_k(k\Delta t) = 1$ va $t = n\Delta t$ vaqtlarda $\varphi_k(n\Delta t) = 0$, bunda $n - k$ ga teng teng bo‘lmagan musbat yoki manfiy butun son;
2. $\varphi_k(t)$ vaqt funksiyasining spektri zichligi $|\omega| < \omega_m$ chastotalar oralig‘ida bir tekis bo‘lib, qiymati $\frac{1}{2F_m} = \frac{\pi}{\omega_m}$ ga teng.

Uzluksiz signal $u(t)$ ni $\varphi_k(t)$ bazis funksiya orqali tasvirlashga tegishli chizma 8.4-rasmda keltirilgan. Vaqt bazis funksiyasi $\varphi_k(t)$ ni ba’zan Kotelnikov funksiyasi deb ham ataladi.

(8.2) formulani keltirib chiqarishda uzluksiz signal $u(t)$ Direxle shartiga javob beradi deb qabul qilingan. Shuning uchun olingan natijani $t \to \infty$ da qiymati nolga teng bo‘lmaydigan signallarga nisbatan qo‘llash imkoniyatini bermaydi.



8.4-rasm. *Uzluksiz signalni Kotelnikov qatori orqali qayta tiklashga oid*

Kotelnikov teoremasi spektri kengligi chegaralangan, cheksiz davomiylikka ega bo‘lgan signallarga tegishli. Haqiqiy signallar ma’lum bir davomiylikka ega bo‘ladi. Har qanday davomiyligi chegaralangan signal cheksiz keng spektrga ega bo‘lib, (8.2) ifodani haqiqiy – real signallarga nisbatan qo‘llash uni qayta tiklashda ma’lum darajada tiklangan signalning diskretlangan uzluksiz signaldan farqlanishiga olib keladi, bunga sabab diskretlash oralig‘i (8.10) ni tanlash yoki diskretlash chastotasi $f_d = 2F_m$ ni tanlashdagi noaniqlikdir. Shuning uchun Kotelnikov teoremasini qayta tiklangan signal $\upsilon(t)$ uzatilgan diskretlangan signal $u(k\Delta t)$ lar asosida $\upsilon(t) \equiv u(k\Delta t)$ aniqlikda amalga oshirish uchun qo‘llash mumkin emas, amalda bunday aniqlik talab etilmasligi, aniqlik mezoni berilgan holatlarda foydalanish mumkin.

Davomiyligi T_s bo‘lgan va spektri eng yuqori chastotasi F_m bo‘lgan signaldan

$$N = \frac{T}{\Delta t} = 2F_m T \tag{8.12}$$

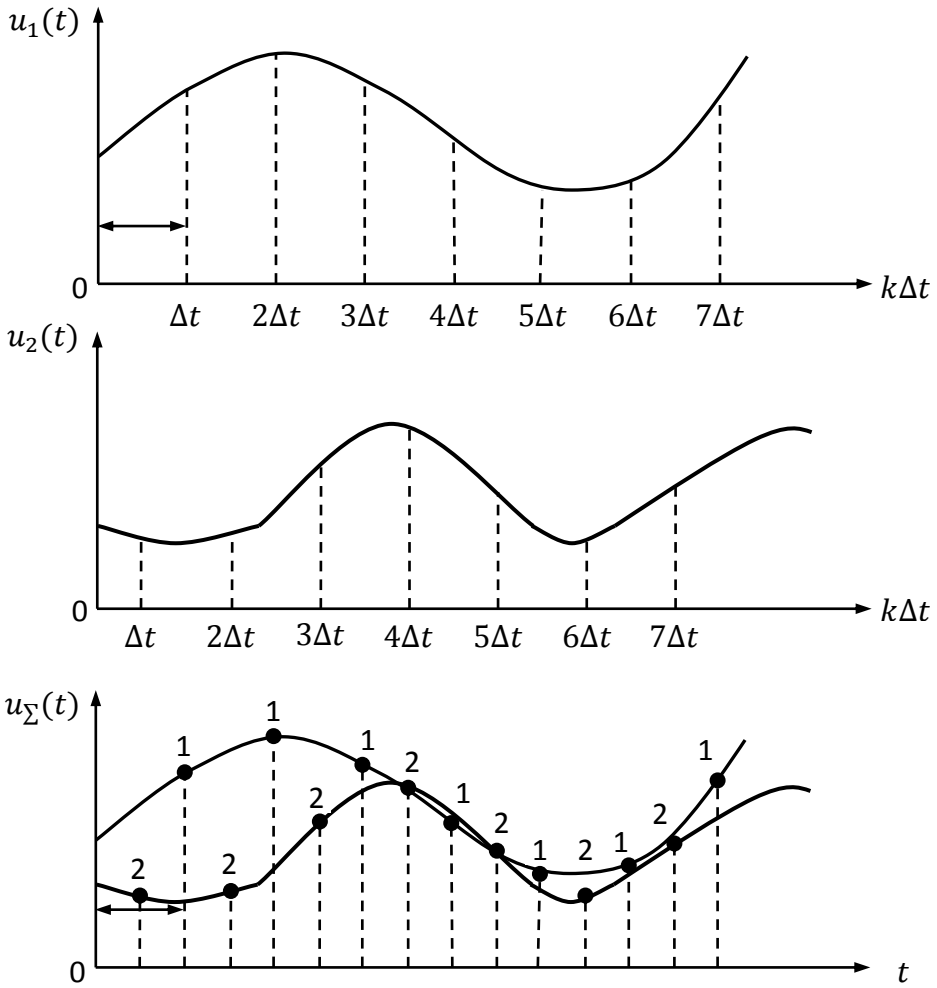
ta bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan oniy qiymatlarni olish mumkin.

(8.12) ifodani e’tiborga olib (8.2) formulani quyidagi ko‘rinishga keltirish mumkin:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{2F_m T} u(k\Delta t)\frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)}. \qquad (8.13)$$

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

Uzluksiz signalni Kotelnikov qatori orqali ifodalash aloqa kanallarini vaqt bo‘yicha zichlab, ikki qo‘shni diskret vaqt oralig‘ida boshqa axborot manbalaridan olingan signallarni uzatish imkoniyatini yaratadi. Signallarni ushbu asosda shakllantirish vaqt diagrammalari 8.5-rasmda keltirilgan.



8.5-rasm. *Vaqt bo‘yicha zichlashgan aloqa tizimida guruh signalini shakllantirish*

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

8.3. Diskretlangan signal spektri

Uzluksiz signal $u(t)$ ni dsikretlash natijasida uning $k\Delta t$ vaqtlarda olingan oniy qiymatlari $u(k\Delta t)$ ga mos keluvchi impulslar ketma-ketligi $u_\partial(t)$ shakllanadi. Analog signal spektri $S(j\omega)$ ni diskretlangan signal spektri $S_\partial(j\omega)$ bilan bog‘liqligini aniqlaymiz.

Diskretlangan signalni analog signalning $u(k\Delta t)$ vaqtlardagi oniy qiymatlarga proporsional δ-funksiyalar ketma-ketligi shaklida ifodalash mumkin (8.6-rasm), ya’ni

$$u_\partial(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t)\delta(t - n\Delta t). \qquad (8.14)$$

$\delta(t - n\Delta t)$ funksiya faqat $t = n\Delta t$ vaqtlarda nolga teng bo‘lmasligini e’tiborga olib, (8.14) formulani quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$u_\partial(t) = u(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t). \qquad (8.15)$$

(8.15) fomuladagi yig‘indi (summa) – bu davriy funksiya bo‘lib, uni quyidagi Furye qatori ko‘rinishiga keltirish mumkin:

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

Ushbu qatorning koeffitsiyentlari $\dot{C}_k$ ni aniqlaymiz.

$$\dot{C}_k = \frac{1}{\Delta t}\int\limits_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \delta(t)e^{-jk\omega_\partial t}dt = \frac{1}{\Delta t},$$

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

$\dot{C}_k$ koeffisiyentlarni hisoblashda δ-funksiyaning tanlovchanlik hossasi va integrallash oralig‘i $(-\frac{\Delta t}{2}, \Delta t/2)$ ga $(n = 0$ bo‘lganda) faqat bitta δ-funksiya tushadi.

Shunday qilib, davriy takrorlanuvchi δ-funksiyalarni quyidagi Furye kompleks qatori shaklida ifodalash mumkin:

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

U holda

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

Furye almashtirish xossasidan ma’lumki, signalni $e^{jk\omega_\partial t}$ ga ko‘paytirish, ushbu signal spektrini o‘ng tomonga $k\omega_\partial$ ga siljishiga olib keladi. Shuning uchun diskretlangan signal spektrini quyidagicha ko‘rinishda ifodalash mumkin:

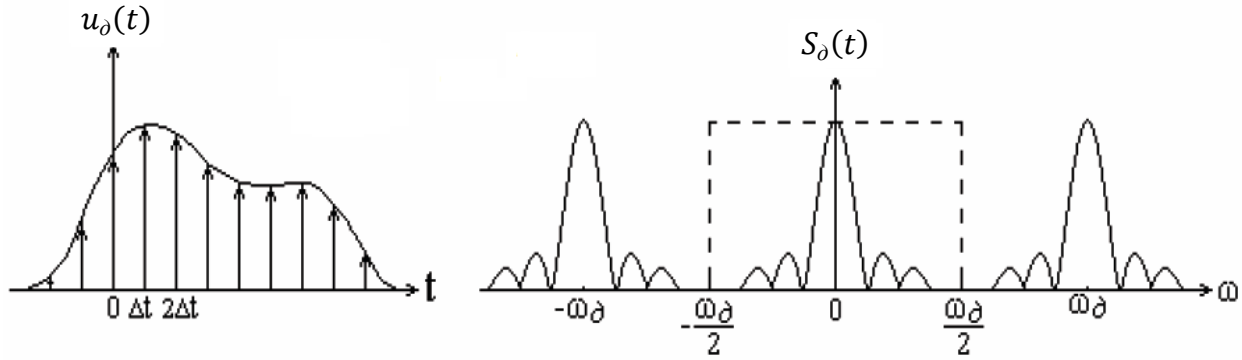
$$S_\partial(j\omega) = \frac{1}{\Delta t}\sum_{k=-\infty}^{\infty} S[j(\omega - k\omega_\partial)]. \qquad (8.16)$$

Shunday qilib, diskretlangan signal spektri analog signal spektrining o‘ng tomonga siljigan cheksiz ko‘p nusxalaridan iborat bo‘ladi. Qo‘shni spektrlar nusxalari orasidagi spektr siljishi qiymati diskretlash chastotasi ω_∂ ga teng bo‘ladi (8.6-rasm).

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

Uzluksiz signalni uning diskret vaqtlardagi oniy qiymatlari asosida tiklash usuli 8.6-rasmda keltirilgan. Buning uchun diskret signalni chastota o‘tkazish polosasining kengligi diskretlash chastotasining yarmiga teng bo‘lgan past chastotalar filtridan o‘tkazish kerak bo‘ladi. Ushbu past chastotalar filtri amplituda-chastota xarakteristikasi 8.6-rasmda punktir chiziq orqali belgilangan.

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



8.6-rasm. *Diskretlangan signal va uning spektri*

Uzluksiz signalni uning diskret qiymatlari yig‘indisi sifatida ifodalash diskret signallar spektrini tahlil etishni soddalashtiradi. Diskretlangan uzluksiz signal spektri $S_\partial(j\omega)$ ni uning $k\Delta t$ vaqtlardagi oniy qiymatlari orqali aniqlash mumkin.

$$S_\partial(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_\partial(t)e^{-j\omega t}dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-n\Delta t)u(n\Delta t)e^{-jk\omega t}\,dt =$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-n\Delta t)e^{-jk\omega t}dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t)e^{-jkn\omega\Delta t}.$$

Shuni ta’kidlash kerakki, (8.16) formulada $\frac{1}{\Delta t}$ ko‘paytma borligi uchun diskretlangan signal spektri 1/sek o‘lchamiga, ya’ni F - siklik chastota o‘lchov birligiga mos keladi.

8.4. Adaptiv diskretlash

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

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

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

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

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

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

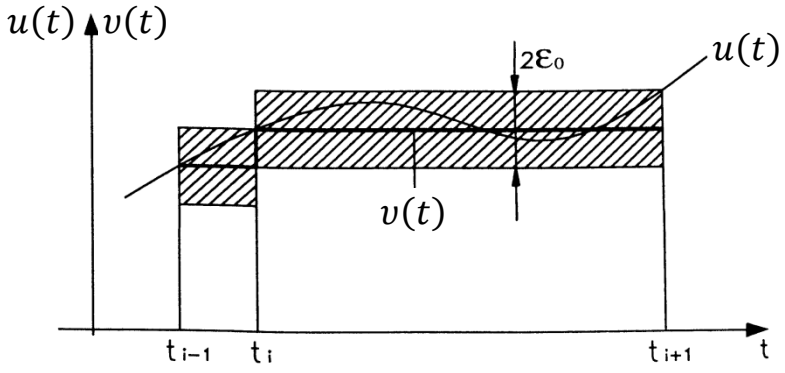
Adaptiv dikretlashni shunday tashkil etish mumkin, bunda $t_{i+1} \div t_i = \Delta t$ o‘zgarmas vaqt davomiyligida qabullangan $v(t)$ signalning turi yoki uni talab darajasidagi aniqlik mezonini qoniqtiradigan darajada yaqinlashishi, yoki talab darajasidagi yaqinlik darajasi va signal $v(t)$ shakli saqlangan holda uning

davomiyligi Δt_i o‘zgarishi mumkin. Ba’zan har ikki usulda adaptiv diskretlash asosida signalni qayta tiklash usulidan foydalanish mumkin.

Adaptiv diskretlash quyidagi ikki usulda ham amalga oshirilishi mumkin. Birinchisi, diskretlash oralig‘i Δt o‘zgarmas saqlangan holda $u(t)$ ga yaqinlashuvchi funksiya turi va uning yaqinlashish darajasi o‘zgartiriladi. Ikkinchisi yaqinlashuvchi funksiya turi va yaqinlashish darajasi o‘zgarmas saqlab qolingan holda diskretlash oralig‘i Δt o‘zgartiriladi. Umuman olganda tiklangan signal $v(t)$ ni talab darajasida $u(t)$ ga yaqinlashtirish uchun yuqorida keltirilgan har ikki usuldan birgalikda foydalanish mumkin.

Amalda vaqt bo‘yicha diskretlash oralig‘i $\Delta t = const$ bo‘lmagan adaptatsiya, nolinchi va birinchi darajali algebraik polinomdan foydalanish usulidan keng foydalaniladi. Adaptiv diskretlashda $v(t)$ ning $u(t)$ ga yaqinlashish darajasini eng kichik absolyut orqali baholash mezoni asosida ko‘rib chiqamiz. Adaptiv diskretlashda nolinchi darajali polinomni qo‘llab ekstrapolyatsiya usulidan foydalanilganda uzluksiz signal $u(t)$ ning Δt_i vaqtdagi oniy qiymati undan bitta oldingi diskretlash vaqti Δt_{i-1} dagi oniy qiymati bilan taqqoslanadi.

Masalan, diskretlangan signalning $t_i; t_{i+1}$ vaqt oralig‘idagi qiymati $v(t) = u(t_i)$ qilib tanlanadi. Bunda $u(t_i)$ – uzluksiz signalning t_i vaqtdagi oniy qiymati (8.7-rasm).



8.7-rasm. *Nolinchi darajali polinom bilan adaptiv diskretlash*

Diskretizatorda $u(t)$ ning $t_i; t_{i+1}$ vaqtlardagi oniy qiymatlari farqi $\Delta u = u_{i+1} - u_i$ aniqlanadi va ushbu farqning moduli (absolyut farqi) ruxsat etilgan xatolik ε_0 bilan taqqoslanadi. Navbatdagi $u(t)$ ning oniy qiymatini olish vaqti t_{i+1} $v(t)$ ning $u(t)$ dan farqi $|\Delta u(t)| = \varepsilon_0$ qilib olinadi. Nolinchi darajali polinomdan foydalanish usuli adaptiv diskretlash qurilmasida keng qo‘llaniladi.

Adaptiv diskretlashda birinchi darajali polinomdan foydalanilganda $t_i; t_{i+1}$ vaqt oralig‘ida qayta tiklangan signal $v(t)$ quyidagicha aniqlanadi:

$$v(t) = u(t_i) + [u'(t_i)] \cdot t. \qquad (8.17)$$

Bunda diskretlash qurilmasida har bir $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ vaqt oralig‘ida generator $u(t)$ ga $\Delta u(t)$ xatolik bilan yaqinlashuvchi $v(t)$ signalni shakllantiradi va $u(t)$ ning oniy qiymatlarini olish – diskretizatsiyalash vaqtida $|\Delta u(t)| = \varepsilon_0$ bo‘lishi talab etiladi. Bu usuldan foydalanilganda $t_i; t_{i+1}$ vaqt oraliqlarida $u(t)$ ga talab darajasidagi aniqlik bilan yaqinlashuvchi $v(t)$ ni aniqlash uchun $u(t)$ signalni differensiallash kerak bo‘ladi.

Shuni alohida ta’kidlash kerakki, birinchi darajali polinomdan foydalanib adaptiv diskretlashni amalga oshirish qurilmasi nolinchi darajali polinomdan foydalanib adaptiv diskretlashga nisbatan murakkab bo‘ladi.

Etalon (namunaviy) yaqinlashtiruvchi funksiya (signal)lar asosida adaptiv diskretlash usulidan foydalanilganda uzluksiz signal $u(t)$ dan oniy qiymatni olish vaqtidagi signal etalon (namunaviy) signallar generatori shakllantirayotgan $z(t)$ signallar bilan taqqoslash asosida aniqlanadi, natijada tiklangan signal $v(t)$ ning uzatilayotgan $u(t)$ signaldan diskretlash vaqtidagi farqi $\Delta u(t) \leq \varepsilon_0$ bo‘lishi ta’minlanadi.

8.5. Kvantlash

Uzluksiz signalni sath bo‘yicha diskretlash kvantlash deb ataladi. Kvantlash natijasida uzluksiz signal $u(t)$ ning t_i vaqtlardagi diskret oniy qiymatlari aniqlanadi. Kvantlashda uzluksiz signal $u(t)$ ning qiymatlari N ta bir-biridan ΔU ga farqlanuvchi sathlarga bo‘linadi. ΔU – *kvantlash oralig‘i* deb ataladi. Kvantlash

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

$$|\Delta U| = U_n - U_{n\pm1},$$

bunda U_n va $U_{n\pm1}$ qo‘shni kvantlash sathlari.

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

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

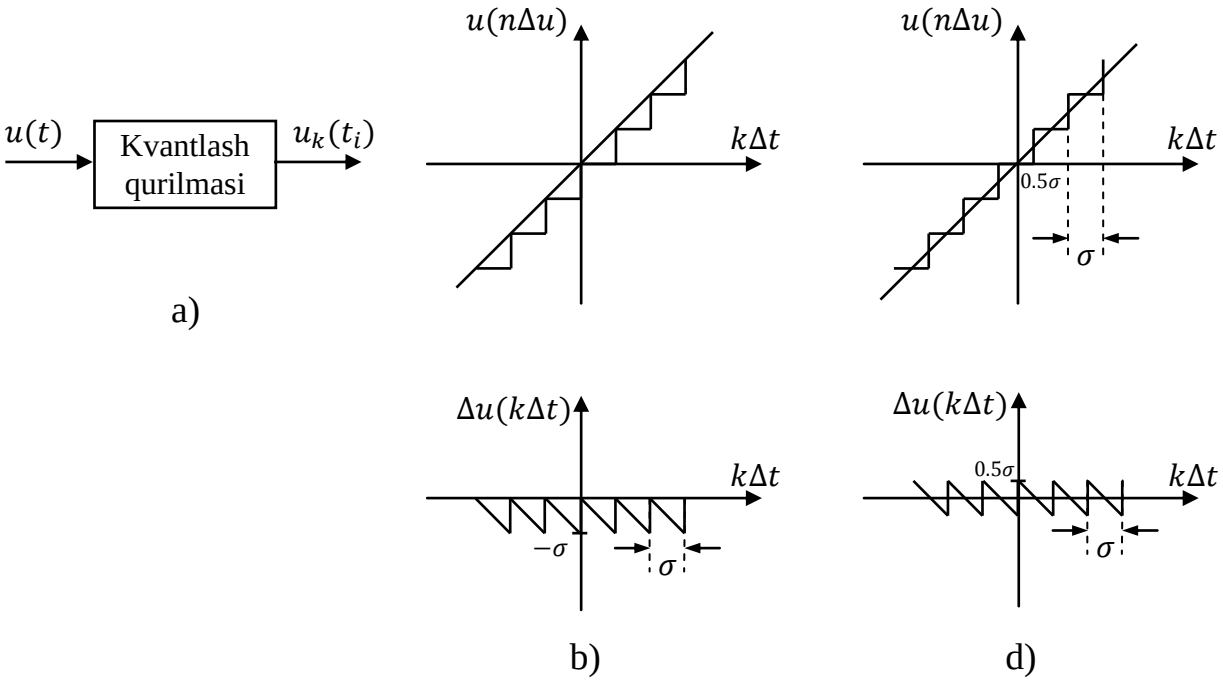
$$u(t) \neq v(t).$$

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

Signalni sath bo‘yicha kvantlovchi qurilma kvantlash qurilmasi deb ataladi (8.8a-rasm). Kvantlash qurilmasining amplituda xarakteristikasi 8.8b-rasmda keltirilgan bo‘lib, u kvantlash sathini eng yaqin kichik kvantlash sathiga tenglashtirishdagi (8.8b-rasm) yoki kvantlash sathi oniy qiymatini eng yaqin ruxsat etilgan sath qiymati bilan almashtirishdagi (8.8d-rasm) ko‘rinishda bo‘ladi.

Sath bo‘yicha kvantlangan signal kvantlash xatoligi yoki boshqacha qilib aytganda kvantlash shovqini bilan birga uzatiladi. Kvantlash xatoligi, kvantlash shovqini $\Delta u_i = u(t_i) - u_i$ diskret vaqtlarga mos keluvchi signal haqiqiy oniy qiymatini ruxsat etilgan eng yaqin kvantlash sathi qiymati bilan almashtirish natijasida hosil bo‘ladi. Kvantlash xatoligining eng katta qiymati kvantlangan signal oniy qiymatini pastki kvantlash ruxsat etilganiga tenglashtirish usulidan yoki kvantlash oniy qiymatini kvantlash ruxsat etilgan sathining o‘rtacha qiymati bilan almashtirish usulidan foydalanilganiga bog‘liq bo‘ladi. Birinchi usul uchun xatolik (8.8b-rasm) quyidagicha aniqlanadi:

$$max\Delta u_i = max|u(t_i) - u_i| = \Delta U_k. \qquad (8.18)$$



8.8-rasm. *Kvantlash eng katta xatoligini aniqlashga oid chizma: a) – kvantlash qurilmasi; b) – signal qiymatini kvantlash pastki sathiga tenglashtirish; d) – signal qiymatini kvantlash sathi o‘rtacha qiymatiga tenglashtirish.*

Ikkinchi usuldan foydalanilganda, ya’ni signal kvantlangan oniy qiymatini unga eng yaqin bo‘lgan ruxsat etilgan kvantlash sathi bilan almashtirilganda

maksimal (eng katta) xatolik $0{,}5U_k$ ga teng bo‘ladi, bu usuldan foydalanib kvantlash birinchi usulga nisbatan ikki marta kam maksimal xatolik bo‘lishini ta’minlaydi.

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

– dastlab uzluksiz signal Δt_i vaqt oraliqlarida diskretlanadi;

– vaqt bo‘yicha diskretlash natijasida olingan uzluksiz signal oniy qiymati ruxsat etilgan kvantlash sathi bilan almashtiriladi;

– Δt_i vaqt oralig‘i va ΔU sath oralig‘ida kvantlangan signal sathlarining qiymatlari diskret elementar signallardan tashkil topgan kodlar kombinatsiyalari aloqa kanali orqali modulyatsiyalangan yuqori chastotali signal ko‘rinishida uzatiladi.

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

Nazorat savollari

1. *Vaqt bo‘yicha diskretlash va sath bo‘yicha kvantlash deganda nimani tushunasiz?*
2. *Uzluksiz signallarni diskretlash haqidagi V.A. Kotelnikov teoremasini aytib bering.*
3. *Qayta tiklovchi funksiya (signal) deb qanday signalga aytiladi?*
4. *Vaqt bo‘yicha bir tekis va turlicha diskretlash qanday afzallik va kamchiliklarga ega?*
5. *Diskretizator qurilmasining alohida-alohida qismlari qanday amallarni bajaradi?*

6. *Diskretlash xatoligini baholashning qanday mezonlaridan foydalaniladi?*

7. *Uzluksiz signalni vaqt bo‘yicha diskretlashda qaysi tur bazis (asos) ortogonal funksiyalardan foydalaniladi?*

8. *Vaqt bo‘yicha adaptiv diskretlashdan qanday holatlarda foydalaniladi?*

9. *Sath bo‘yicha adaptiv kvantlash qanday amalga oshiriladi?*

10. *Vaqt va sath bo‘yicha adaptiv diskretlashdan qanday holatlarda foydalaniladi?*

11. *Qayta tiklangan signalni birlamchi uzluksiz signalga yaqinlashtirishning (xatolikni kamaytirishning) qanday usullaridan foydalaniladi?*

12. *Vaqt bo‘yicha zichlangan ko‘p kanalli signalni shakllantirish va uni alohida-alohida kanal signallariga almashtirish jarayoniga tegishli aloqa tizimi funksional sxemasini chizing va uning qismlari bajaradigan jarayonlar haqida so‘zlab bering.*

9. UZLUKSIZ SIGNALLARNI RAQAMLI SHAKLDA UZATISH

9.1. Asosiy tushunchalar

Uzluksiz xabarlarni raqamli aloqa kanallari orqali uzatish mumkin. Uzluksiz xabarlar dastlab uzluksiz signallarga aylantiriladi. Ushbu uzluksiz signallar spektri kengligi F_s va davomiyligi T_s ga teng bo‘lsa, Kotelnikov teoremasiga asosan o‘zining $\Delta t \leq 1/2F_s$ oralig‘ida aniqlangan $n = T/\Delta t$ ta oniy qiymatlari yordamida uzatilishi va qayta tiklanishi mumkin. Agar $\Delta t \leq 1/2F_s$ qilib tanlansa, signalni yuqori aniqlikda uzatishni va qayta tiklashni ta’minlash mumkin.

Uzluksiz signalning Δt oraliqda olingan qiymatlarini kodlab, kodlar ketma-ketligi raqamli aloqa kanallari orqali uzatilishi mumkin.

Raqamli signallar uzluksiz (analog) signallarga qaraganda bir qator afzalliklarga ega. Bulardan biri ularning yuqori darajada xalaqitbardoshligidir. Uzluksiz signalga kuchsiz xalaqit ta’sir etgan bo‘lsa ham uni asl holida aniq tiklash mumkin emas. Chunki uzluksiz signal va unga ta’sir etayotgan xalaqit bir-biridan shaklan farqlanmaydi. Ularni bir-biridan ajratish mumkin emas. Raqamli signal ma’lum diskret sathlarga ega bo‘lganligi uchun, xalaqitning ta’siri faqatgina signalning 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 mumkinligidadir. Uchinchi afzalligi, raqamli signallarga ishlov berishda murakkab algoritmlarni (jarayonlarni) amalga oshirish mumkin. Yuqoridagi bir qator afzalliklari asosida va zamonaviy mikroradioelektronikaning yutuqlari asosida signallarni raqamli shaklda uzatish kelajakda xabarlarni uzatishning asosiy yagona usuli bo‘lishi ehtimolidan holi emas.

9.2. Impuls-kodli modulyatsiya

Impuls-kodli modulyatsiya (IKM) uzluksiz signallarni raqamli signallarga aylantirish uchun qo‘llaniladi. Uzluksiz signallarni raqamli signallarga aylantirish asosini uch bosqichda amalga oshiriluvchi jarayon tashkil qiladi, ya’ni bular: diskretlash, kvantlash va ikkilik kod bilan kodlashdir.

Ushbu uch bosqichni alohida-alohida ko‘rib chiqamiz.

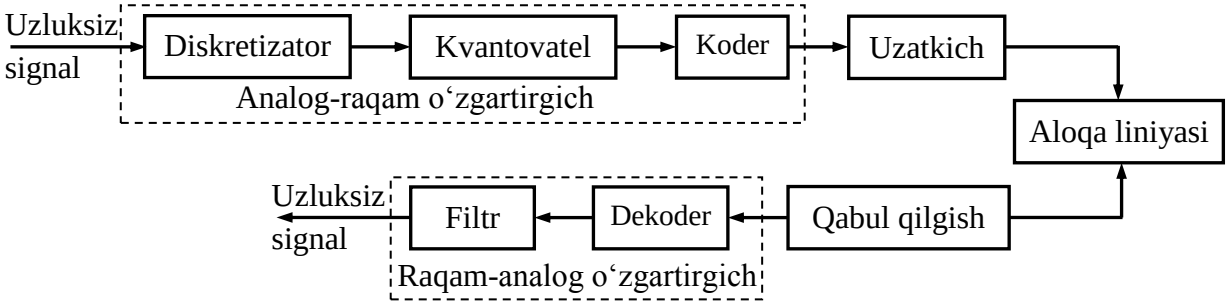
1. Diskretlash natijasida uzluksiz signal diskret signalga aylantiriladi, ya’ni uzluksiz signalning oniy qiymati har Δt oraliqda yuqori aniqlikda o‘lchanadi.

2. Kvantlash natijasida diskretlangan signalning oniy qiymati ruxsat etilgan diskret sathlardan o‘ziga taxminan mos keluvchisi bilan almashadi. Sath bo‘yicha diskretlashni **kvantlash** deb ataladi. Odatda kvantlar soni aniq berilgan bo‘lib, kvantlash natijasida raqamli signal ushbu sathlardan biriga almashtiriladi. Ikki eng yaqin sath orasidagi farq ΔU – **kvantlash qadami** deb ataladi. Kvantlash qadamining kichiklashishi sathlar sonining oshishiga olib keladi.

3. Kodlash natijasida kvantlangan sathlar kodlar kombinisiyasi bilan almashinadi. Odatta ikkilik kodlardan, ya’ni asosi “1” va “0” kodlardan foydalaniladi, bunda mos kodlar kombinatsiyasi ikkilik hisob usulida hisoblanib, sathlarga biriktiriladi. Kodlar kombinatsiyasi to‘g‘ridan-to‘g‘ri ikkilik aloqa kanali orqali yuqori chastotali tashuvchini amplitudasi, chastotasi yoki fazasini manipulyatsiyalash natijasida olingan signal $s(t)$ yordamida uzatiladi.

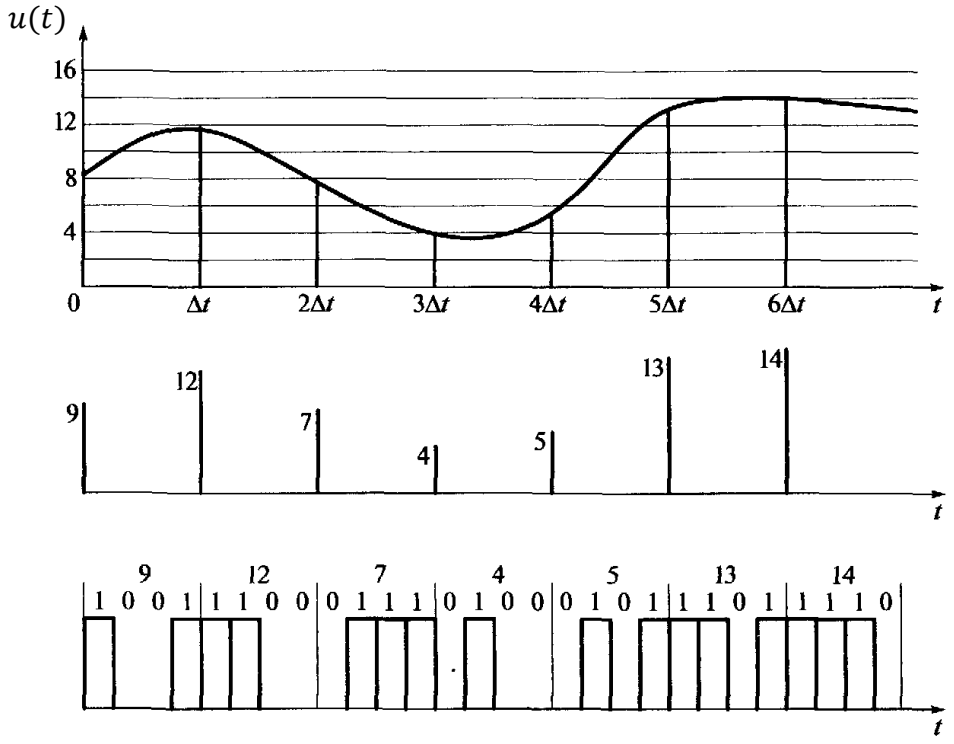
Uzluksiz signal aloqa kanali orqali uzatilguncha avval kvantlangan impulslar ketma-ketligiga, so‘ngra kodlar kombinatsiyalari ketma-ketligiga aylantiriladi va modulyatsiya natijasida signal $s(t)$ hosil bo‘ladi, shuning uchun bu signallar **impuls-kodli modulyatsiya (IKM)** signallar deb ataladi. Zarur hollarda qo‘shimcha modulyatsiya turi ham ushbu qisqartmaga kiritiladi. Masalan, nisbiy faza modulyatsiyasidan foydalanilgan bo‘lsa – IKM-NFM, shunga o‘hshash IKM-ChM va x.k.

Umumiy holda uzluksiz signallarni raqamli uzatish tizimining strukturaviy sxemasi 9.1-rasmda keltirilgan.



9.1-rasm. *Uzluksiz signallarni raqamli uzatish tizimining strukturaviy sxemasi*

Amalda diskretlash, kvantlash va kodlash amallari bir qurilmada – analog-raqam o‘zgartirgichida (ARO‘) amalga oshiriladi, va natijada IKM signal hosil bo‘ladi. IKM signalni shakllantirish jarayoni 9.2-rasmda keltirilgan.



9.2-rasm. *IKM signalni shakllantirish jarayoni*

Hosil qilingan IKM signal uzatkichda radioimpulslar ketma-ketligiga aylantiriladi va aloqa liniyasi orqali uzatiladi. Qabul tomonida qabullash qurilmasida demodulyatsiyalangandan so‘ng raqam-analog o‘zgartirgichga beriladi. Raqamli signalni analog shaklga keltirish raqam-analog o‘zgartirgich

(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.

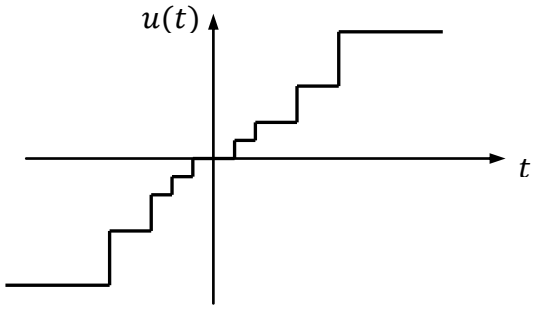
Halqaro meyorlarga muvofiq $\Delta f = 3{,}1$ kHz chastotalar polosasiga ega standart telefon signalini uzatish uchun diskretlash chastotasi $f_d = 8$ kHz va kvantlash sathlarining soni $L = 256$ qilib belgilangan. Ravshanki, bunda bitta oniy qiymat uchun razryadi $n = 8$ bo‘lgan ikkilik kod to‘g‘ri keladi, $n = \log_2 L$. Signalni bunday o‘gartirish usulida axborot uzatish tezligi $R = nf_d = 8 \cdot 8 \cdot 10^3 = 64 \cdot 10^3$ bit/s $= 64$ kbit/s ga teng. Radioeshittirish stansiyalarining signallarini IKMdan foydalanib yuqori sifat bilan uzatish uchun diskretlash chastotasini $f_d = 32$ kHz va kod kombinatsiyalaridagi razryadlar sonini $n = 12$ qilib tanlash lozim bo‘ladi. Bunda uzatish tezligi $R \approx 380$ bit/s ga teng bo‘ladi.

RAO‘ chiqishidagi tiklangan uzluksiz signal $\upsilon(t)$, ARO‘ kirishidagi signal $u(t)$ dan farq qiladi. Buning sababi: kvantlashdagi xatolik – kvantlash shovqini; uzatiladigan kodlar kombinastsiyasi xalaqitlar ta’sirida uning elementlari “1” va “0” ning teskarisiga almashishida.

Kvantlish 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 sigal-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

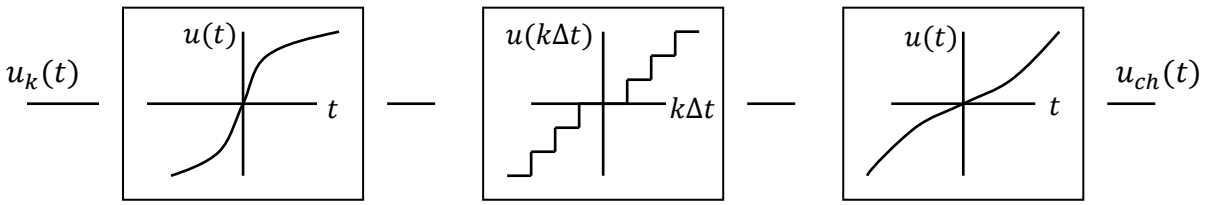
signalni uzatish uchun talab qilinadigan aloqa kanali polosasini ham kengaytirishni taqazo etadi. Chunki koddagi elementar signallar sonining oshishi ularning har birining davomiyligini qisqartirishni talab etadi, ya’ni signal spektri kengayadi.

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 (9.3-rasm). Shunday qilib $u(t)$ ning kichik stahlari ancha aniqroq kvantlanadi.



9.3-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 (9.4-rasm). Shunday qilib notekis kvantlash amalida: kompressiyalash, bir xil (oddiy) kvantlash va ekspanderlashdan iborat. Kompressor va ekspander bir-biriga teskari amallarni bajaradi, natijada notekis kvantlangan raqamli signal hosil bo‘ladi (9.4-rasm).



9.4-rasm. *Notekis kvantlashga oid*

Avval ta’kidlaganimizdek, notekis kvantlashdan maqsad, bir xil nisbiy xatolikni ta’minlashdir. Buning uchun kompressor 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 signal katta sathlarida logarifmik tavsif bilan talab darajasida mos keluvchi va signal kichik sathlarida chiziqli bo‘lgan ikki tarkibli tavsifdan foydalaniladi. Ulardan biri μ qonuniga bo‘ysunuvchi tavsif quyidagicha ifodalanadi:

$$y = y_{max}\frac{\ln[1+\mu(|x|/x_{max})]}{\ln(1+\mu)}\operatorname{sgn}x, \tag{9.1}$$

bunda, μ – manfiy o‘zgarmas kattalik, x va y – kompressor kirishi va chiqishidagi kuchlanish (amplitudalari); $\operatorname{sgn}(x)$ – funksiya quyidagicha aniqlanadi:

$$\operatorname{sgn}x = \begin{cases} 1, & x \geq 0; \\ -1 & x < 0. \end{cases} \tag{9.2}$$

μ qonunidan AQSh aloqa tizimlarida foydalaniladi. Yevropada quyidagi ifodadan foydalaniladi:

$$y = \begin{cases} y_{max}\dfrac{A(|x|/x_{max})}{1+\ln A}\operatorname{sgn}x, & 0 \leq \dfrac{|x|}{x_{max}} \leq \dfrac{1}{A}; \\ y_{max}\dfrac{\ln[A(|x|/x_{max})]}{1+\ln A}\operatorname{sgn}x, & \dfrac{1}{A} \leq \dfrac{x}{x_{max}} \leq 1. \end{cases} \tag{9.3}$$

bunda, A – musbat doimiy kattalik, qolganlari (9.2) ifodadagilarga mos. (9.2) va (9.3) 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.

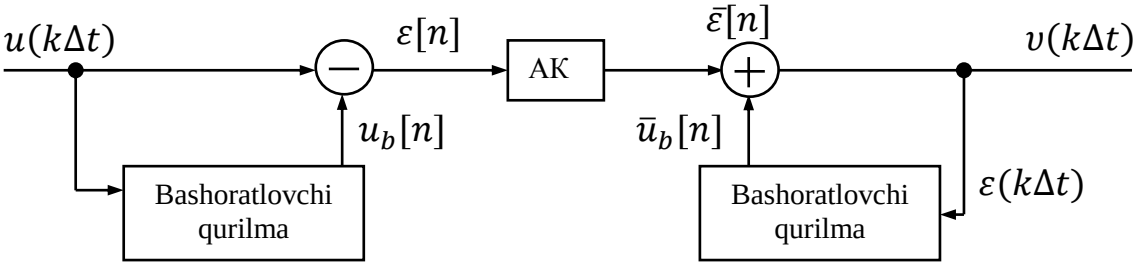
9.3. Differensial impuls-kodli modulyatsiya

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 diskretlangan ushbu sigalning $k\Delta t$ va $(k \pm 1)\Delta t$ vaqtlardagi qiymatlari 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

$$\varepsilon(\Delta t) = u[(k+1)\Delta t] - u(k\Delta t). \qquad (9.4)$$

Ana shu xatolik $\varepsilon(\Delta t)$ axborot diskret xabarning $(k+1)\Delta t$ vaqtdagi qismi axborotga ega bo‘lib, shu bashorat xatoligi aloqa kanali orqali uzatiladi. Qabul qilgich signalning avvalgi qiymatlari asosida shu ondagisi bashorat qilinadi va unga xatolik $\varepsilon(k\Delta t)$ qo‘shilishi natijasida, signalning haqiqiy qiymati aniqlanadi (9.5-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 $v(t) \neq u(t)$.



9.5-rasm. *Bashoratlovchi qurilmali aloqa tizimi strukturaviy sxemasi*

Diskretlangan signalning $u(k\Delta t)$ vaqtda aniqlangan oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya bog‘lanish qancha katta bo‘lsa, bashorat qilish shuncha aniq bo‘ladi va bashorat xatoligi dispersiyasi (quvvati) shuncha kichik bo‘ladi. Bunday holda ma’lumotlarni aloqa kanali orqali uzatish uchun kodlar

kombinatsiyalaridagi elementar simvollar sonini kamaytirish mumkin, natijada kanaldan foydalanish samaradorligi oshadi, ya’ni kanalning xabar o‘tkazish qobilyatiga talab kamayadi. Ko‘p hollarda bashorat qilish qurilmasining ishlash algoritmi chiziqli bo‘lib, signal navbatdagi bashorat etiladigan qiymati, avvalgi bir-necha qiymatlarining chiziqli kombinatsiyasi shaklida aniqlanadi. Ovoz signallarini chiziqli bashorat asosida kodlash zamonaviy mobil aloqa tizimlarida qo‘llaniladi.

Bashorat xatoligini kodlash orqali signalni uzatish **differensial impuls-kod modulyatsiyasi** (DIKM) nomini olgan. Bunday tizimlarda notekis kvantlashdan foylananiladi, chunki kvantlanayotgan signalning kichik qiymatlarga ega bo‘lish ehtimolligi katta bo‘lib, qo‘shimcha afzalliklarga ega bo‘ladi. DIKM usulining IKM ga nisbatan afzalligi diskretlangan signal oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya qancha katta bo‘lsa, mos ravishda shuncha oshadi.

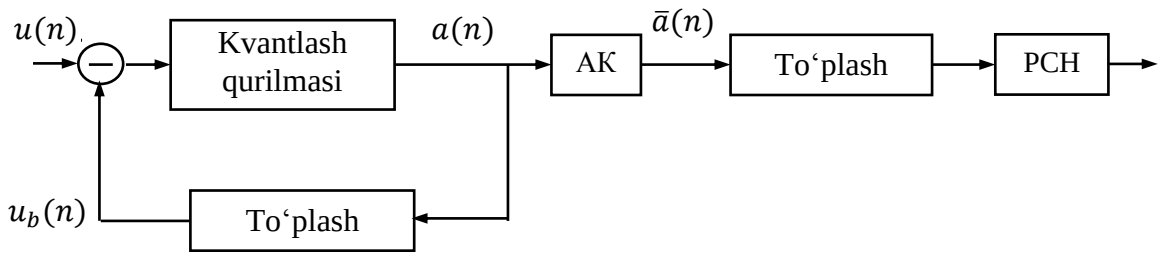
DIKM uzatish usulining kamchiligi xatoliklarning ko‘payish effekti hisoblanadi. Bu shu bilan bog‘liqki, DIKM signalni qayta tiklashdagi xatolik nafaqat bitta oniy qiymatning xatoligi, balki undan oldingi bir qancha oniy qiymatlarning xatoliklari bilan aniqlanadi. Bu kamchilikni bartarf etish uchun ba’zi hollarda vaqti-vaqti bilan signalning to‘liq qiymatini uzatish amalga oshiriladi.

9.4. Delta modulyatsiya

DIKMning soddalashgan xususiy shakllaridan biri **delta modulyatsiya** bo‘lib, bunda kvantlash sathi ikkita bo‘lib, uzatiladigan signal avvalgisiga nisbatan kattalashsa xatolik $+\Delta$ va kichiklashsa $-\Delta$ bo‘ladi, shunga mos ravishda signal $+1$ yoki -1 bo‘ladi (9.6-rasm) va $u(k\Delta t)$ signal avvalgisiga nisbatan $+1$ ga oshadi yoki -1 ga kamayadi. Delta modulyatsiyadan diskretlash qadami korrelyatsiya intervalidan kichik bo‘lgan hollarda foydalaniladi.

Delta modulyatsiyaning afzalligi uning koderi va dekoderining nisbatan soddaligida. Signalni qayta tiklash uchun $\pm\Delta(k\Delta t)$ signallar ketma-ketligini integrallash yetarli (integrallash bu “0” va “1” lar ketma-ketligini to‘plash va bu

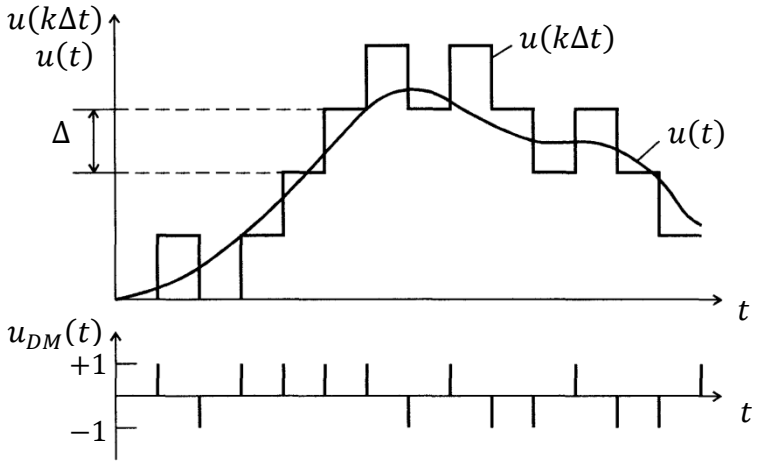
ketma-ketliklarni zinasimon funksiyaga aylantirish va uni past chastotalar filtri yordamida tekislashdan iborat). Ammo delta modulyatsiya natijasida o‘ziga hos buzilishlar yuz beradi, bu zinasimon approksimatsiyaning o‘zgarishi birlamchi uzatilayotgan signal funksiyasidan kechikishi (qiyalik zo‘riqishi) natijasida hosil bo‘ladi. Hamda signal kam o‘zgarganda (maydalanish shovqini) qismlardagi tebranishlar sabab bo‘ladi (9.6-rasm).



9.6-rasm. *Delta modulyator strukturaviy sxemasi*

Ushbu kamchiliklarni kamaytirish uchun kvantlash qadamini signal ko‘rinishiga moslashtirish (adaptivlash) kerak. Agar bir necha qo‘shni xatoliklar bir xil bo‘lsa, bu holda fuknsiya 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.

9.7-rasmda delta modulyatsiyali signalni shakllantirishga oid grafik keltirilgan.



9.7-rasm. *Delta modulyatsiyali signalni shakllantirishga oid*

Xulosa o‘rnida DM signal IKM signalga qaraganda oniy qiymatlar olish bo‘yicha katta takrorlanish chastotasiga ega, ammo DMda bitta oniy qiymat uchun bitta uzatiluvchi impuls, IKMda esa kvantlash sathlarining soniga bog‘liq ravishda bir nechta impuls to‘g‘ri keladi. Tahlillar shuni ko‘rsatadiki, qabullash ishonchliligi (asliga mosligi) bir xil bo‘lganda ikkita modulyatsiya turida ham impulslarning takrorlanish chastotasi taxminan teng. Bundan kelib chiqadiki, ikkita tizimning signallari ham deyarli bir xil chastotalar polosasini egallaydi. DMli uzatish tizimining afzalligi uni amalga oshirishning soddaligidir.

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 tizimining sodddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
10. *Delta modulyatsiyaga asoslangan aloqa tizimining soddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash prinsipini tushuntiring.*

10. RAQAMLI MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

Avvalgi boblarda ko‘rib chiqilgan analog modulyatsiya turlari telekommunikatsiyalar texnikasida keng qo‘llaniladi, ammo shu bilan birga zamonaviy axborot uzatish tizimlarida qo‘llanilishga mo‘ljallangan signallarni shakllantirishning boshqa bir usullari ham mavjud. Hozirgi vaqtda muhim istiqbolli signallar raqamli signallar hisoblanadi.

Boshqaruvchi, ya’ni modulyatsiyalovchi signalning diskret o‘zgarishida tashuvchi signalning modulyatsiyalovchi parametri sakrab o‘zgaradi. Bunday holatda “modulyatsiya” atamasi o‘rnida “manipulyatsiya” atamasi qo‘llaniladi, modulyatsiyalangan signal esa **manipulyatsiyalangan** deb ataladi. Xususiy holda manipulyatsiya bu tashuvchi tebranishni to‘g‘ri to‘rtburchak shaklidagi doimiy tok posilkalari bilan modulyatsiyalashdir. Diskret manipulyatsiyalovchi signal unipolyar yoki bipolyar to‘g‘ri to‘rtburchak impulslari shaklida bo‘lishi mumkin. Ikkita mumkin bo‘lgan holatni ta’riflash uchun “posilka” va “pauza” atamalari qo‘llaniladi. Ushbu holatlar odatda +1 va –1 yoki 1 va 0 simvollari orqali belgilanadi.

Raqamli modulyatsiya turlari kodlangan xabarlarni diskret shaklda uzatish uchun qo‘llaniladi. Raqamli modulyatsiyaning mohiyati shundan iboratki, bunda uzatiluvchi uzluksiz signal vaqt bo‘yicha diskretlanadi, sath bo‘yicha kvantlanadi va oniy qiymatlar kodlar kombinatsiyasiga aylantiriladi. Hosil bo‘lgan kod videosignallari ketma-ketligi yuqori chastotali signal – tashuvchini modulyatsiyalaydi.

Raqamli modulyatsiya usullarining **afzalliklari** sifatida quyidagilarni keltirish mumkin:

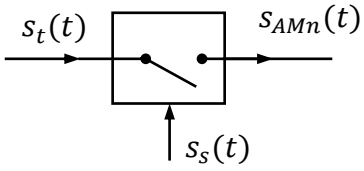
- apparatura xarakteristikasi noidealligi va nobarqarorligining axborot uzatish sifatiga kichik ta’siri;
- hattoki nobarqaror xarakteristikali va katta sathli shovqinga ega bo‘lgan kanallardan foydalanilganda ham yuqori xalaqitbardoshligi;

- aloqa tarmoqlari bog‘lamalarida signallar regenerasiyasi (qayta tiklash) ning imkoniyati, natijada juda uzoq liniyalar bo‘yicha axborot uzatishda yuzaga keladigan xatoliklar (buzilishlar) to‘planishi effekti susaytiriladi;
- turli xabarlar uchun signallarni (nutq, televizion tasvir, diskret ma’lumotlar, aloqa qurilmalari ishlashini boshqaruvchi komandalar va h.k.) ifodalashning universal shakli;
- ko‘p kanalli tizimlarning guruh traktidagi nochiziqli buzilishlarga sezgirligining pastligi;
- turli tizimlarning kompyuterlar va elektron avtomatik telefon stansiyalari bilan nisbatan sodda moslashuvi, bu aloqa tarmoqlarini qurishda muhim ahamiyatga ega;
- kompyuterlar yordamida signallarni uzatish va ularga ishlov berishni avtomatlashtirish imkoniyati va boshqalar.

10.1. Amplituda manipulyatsiyasi (ASK)

Tashuvchi tebranish amplitudasining diskret axborot (manipulyatsiyalovchi) signali amplitudasining o‘zgarishiga mos ravishda o‘zgarishi **amplituda manipulyatsiyasi (AMn)** deb ataladi. Ushbu modulyatsiya turi xorijiy adabiyotlarda **Amplitude Shift Keying (ASK)** deb yuritiladi.

AMn signalni hosil qilish strukturaviy sxemasini kirishiga tashuvchi signal $s_t(t)$ berilgan, birlamchi signal $s_s(t)$ bilan boshqariluvchi kalit sifatida tasavvur etish mumkin (10.1-rasm).



10.1-rasm. *Amplituda modulyatorining strukturaviy sxemasi*

Bunda birlamchi signalni Furye qatorining kesimi shaklida deb tasavvur etish mumkin (10.2a-rasm):

$$s_s(t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k), \qquad (10.1)$$

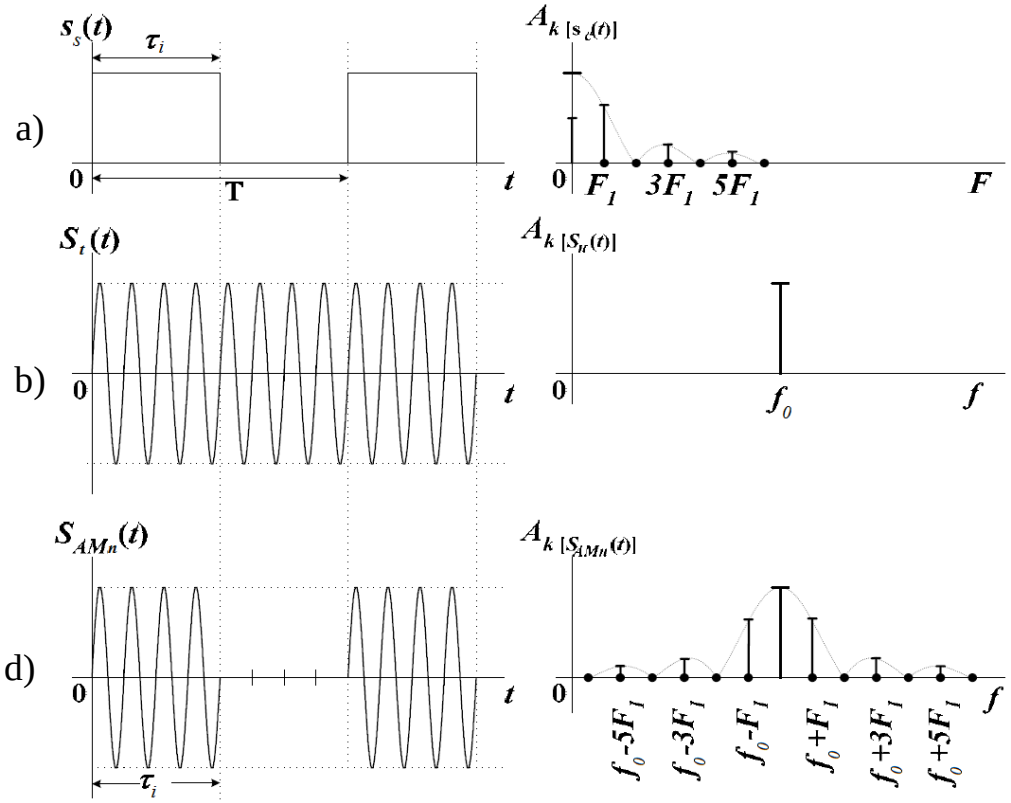
tashuvchi signal esa (10.2b-rasm):

$$s_t(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \qquad (10.2)$$

AMn signal to‘g‘ri to‘rtburchaksimon og‘uvchili radioimpulslar ketma-ketligi ko‘rinishiga ega bo‘ladi (10.2d-rasm). Kod kombinatsiyasi simvollariga mos keluvchi (1 va 0 yoki +1 va –1) τ_i davomiylikli impulslar modulyatsiya natijasida quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$s_{AMn}(t) = \frac{1}{2} A_0 [1 + x(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \qquad (10.3)$$

bunda, $x(t) - s_s(t)$ signalning o‘zgarish qonuniga mos keluvchi va ± 1 qiymatni qabul qiluvchi funksiya.



10.2-rasm. *AMn signalni shakllantirish jarayoniga oid: a) – birlamchi signal; b) – tashuvchi signal hamda v) – AMn signallarning vaqt va spektr diagrammalari.*

AMn signalning spektr tashkil etuvchilarini aniqlash 7.1-bo‘limda keltirilgan. Davriy signallar uchun spektr diskret, tasodifiy kod simvollari (nodavriy signallar) uchun spektr uzluksiz ko‘rinishga ega bo‘ladi. AMn signalning spektr kengligi $\Delta F = 2k\Omega_1$ ga teng bo‘lib, bunda k – e’tiborga olinuvchi garmonika raqami; Ω_1 – axborot signali birinchi garmonikasining chastotasi.

Real kanallarda spektr kengligini aniqlashda uchinchi yoki beshinchi garmonika olinadi, masalan $V = 50$ Bodga teng tezlik bilan raqamli signalni uzatish uchun spektr kengligi $\Delta F = 2 \cdot 5 \cdot \Omega_1 = 5V = 250$ Hz talab etiladi.

Hozirda AMn past tezlikli axborot uzatish tizimlarida, vaqt bo‘yicha ajratishli ko‘p kanalli tizimlarda, radiolokatsiya tizimlarida va shuningdek bir qator optik aloqa tizimlarida qo‘llaniladi.

10.2. Ikkilik faza manipulyatsiyasi (BPSK)

Faza manipulyatsiyasining ikki turi farqlanadi: faza manipulyatsiyasi (FMn) va nisbiy faza manipulyatsiyasi (NFMn). Faza manipulyatsiyasi (inglizcha Phase Sift Keying – PSK) da mantiqiy nol va birni uzatish uchun amplitudasi va chastotasi bir xil bo‘lgan, ammo fazasi bir-biriga nisbatan siljigan signallardan foydalaniladi. Agar faza o‘zgarishlari faqatgina ikkita qiymatni qabul qilsa, u holda ikkilik faza manipulyatsiyasi deb yuritiladi.

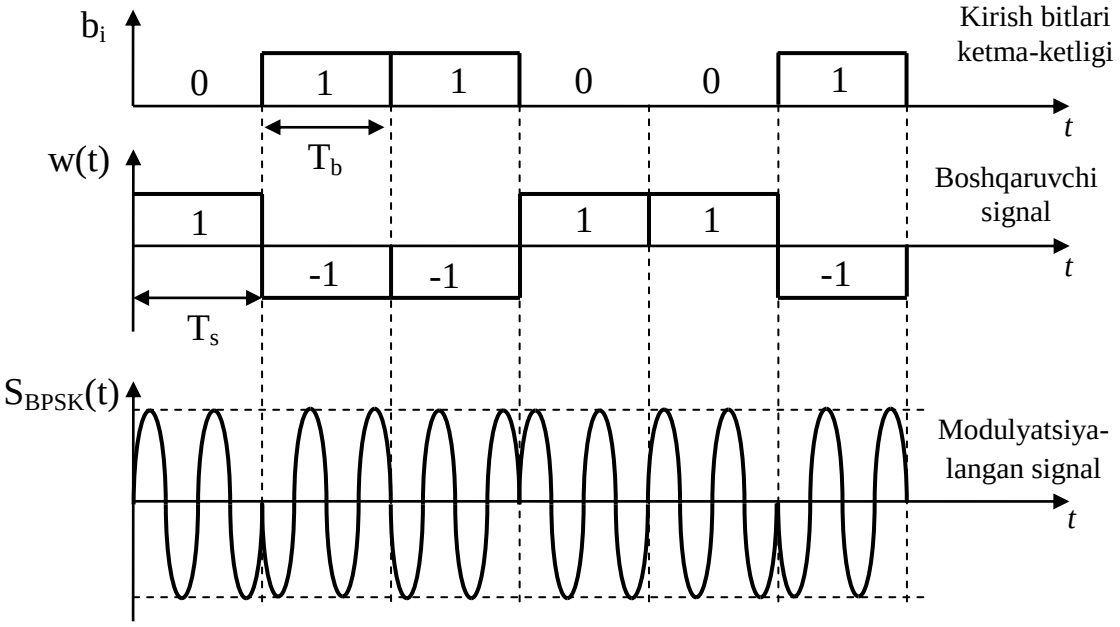
Ikkilik (binar) faza manipulyatsiyasi (binar FMn, inglizcha Binary Phase Sift Keying – BPSK) da tashuvchi tebranishning faza o‘zgarishi birlamchi signalning ma’lum vaqtlarida $0°$ yoki $180°$ ga sakrashi bilan xarakterlanadi, va ayni vaqtda tashuvchining amplitudasi hamda chastotasi o‘zgarmasdan saqlanadi.

Mantiqiy nolga mos bo‘lgan matematik signalni $s_0(t) = A\sin(2\pi ft)$ ko‘rinishida, mantiqiy birga mos bo‘lgan signalni esa $s_1(t) = A\sin(2\pi ft + \pi) = -A\sin(2\pi ft)$ ko‘rinishida ifodalash mumkin. U holda modulyatsiyalangan BPSK signalni quyidagicha yozish mumkin

$$s_{BPSK}(t) = AV(t)\sin(2\pi ft), \qquad (10.4)$$

bunda, $V(t)$ – +1 va –1 qiymatni qabul qiluvchi boshqaruvchi signal bo‘lib, +1 qiymatli signal mantiqiy nolga, –1 qiymatli signal mantiqiy birga mos keladi.

BPSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari 10.3-rasmda keltirilgan.

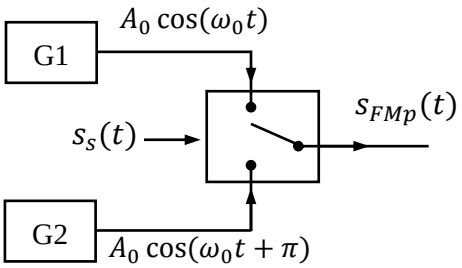


10.3-rasm. *BPSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari*

Shunday qilib, har bir posilka bitta ikkilik simvolni uzatadi va qayd qilingan $T_s = T_b$ davomiylikda BPSK signal eng katta xalaqitbardoshlikka ega signal hisoblanadi, chunki 0 va π fazali impulslar qarama-qarshi, ya’ni maksimal uzoq signallar hisoblanadi. Chastota resursidan foydalanish jihatidan esa BPSK eng samarasiz hisoblanadi, chunki BPSK signalning spektri modulyatsiyalovchi to‘g‘ri to‘rtburchakli signalning spektri kabi bo‘lib, chastota oshgan sari $1/f^2$ ga proporsional ravishda kamayib boradi. Agar aloqa texnikasi uchun radiospektrdan foydalanishni reglamentlashda amalga oshiriladigan mezon asosida tasniflanadigan bo‘lsa, ya’ni signal spektrining 99% kenligi o‘lchanadigan bo‘lsa, BPSK signal uchun ushbu o‘lcham an’anaviy mo‘ljal $1/\Delta$ dan bir necha marta $\Delta f_{99} \approx 18{,}5/\Delta$ katta bo‘ladi.

BPSK signalni hosil qiluvchi modulyatorning strukturaviy sxemasini kirishi turli fazalarga ega ikkita alohida tebranishlar manbai (generatorlar) dan iborat

bo‘lgan, chiqishi axborot signali bilan boshqariluvchi kalit sifatida tasavvur etish mumkin.



10.4-rasm. *BPSK signalni hosil qiluvchi modulyatorning strukturaviy sxemasi*

Hozirda ikki holatli (binar) va ko‘p holatli faza manipulyatsiyasining bir qancha variantlari ishlab chiqilgan bo‘lib, axborot uzatish tizimlarida ikkita holatli, to‘rtta holatli va sakkizta holatli fazasi manipulyatsiyalangan signallardan nisbatan ko‘proq foydalaniladi. Ushbu signallar yuqori xalaqitbardoshlikni ta’minlaydi.

10.3. Kvadraturali faza manipulyatsiyasi (QPSK)

Raqamli faza modulyatsiyasining spektral samaradorligini oshirishga mo‘ljallangan bir nechta usullar mavjud. Ularning ichida eng soddasi bu to‘g‘ri to‘rtburchakli posilkalar davomiyligi T_b ni kengaytirish hisoblanadi. BPSK da bitta bit $T_s = T_b$ vaqt davomida uzatiladi, demak $R = 1/T_b$. Ushbu tezlikni saqlab qolish uchun posilkani “kengaytirish” jarayonida fazalar φ_i larning qabul qilishi mumkin bo‘lgan qiymatlarining sonini ko‘paytirish kerak bo‘ladi. Posilka davomiyligi ikki marta $T_s = 2T_b$ kengaytirilsa T_s vaqt davomida 2 bit axborotni uzatish mumkin bo‘ladi, ya’ni faza qiymatlarining ikkitasi o‘rniga to‘rttasidan foydalanish, masalan 0, 90, 180 va 270º lar hisobiga 4 ta turlicha xabarlarni uzatish mumkin. Manipulyatsiyaning bunday usuli **kvadraturali faza manipulyatsiyasi (KFMn, inglizcha Quadrature Phase Sift Keying – QPSK)** deb ataladi.

Ushbu atamaning ma’nosini tushunish uchun faza bo‘yicha modulyatsiyalangan signalning umumiy ko‘rinishidan foydalanamiz

$$s(t) = A\sin(2\pi ft + \varphi(t)), \qquad (10.5)$$

Sodda trigonometrik formulalardan foydalanib, ushbu ifodani quyidagi ko‘rinishga keltiramiz

$$s(t) = A\cos(2\pi ft)\sin\varphi(t) + A\sin(2\pi ft)\cos\varphi(t). \qquad (10.6)$$

Hosil qilingan ifodadan ko‘rinadiki, berilgan signalni bir-biriga nisbatan faza bo‘yicha 90º ga siljigan ikkita garmonik tashkil etuvchilarning yig‘indisi sifatida ifodalash mumkin, chunki

$$\cos(2\pi ft) = \sin(2\pi ft + \pi/2).$$

Modulyatsiyani amalga oshiruvchi qurilmada ushbu tashkil etuvchilarning bittasi generator signaliga sinfaz, ikkinchisi esa ushbu signalga nisbatan kvadraturada bo‘ladi (kvadraturali modulyatsiya tushunchasi ana shundan). Sinfaz tashkil etuvchi I (In Phase) deb, kvadraturali tashkil etuvchi esa Q (Quadrature) deb belgilanadi. Yuqoridagi signalni quyidagicha o‘zgartirib yozish mumkin

$$s(t) = A\cos(2\pi ft + \varphi) = \frac{A}{\sqrt{2}}\cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right)(\cos\varphi + \sin\varphi) +$$

$$+\frac{A}{\sqrt{2}}\sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right)(\cos\varphi - \sin\varphi). \qquad (10.7)$$

Agar $d_I = \cos\varphi + \sin\varphi$; $d_Q = \cos\varphi - \sin\varphi$ belgilanishlarni kiritsak, u holda signalning quyidagi ko‘rinishiga ega bo‘lamiz

$$s_{QPSK}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}}d_I\cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) + \frac{A}{\sqrt{2}}d_Q\sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right), \qquad (10.8)$$

$$I = \frac{A}{\sqrt{2}}d_I\cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right); \qquad Q = \frac{A}{\sqrt{2}}d_Q\sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right).$$

Kodlovchi d_I va d_Q signallar +1 va –1 qiymatlarni qabul qilishi mumkin, $d_I = \cos\varphi + \sin\varphi$ va $d_Q = \cos\varphi - \sin\varphi$ larni e’tiborga olib, 10.1-jadvalda keltirilgan kodlovchi signal bilan faza siljishlari orasidagi bog‘liqlikni keltirib chiqaramiz.

10.1-jadval

QPSK modulyasiyasida kodlovchi signal bilan faza siljishlari orasidagi bog‘liqlik

Signal fazasi	d_I	d_Q
0°	+1	+1
90°	+1	–1
180°	–1	–1
270°	–1	+1

+1 kodlovchi bitga mantiqiy nol, –1 bitga mantiqiy bir mos kelishini hamda signal fazasi va d_I va d_Q qiymatlar orasidagi bog‘liqlikni e’tiborga olib, modulyatsiyalangan QPSK signalning kirish dibitlari va fazalari orasidagi munosabatni keltirib chiqaramiz (10.2-jadval).

10.2-jadval

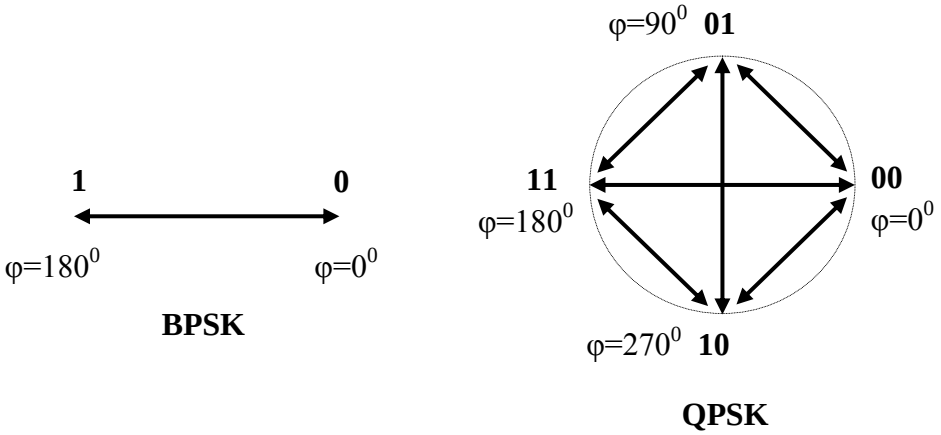
QPSK signalning kirish dibitlari va fazalari orasidagi bog‘liqlik

Signal fazasi	d_I	d_Q	Kirish dibiti
0°	+1	+1	00
90°	+1	-1	01
180°	-1	-1	11
270°	-1	+1	10

Signalning mumkin bo‘lgan diskret holatlarini vektor diagrammada tasvirlash mumkin. Holatlar vektor diagrammasidan foydalanilganda signalning har bir qiymatiga mos vektor qo‘yiladi, bunda vektorning uzunligi – bu signalning shartli amplitudasi, vektorning gorizontal o‘qqa nisbatan aylanish burchagi esa – bu signal fazasiga to‘g‘ri keladi. Ya’ni vektor diagrammasi bu koordinatalar sistemasida holatlar vektorini tasvirlashdir. Ikkilik va kvadraturali faza manipulyatsiyasining holatlar diagrammasi 10.5-rasmda keltirilgan.

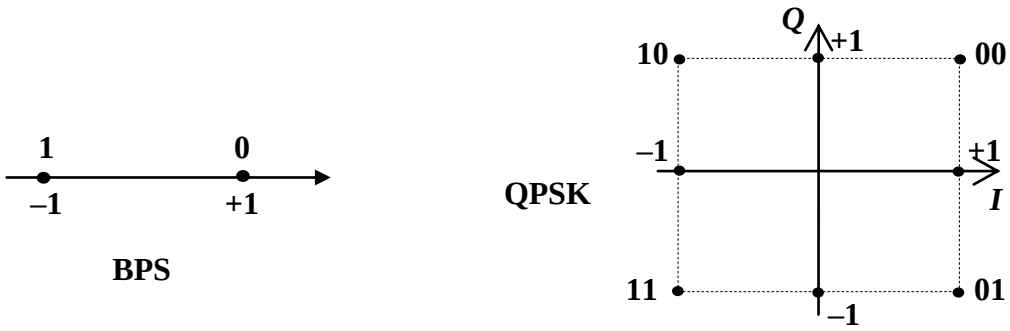
Signalning turli holatlarini tasvirlashning nisbatan keng tarqalgan usuli bu signal yulduzchalar turkumi hisoblanadi. *Signal yuzlduzchalar turkumi* bu absissa o‘qi bo‘ylab kodlovchi signalning d_I qiymatlari (I o‘q), ordinata o‘qi bo‘ylab

kodlovchi signalning d_Q qiymatlari (Q o‘q) joylashtiriladigan dekart koordinatalar tizimi hisoblanadi.



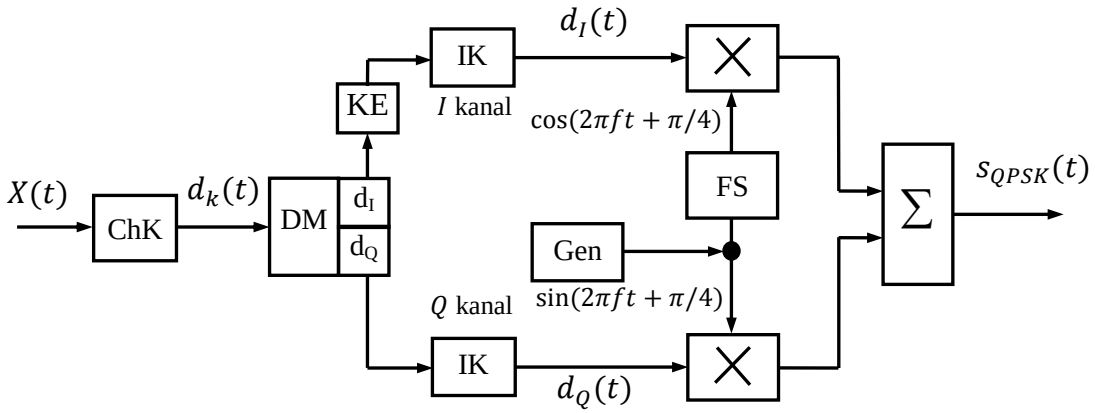
10.5-rasm. *BPSK va QPSK modulyatsiyasi uchun holatlar vektor diagrammasi*

Ikkilik faza manipulyatsiyasida tekislik to‘g‘ri chiziqqa aylanadi, va bu to‘g‘ri chiziq bo‘ylab kodlovchi signal d_k ning qiymatlari joylashtiriladi. Bunday holda signal yulduzchalar turkumida +1 va –1 kodlovchi bitlar qiymatlariga mos ikkita nuqta joylashadi. Ushbu ikki nuqta signalning barcha mumkin bo‘lgan holatlariga mos keladi. QPSK modulyatsiyasida signal yulduzchalar turkumi to‘rtta: (+1, +1), (+1, –1), (–1, +1), (–1, –1) koordinatali nuqtalardan iborat bo‘ladi. Ushbu to‘rtta nuqta to‘rtta mumkin bo‘lgan dibitlarga mos keladi va signalning barcha mumkin bo‘lgan holatlarini aks ettiradi (10.6-rasm).



10.6-rasm. *BPSK va QPSK modulyatsiyasi uchun signal yulduzchalar turkumi*

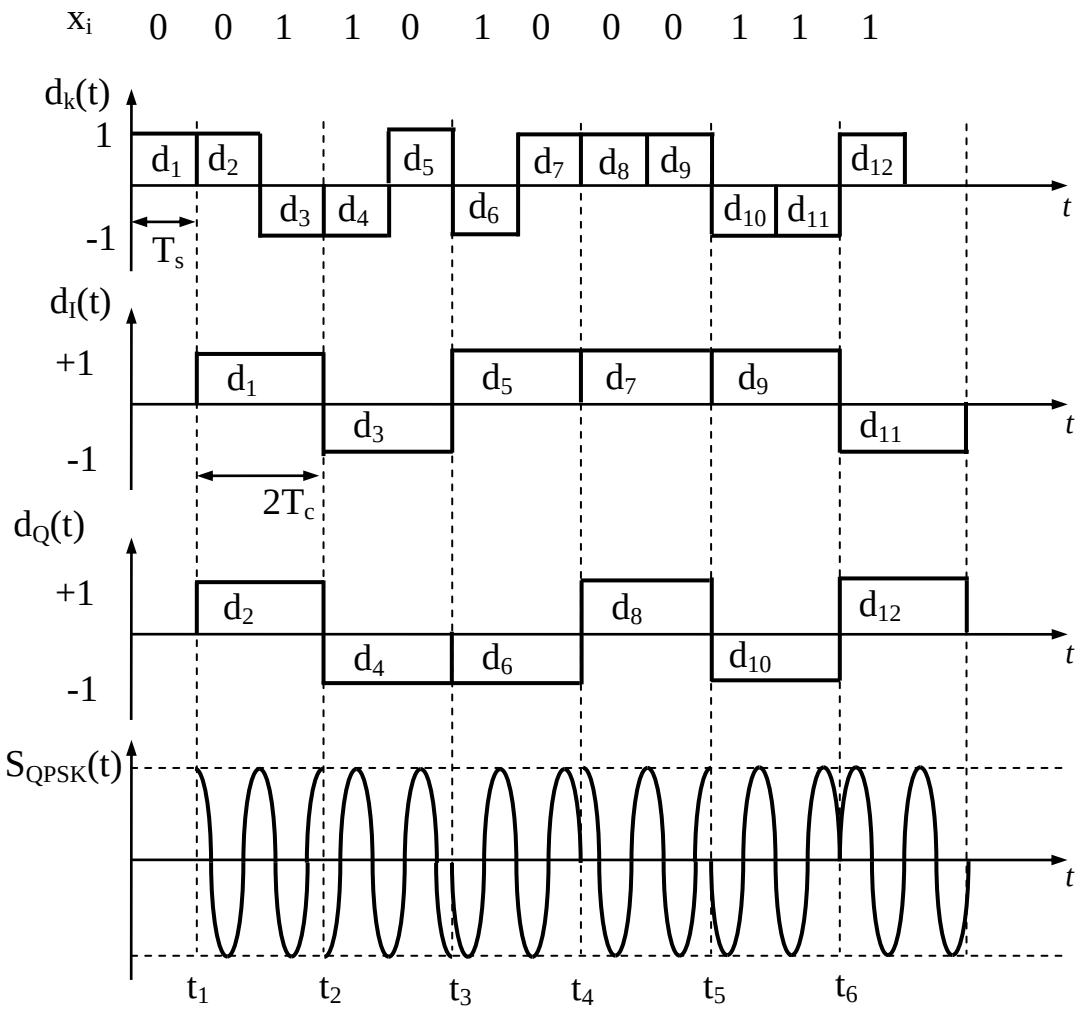
QPSK signalni shakllantiruvchi qurilmaning strukturaviy sxemasi 10.7-rasmda keltirilgan. Kvadraturali faza manipulyatsiyasini amalga oshirishda kirish bitlar oqimi kodlovchi ketma-ketlik $\{d_k(t)\}$ ga aylantiriladi, bunda mantiqiy nolga +1 kodlovchi bit, mantiqiy birga esa –1 kodlovchi bit to‘g‘ri keladi. Shundan so‘ng kodlovchi bitlar ketma-ketligi toq va juft bitlar ketma-ketligiga ajratiladi.



10.7-rasm. *QPSK modulyatorining strukturaviy sxemasi*

Toq bitlar sinfaz kanalga, juft bitlar esa kvadraturali kanalga beriladi. Toq raqamli impulslar sinfaz tarmoqda kechiktirish elementi (KE) yordamida T_s vaqtga kechiktiriladi. Har bir nimketma-ketlikdagi bitlar davomiyligi impulslar kengaytirgichi (IK) yordamida $2T_s$ gacha kengaytiriladi, ya’ni har bir d_I va d_Q boshqaruvchi bitning davomiyligi kirish biti d_k davomiyligidan ikki marta katta bo‘ladi. d_I boshqaruvchi bitlar $\cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right)$ signalni faza bo‘yicha modulyatsiyalaydi, d_Q boshqaruvchi bitlar esa ortogonal (faza bo‘yicha 90º ga siljigan), ya’ni $\sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right)$ signalni faza bo‘yicha modulyatsiyalaydi. Ana shundan so‘ng ikkita signal qo‘shiladi va modulyatsiyalangan QPSK signal hosil bo‘ladi. QPSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari 10.8-rasmda keltirilgan.

Yuqorida keltirilgan kvadraturali faza manipulyatsiyasining sxemasida natijaviy signalning fazasi faqatgina har $2T$ sekunddagina o‘zgarishi mumkin. Kvadraturali faza manipulyatsiyasining farqli tomoni turli fazalarga mos keluvchi signalning to‘rtta diskret holatlari mavjudligidir.



10.8-rasm. *QPSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari*

Bu bitta diskret holatda ikkita axborot bitlari (dibit deb ataluvchi) ketma-ketligini kodlash imkoniyatidir. Haqiqatdan ham, ikkita bit ketma-ketligi hammasi bo‘lib to‘rtta turli kombinatsiyaga ega bo‘lishi mumkin: 00, 01, 10 va 11. Natijada axborot uzatish tezligi ikki marta oshadi.

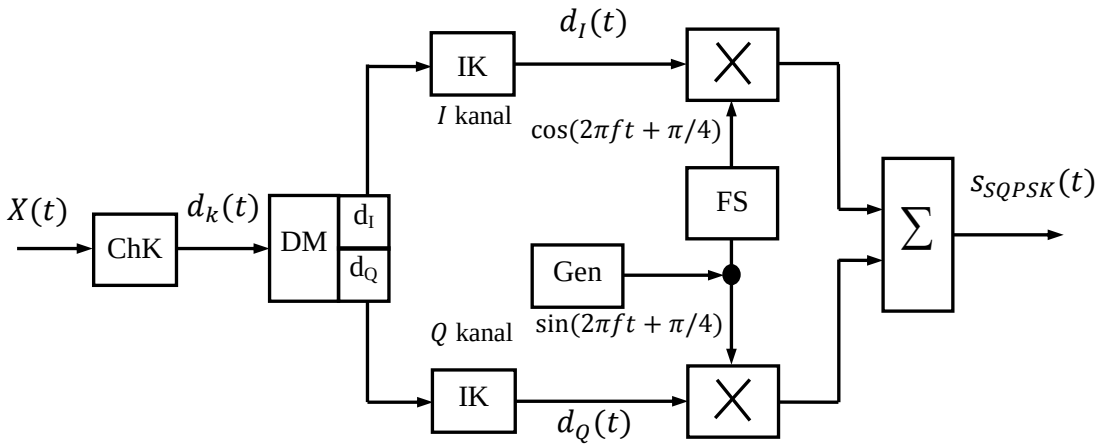
10.4. Siljishli kvadraturali faza manipulyatsiyasi (SQPSK)

QPSK modulyatsiyasida toq va juft impulslar $1/2T$ bit/s tezlik bilan uzatiladi, bunda ularning o‘tishlari 10.8-rasmda keltirilganidek sinxronizatsiyalangan bo‘ladi. Standart QPSK modulyatsiyasida d_I va d_Q larning sinxronizatsiyasi hisobiga $2T$ vaqt oralig‘ida tashuvchining fazasi faqat bir marta

o‘zgarishi mumkin. d_I va d_Q larning qiymatlariga bog‘liq holda har qanday $2T$ vaqt oralig‘ida tashuvchining fazasi 10.8-rasmda keltirilganidek to‘rtta qiymatdan birini qabul qilishi mumkin. Navbatdagi $2T$ vaqt oralig‘ida tashuvchining fazasi o‘zgarmasdan saqlanadi, agar oqimlar impulslaridan birining belgisi o‘zgarmasa. Agar oqimlar impulslaridan birining belgisi o‘zgarsa, $\pm 90°$ faza siljishi yuz beradi. Ikkala oqimlardagi impulslar belgilarining o‘zgarishi $180°$ faza siljishiga olib keladi. Oddiy ikkilik faza manipulyatsiyasida kuzatiladigan fazaning bunday sakrashlari QPSK signal og‘uvchisining parazit amplituda modulyatsiyasini keltirib chiqaradi. Agar QPSK modulyatsiyalangan signal spektrning ikkilamchi maksimumlarini kamaytirish uchun filtrlanadigan bo‘lsa natijaviy signal doimiy og‘uvchili signal bo‘lmay qoladi, va $180°$ ga tasodifiy faza siljishi og‘uvchini nolga aylantirib qo‘yishi mumkin. Signalning bunday o’zgarishi maqsadga muvofiq emas, chunki yon polosalar energiyasining oshishiga va aloqa kanalidagi xalaqitlarning kattalashishiga olib keladi.

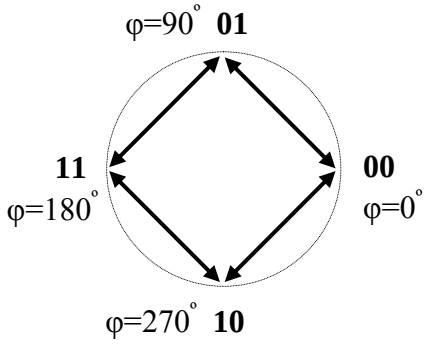
Yuqoridagi nomaqbul hodisadan xalos bo‘lish uchun **siljishli kvadraturali faza manipuyatsiyasi** (inglizcha **Staggered Quadrature Phase Sift Keying – SQPSK**) deb nomlangan modulyatsiya turi ishlab chiqilgan. Signalni shakllantirishning bunday usuli QPSK signalni shakllantirish usuliga o‘xshash, ammo kvadraturali kanalda nimketma-ketlik T_s vaqtga kechiktiriladi.

Ushbu usulni amalga oshirish uchun QPSK signalni shakllantirish strukturaviy sxemasiga (10.7-rasm) muhim bo‘lmagan o‘zgartirish kiritish yetarli, ya’ni sinfaz tarmoqdagi T_s vaqtga kechiktirish elementini olib tashlash kerak (10.9-rasm). Bunday o‘zgartirish kanal simvollarining kvadraturali nimketma-ketligini sinfaz nimketma-ketlikka nisbatan T_s vaqtga kechiktirish amaliga to‘g‘ri keladi.

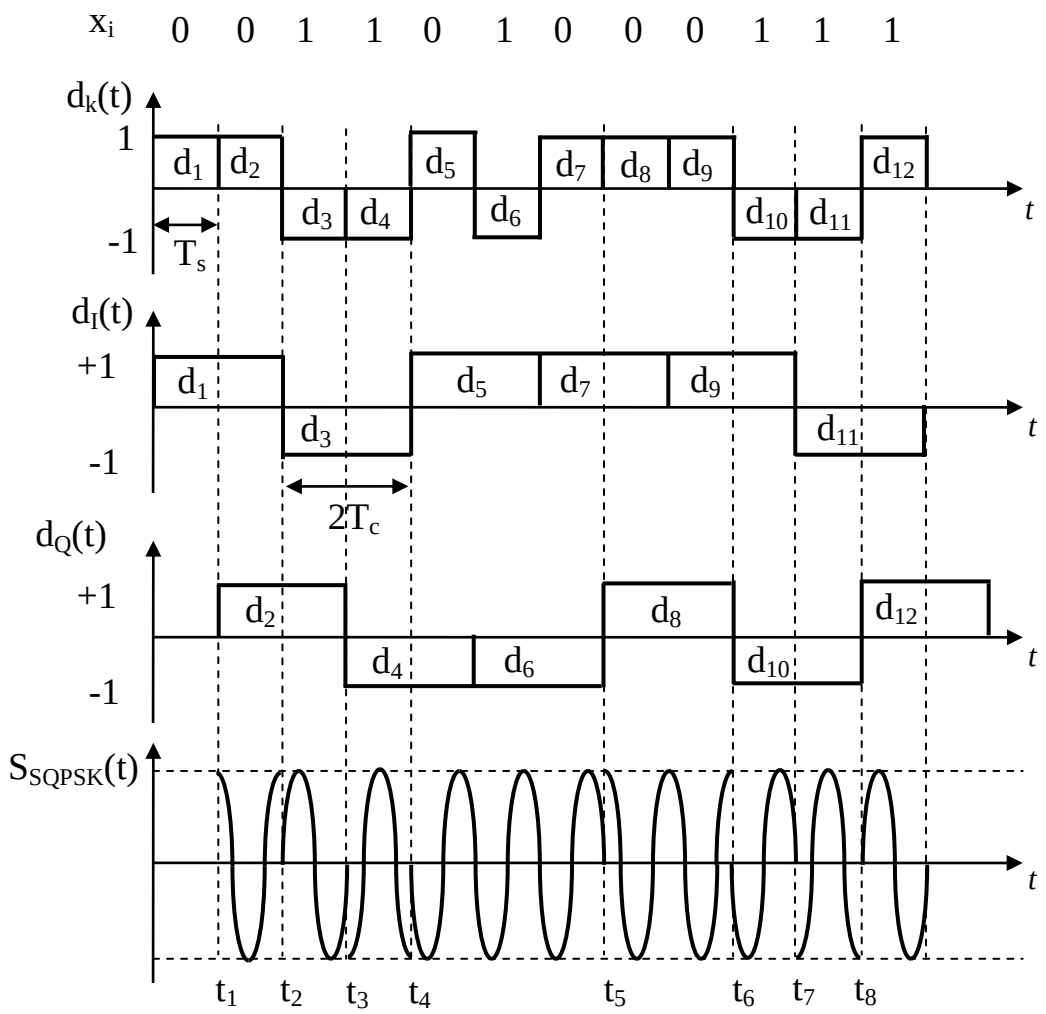


10.9-rasm. *SQPSK modulyatorining strukturaviy sxemasi*

SQPSK modulyatsiyasida $d_I(t)$ va $d_Q(t)$ impulslar oqimi ajratilgan bo‘lib, natijada impulslar bir vaqtda holatini o‘zgartira olmaydi. Tashuvchi fazasini 180º ga o‘zgartira olmaydi, chunki bir marta o‘tishni faqat komponentlardan biri o‘zgartirishi mumkin. Natijada fazaning 180º ga sakrashi yuz bermaydi, chunki modulyatorning sinfaz yoki kvadraturali kanali kirishiga keluvchi ketma-ketlikning har bir elementi fazaning 0º, 90º, yoki 270º (–90º) ga o‘zgartirishi mumkin. SQPSK modulyatsiyasi uchun holatlar diagrammasi 10.10-rasmda keltirilgan. SQPSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari esa 10.11-rasmda keltirilgan.



10.10-rasm. *SQPSK modulyatsiyasi uchun holatlar vektor diagrammasi*



10.11-rasm. *SQPSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari*

10.5. Kvadraturali amplituda modulyatsiyasi (QAM)

Kvadraturali amplituda modulyatsiyasi (KAM, inglizcha Quadrature Amplitude Modulation – QAM) da tashuvchi signalning ham amplitudasi ham fazasi o‘zgaradi. Bu vaqt birligida kodlanuvchi bitlar sonini oshirishga imkon beradi va shu bilan birga aloqa kanali bo‘yicha uzatishda xalaqitbardoshligini oshiradi. Hozirgi vaqtda bitta bod oralig‘ida kodlanuvchi axborot bitlarining soni 8...9 taga, signal holatlarining (nollar va birlar kombinatsiyalari) soni signallar fazosida 216...512 taga yetishi mumkin.

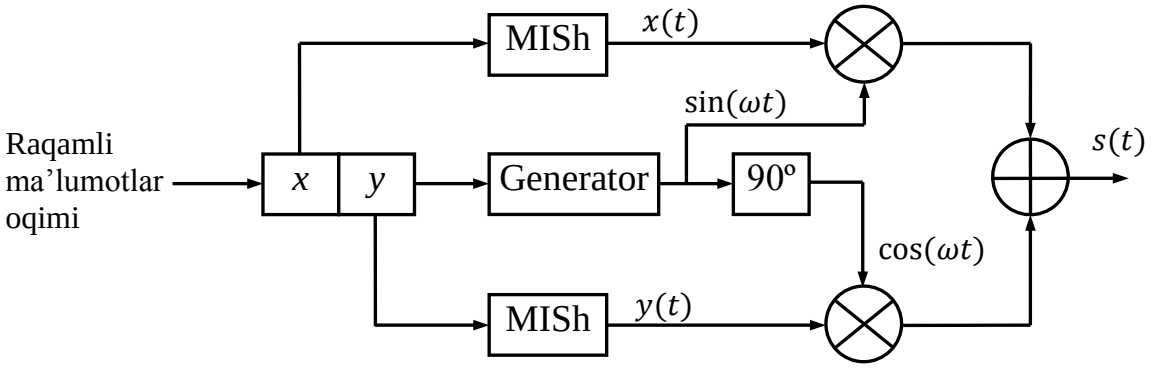
Signallarni kvadraturali ko‘rinishda tasvirlash ularni ifodalashning qulay va yetarlicha universal vositasi hisoblanadi. Kvadraturali tasvirlash tebranishni ikkita

ortogonal tashkil etuvchilar – sinusoida va kosinusoidalarning chiziqli kombinatsiyasi shaklida ifodalashdan iborat:

$$s(t) = x(t)\sin(\omega t + \varphi) + y(t)\cos(\omega t + \varphi), \qquad (10.9)$$

bunda, $x(t)$ va $y(t)$ – bipolyar diskret qiymatlar.

Kvadraturali modulyatorning ishlash prinsipini to‘rtta fazali FMn signalni shakllantirish sxemasi misolida tushuntiramiz (10.12-rasm.)



10.12-rasm. *Kvadraturali modulyator sxemasi*

Davomiyligi T bo‘lgan ikkilik kirish simvollari ketma-ketligi surish registri yordamida juft (x) va toq (y) impulslarga ajratiladi va ushbu impulslar mos ravishda sinfaz $(\sin \omega t)$ va kvadraturali $(\cos \omega t)$ kanallarning modulyatsiyalovchi impulslarni shakllantirgich (MISh)lari kirishiga beriladi. MIShlar chiqishida $\pm U_m$ amplitudali va $2T$ davomiylikli bipolyar impulslar ketma-ketligi $x(t)$ va $y(t)$ lar shakllantiriladi. Ushbu impulslar ketma-ketligi kanallarning ko‘paytiruvchi qurilmalari kirishiga beriladi va ular bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan holda ikkita bir xil ammo faza bo‘yicha 90º ga siljigan tebranishni amplituda bo‘yicha modulyatsiyalaydi. Natijada ularning chiqishida ikki fazali $(0, \pi)$ FM tebranish hosil bo‘ladi. Ularning yig‘indisi FM-4 signalni yoki kvadraturali FM signalni (QPSK) hosil qiladi. Har bir kanalda amplituda manipulyatsiyasi amalga oshirilishi hisobiga ushbu modulyatsiya turi **kvadraturali amplituda manipulyatsiyasi** (ayrim chet el adabiyotlarida Quadrature Amplitude Shift Keying – QASK) deb ham yuritiladi.

Yuqoridagi usulda shakllantirilgan signallar bitta kanalda uzatiladi. Modomiki, ikkita signalni uzatish uchun bitta va faqat bitta fizik kanaldan foydalanilar ekan, KAM-4 signalni uzatish tezligi AMn signalga nisbatan 2 marta yuqori bo‘ladi.

Kvadraturali amplituda modulyatsiyasida bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan ikkita mantiqiy kanal shakllantiriladi, ya’ni birlik sathga bir kanalda birlik sath yoki boshqa kanalda nollik sath mos kelishi mumkin. Shuning hisobiga ikkita chiqish signali bitta fizik muhit orqali o‘tishida bir-biriga ta’sir ko‘rsatmaydi.

Har bir KAM signalning geometrik talqinini signallar fazosida vektor shaklida tasvirlash mumkin. Bunda vektorlarning ohirlari signal fazosida koordinatalari $x(t)$ va $y(t)$ ning qiymatlari orqali aniqlanuvchi signal nuqtalari shaklida tasvirlanadi. Ushbu nuqtalar to‘plami **signal yulduzchalari turkumi** (signal constellation) deb ataladi.

Umumiy holda m amplitudali sathni qo‘llab-quvvatlovchi tizimlar uchun har bir ikkilik simvollar oqimi uchun m^2 ta turli nol va birlar kombinatsiyasini shakllantirish mumkin.

QAM-16 signalni shakllantirish prinsipini ko‘rib chiqamiz.

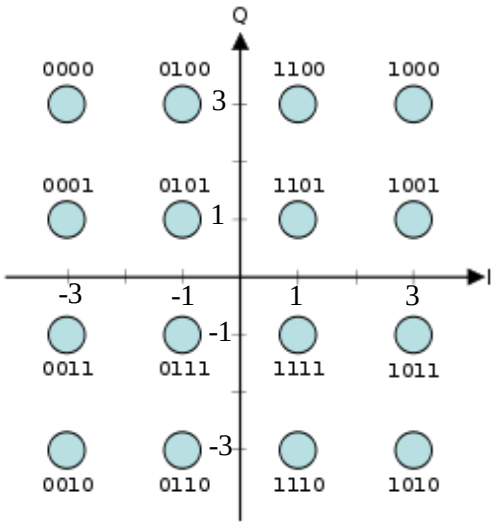
Kvadraturali amplituda modulyatsiyasida $s(t)$ signal quyidagicha ifodalanadi

$$s(t) = I\cos\omega_0 t + Q\sin\omega_0 t = K\cos(\omega_0 t + \theta), \qquad (10.10)$$

$$K = \sqrt{I^2 + Q^2}, \qquad \theta = \operatorname{arctg}\frac{Q}{I},$$

bunda, I va Q – modulyatsiyalovchi signalning sinfaz va kvadraturali tashkil etuvchilari.

QAM-16 da kirish ikkilik ketma-ketligi kvadrobitlarga ajratilishi lozim bo‘lib, I-sinfaz va Q-kvadraturali tashkil etuvchilari $\pm1, \pm3$ qiymatlarni qabul qiladi. Bu holda 10.13-rasmdan ko‘rinadiki, QAM-16 tizimning holatlar diagrammasi (signal yulduzchalari turkumi) 16 ta signal nuqtalaridan iborat bo‘lib, har bir nuqta to‘rtta uzatiluvchi axborot bitlariga mos keladi.



10.13-rasm. *QAM-16 uchun signal yulduzchalari turkumi*

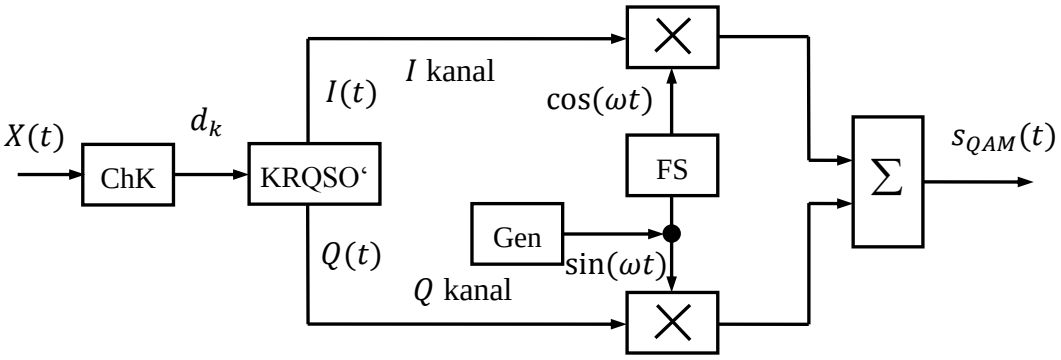
10.3-jadvalda kvadrobitlar va ularga mos modulyatsiyalovchi signalning sinfaz va kvadraturali tashkil etuvchilarining qiymatlari keltirilgan.

10.3-jadval

Kirish kvadrobitlari va modulyatsiyalovchi signal sinfaz va kvadraturali tashkil etuvchilarining qiymatlari orasidagi bog‘liqlik

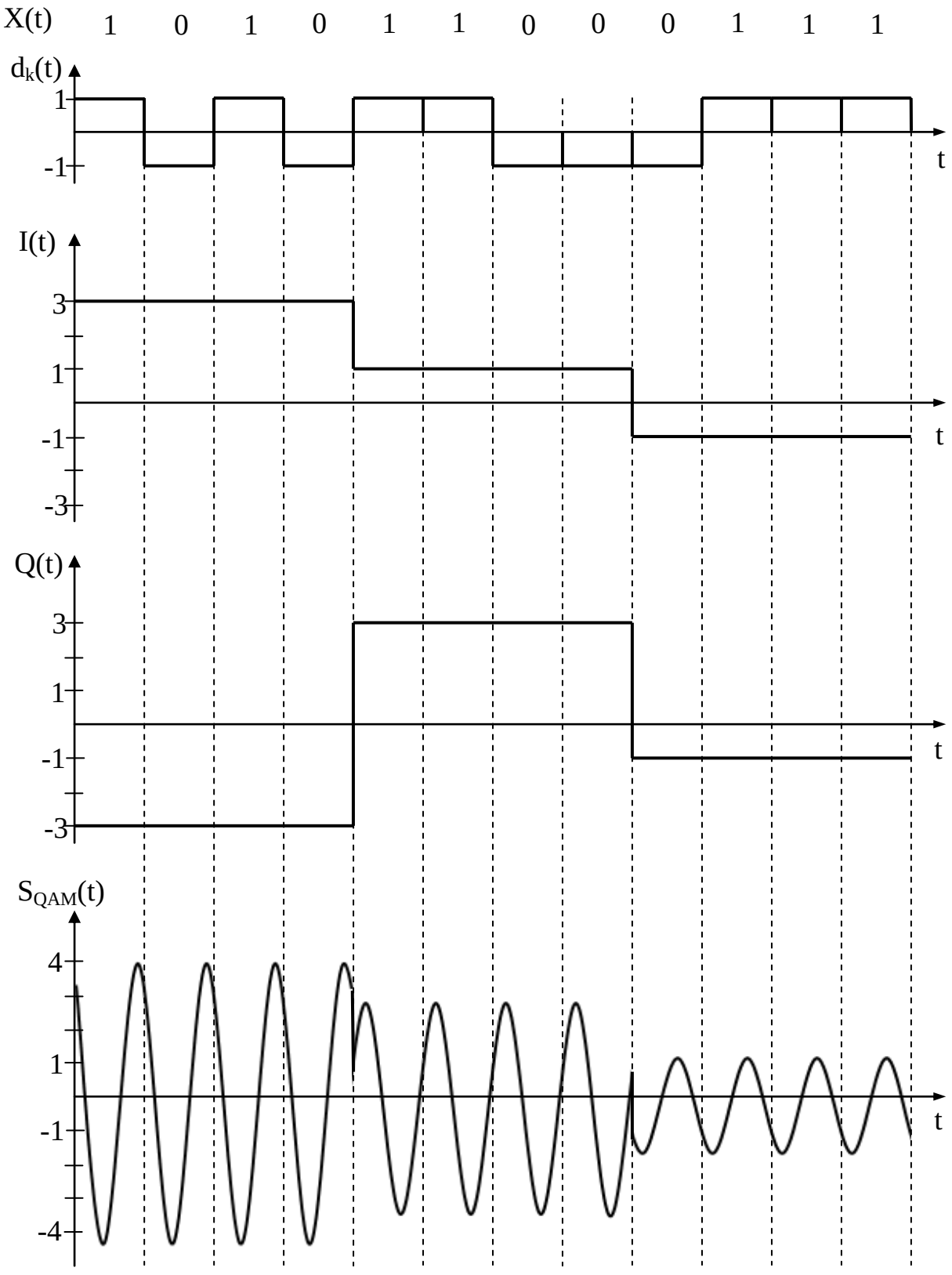
№	Kvadrobitlar	I	Q	K	θ , grad
1	0000	-3	3	4,243	-45
2	0001	-3	1	3,162	-18,43
3	0010	-3	-3	4,243	45
4	0011	-3	-1	3,162	18,43
5	0100	-1	3	3,162	-71,56
6	0101	-1	1	1,414	-45
7	0110	-1	-3	3,162	71,56
8	0111	-1	-1	1,414	45
9	1000	3	3	4,243	45
10	1001	3	1	3,162	18,43
11	1010	3	-3	4,243	-45
12	1011	3	1	3,162	18,43
13	1100	1	3	3,162	71,56
14	1101	1	1	1,414	45
15	1110	1	-3	3,162	-71,56
16	1111	1	-1	3,162	-45

10.14-rasmda QAM-16 modulyatorining strukturaviy sxemasi keltirilgan. Kvadraturali amplituda modulyatsiyasini amalga oshirishda kirish bitlari oqimi $X(t)$ chiziqli koder (ChK) yordamida kodlovchi ketma-ketlik $\{d_k\}$ ga shunday aylantiriladiki, bunda mantiqiy nolga –1 kodlovchi bit, mantiqiy birga esa +1 kodlovchi bit mos keladi.



10.14-rasm. *QAM-16 modulyatorining strukturaviy sxemasi*

Hosil qilingan kirish ikkilik ketma-ketligi $\{d_k\}$ kirish raqamli signalini o‘zgartirgich (KRSO‘) yordamida modulyatsiyalovchi signalning sinfaz va kvadraturali tashkil etuvchilari $\pm 1, \pm 3$ qiymatlarni qabul qiluvchi kvadrobitlarga ajratiladi (10.15-rasm). Undan so‘ng modulyatsiyalovchi signalning sinfaz va kvadraturali tashkil etuvchilari har biri o‘zining ko‘paytiruvchi qurilmasiga beriladi va kosinusoidal va sinusoidal tashuvchilarni modulyatsiyalaydi. Sinfaz va kvadraturali tarmoqlarda hosil bo‘lgan modulyatsiyalangan signallar summatorga beriladi va natijada uning chiqishida QAM-16 signal hosil bo‘ladi.



10.15-rasm. *QAM-16 signalni shakllantirish vaqt diagrammalari*

10.6. Amplituda-faza manipulyasiyasi (APK)

Turli telekommunikatsiya kanallari orqali uzatiluvchi axborotlar oqimining oshib borishi signallarni shakllantirishning turli samarali usullarini topish va uni amalga oshirishga zaruriyat tug‘diradi. Xususan, bunday usullarga ajratilgan chastotalar polosasidan oqilona foydalanish darajasini oshiruvchi ko‘p holatli diskret faza manipulyatsiyasi, shuningdek kvadraturaviy amplituda modulyatsiyasi misol bo‘la oladi.

Axborot uzatish samaradorligini oshirishning navbatdagi yo‘nalishlaridan biri yuqorida ko‘rsatilgan ikkita modulyatsiya usullarini birlashtirish, ya’ni amplituda-faza modulyatsiyasi (AFM) dan foydalanish hisoblanadi.

Amplituda-faza modulyatsiyasi (inglizcha **Amplitude Phase Keying – APK**) deb shunday garmonik modulyatsiya turiga aytiladiki, bunda natijaviy signal tashuvchi tebranish amplitudasi va fazasi o‘zgirishining kombinatsiyasi asosida shakllantiriladi. AFM signallar avval ko‘rib chiqilgan signallar kabi bazis funksiyalar yordamida garmonik tebranishning kesimlari shaklida (ko‘rinishida) beriladi. Xususiy holda bazis funksiyalar sifatida quyidagi funksiyalar bo‘lishi mumkin:

$$\Psi_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos\omega t\,; \quad \Psi_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}}\sin\omega t\,; \quad t \in [0,T],$$

bunda, $E = \|S\|^2 = \int_0^T S^2(t)\,dt$ – signal energiyasi; T – signal posilkasining davomiyligi.

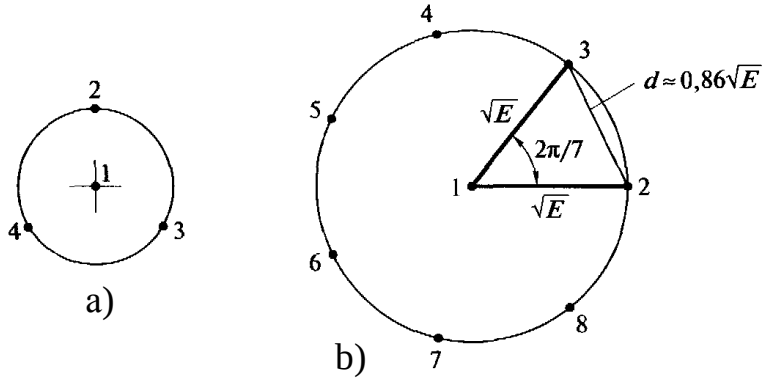
Sodda AFM signallardan biri sifatida to‘rtta realizatsiyaga ega bo‘lgan signalni keltirish mumkin, bunda bazif funksiyalar quyidagicha ifodalanadi:

$$\mathrm{S}_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos\omega t\,; \qquad \mathrm{S}_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos(\omega t + 2\pi/3)\,;$$

$$\mathrm{S}_3(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos(\omega t + 4\pi/3)\,; \qquad \mathrm{S}_4(t) = 0.$$

10.16a-rasmda to‘rt holatli AFM signal 1...4 ta nuqta orqali tasvirlangan bo‘lib, undan uchtasi $R = \sqrt{E}$ radiusli aylanada teng taqsimlangan va to‘rtinchisi esa ushbu aylana markazida (koordinatalar boshida) joylashgan. Ushbu signal (1,3) ko‘rinishida belgilanadi.

Sakkiz holatli AFM signalning signal yulduzchalari turkumida tasviri 1...8 ta nuqtadan bittasi $R = \sqrt{E}$ radiusli aylana markazida, qolgan yettitasi esa aylanining o‘zida teng (bir xil) oraliqlarda joylashgan bo‘ladi (10.16b-rasm).



10.16-rasm. *AFM signalni ikki o‘lchamli fazoda nuqtalar orqali tasvirlanishi: a) – AFM-4; b) – AFM-8.*

Nuqtalar orasidagi masofani uchburchaklar uchun sinuslar teoremasidan foydalanib topish mumkin:

$$d = \frac{\sqrt{E}\sin(2\pi/7)}{\cos(\pi/7)} \approx 0{,}86\sqrt{E}. \qquad (10.11)$$

Ushbu tuzilish sakkiz holatli diskret faza modulyatsiyalangan signalning tuzilishiga qaraganda samaraliroq hisoblanadi, sakkiz holatli DFM signal uchun signal nuqtalari orasidagi masofa $d = 0{,}765\sqrt{E}$ ga teng.

Shuning bilan birga AFM signallar muhim kamchilikka ham ega bo‘lib, bu signallarning turli realizatsiyalari har xil energiya qiymatlariga ega bo‘lishadi, bu esa AFM signallar demodulyatorining realizatsiyasini bir muncha murakkablashtiradi. Ammo ushbu kamchilikka qaramasdan bu signallar raqamli aloqa tizimlarida, xususan sun’iy yo‘ldoshli tizimlarda qo‘llaniladi, chunki DFM

signallar holatligining soni oshishi bilan AFM signallarga nisbatan samaradorligi pasayadi.

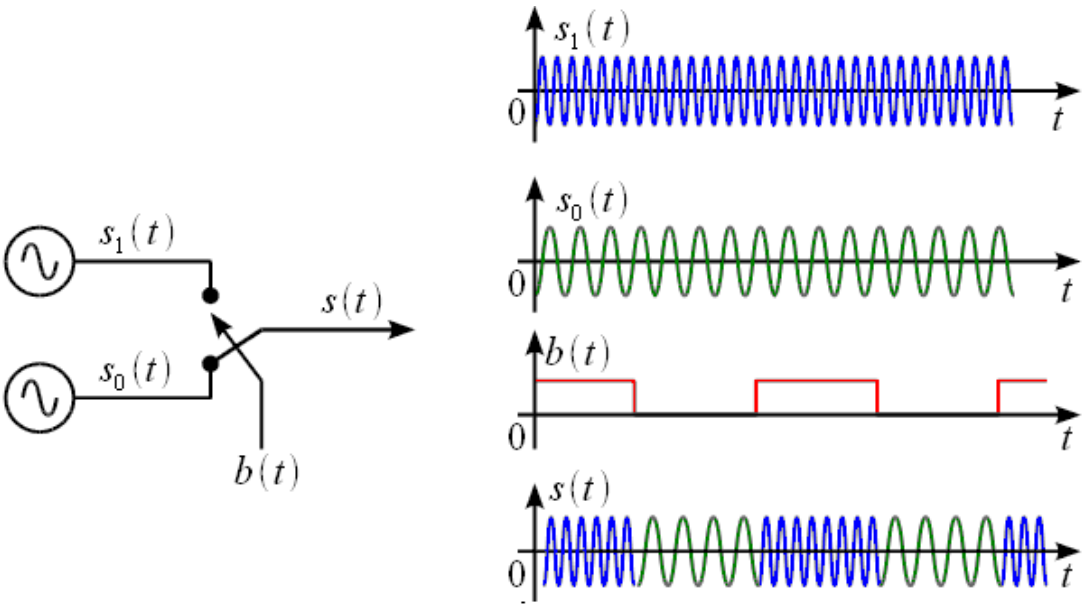
AFM signal bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan holda shakllantirilgan bir nechta mos holda tanlangan amplituda va fazali FM signallarning yig‘indisi natijasida hosil qilinadi. Buning uchun tashuvchi chastotali tebranish har biri to‘g‘ri to‘rtburchakli videoimpulslarning turlicha ketma-ketligi bilan boshqariluvchi bir xil ikkita faza modulyatoriga beriladi va ushbu modulyatorlarning chiqish signallari qo‘shiladi. Bunda ulardan birining sathi attenyuator yordamida ikki marta pasaytiriladi, bu amplituda modulyatsiyasiga mos keluvchi jarayon hisoblanadi. Natijada signal yulduzchalari turkumi har bir kanalning signal vektorlarini yig‘ish natijasini ifodalaydi.

10.7. Chastota manipulyatsiyasi (FSK)

Chastotasi manipulyatsiyalangan (ChMn, inglizcha Frequency Sift Keying – FSK) zamonaviy raqamli aloqa tizimlarida keng tarqalgan signallardan biri hisoblanadi. Buning sababi ushbu signallarni shakllantirish soddaligi va boshlang‘ich fazaga bog‘liq bo‘lmagan holda qabul qilish imkoniyatidir.

FSK modulyatsiyasida axborot ketma-ketligining “0” va “1” qiymatlariga o‘zgarmas amplitudali analog signallarning ma’lum chastotalari mos keladi. Chastota manipulyatsiyasi nisbatan xalaqitbardosh hisoblanadi, chunki telefon kanalidagi xalaqitlar asosan signal chastotasiga qaraganda uning amplitudasiga ko‘proq ta’sir ko‘rsatadi.

Modulyatsiyalovchi signal $b(t)$ nol va birlardan iborat ketma-ketlik shaklida bo‘lgan hol uchun FSK modulyatsiyasini ko‘rib chiqamiz. FSK signalni shakllantiruvchi qurilmani 10.17-rasmda keltirilgan sxema asosida ko‘rib chiqamiz.



10.17-rasm. *FSK signalni shakllantirish prinsipi*

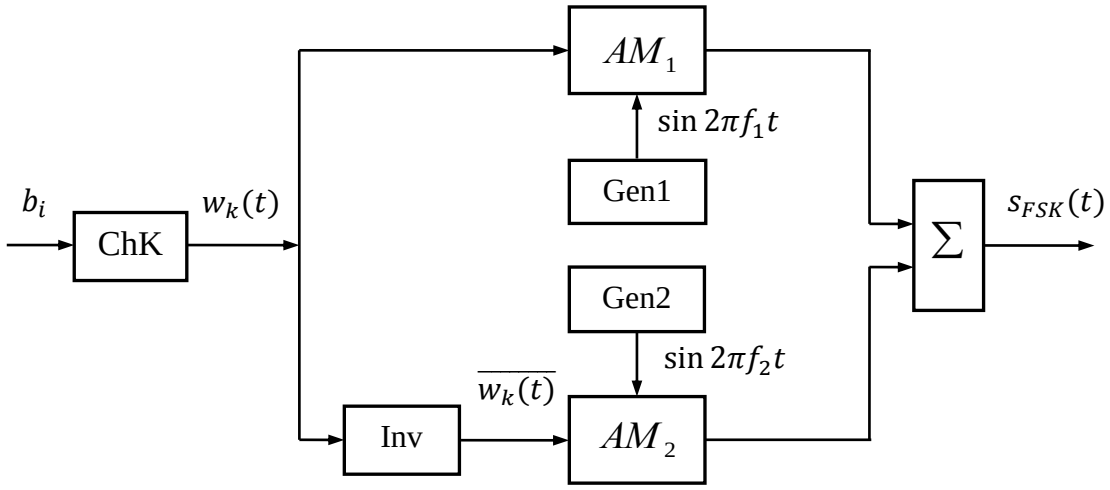
10.17-rasmda turli chastotalardagi $s_0(t)$ va $s_1(t)$ tebranishlarni shakllantiruvchi ikkita generator tasvirlangan, shuningdek $b(t)$ raqamli signal bilan boshqariluvchi elektron kalit ham mavjud bo‘lib, mantiqiy “1” ni uzatish uchun chiqishiga $s_1(t)$ signal, mantiqiy “0” ni uzatish uchun chiqishiga $s_0(t)$ signal ulanadi. Shunday qilib, chiqish signali chastotasi bitlar ketma-ketligiga mos holda manipulyatsiyalanadi. Keltirilgan sxemaning soddaligiga qaramasdan u amaliyotda qo‘llanilmaydi, chunki o‘tish jarayoni juda kichik bo‘lgan juda tezkor kalit talab etiladi, shuningdek generatorlarning ixtiyoriy boshlang’ich fazasida simvollar o‘zgarishida faza bo‘yicha sakrash yuzaga kelishi mumkin, bu esa spektrning kengayshiga olib keladi.

FSK signalni shakllantirishning boshqa bir usulini ko‘rib chiqamiz, bunda FSK signalni turli chastotali ikkita amplitudasi manipulyatsiyalangan signallarning yig‘indisi shaklida ifodalash mumkin

$$s_{FSK}(t) = s_{AM1}(t) + s_{AM2}(t) = 0{,}5(1 + w_k(t)) \sin 2\pi f_1 t + 0{,}5\left(1 + \overline{w_k(t)}\right) \sin 2\pi f_2 t, \quad (10.12)$$

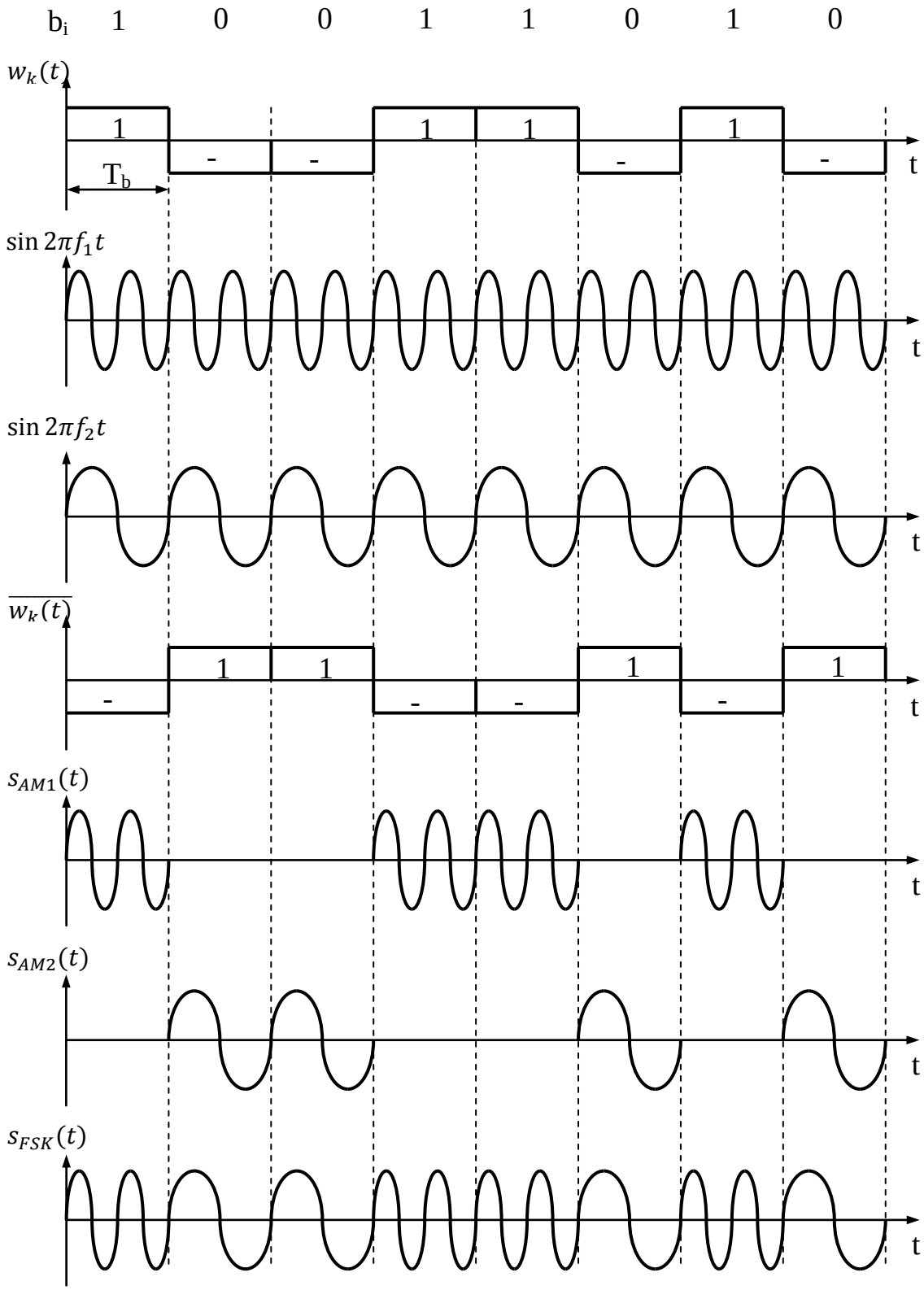
bunda, $w_k(t) = \{1, -1\} - b_i = \{0{,}1\}$ raqamli xabarga mos keluvchi, chiziqli koder chiqishidagi modulyatsiyalovchi signal.

FSK modulyatorning strukturaviy sxemasi 10.18-rasmda keltirilgan bo‘lib, modulyator chiziqli koder (ChK), invertor, ikkita bir xil amplituda modulyatori, ikkita yuqori chastotali tashuvchi tebranish generatori va summatordan iborat.



10.18-rasm. *FSK modulyatorining strukturaviy sxemasi*

FSK signalni (10.12) algoritm bo‘yicha shakllantirish vaqt diagrammalari 10.19-rasmda keltirilgan.



10.19-rasm. *FSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari*

10.8. Minimal faza siljishili chastota manipulyatsiyasi (MSK)

Minimal faza siljishili chastota manipulyatsiyasi (MChMn, inglizcha Minimum Sift Keying – MSK) da modulyatorning kirish bitlari impulslari ketma-ketligi ikkita mos holda toq va juft impulslardan iborat ketma-ketlikka ajratiladi. Modulyatsiyalangan (modulyator chiqishidagi) signal navbatdagi n -chi bit davomiyligida joriy n-chi va undan oldingi $(n-1)$-chi bitlar holatiga bog‘liq bo‘lgan holda ifodalanadi:

$$s(t) = A\cos 2\pi(f_0 \pm \Delta f_m)t = \pm A\cos\frac{\pi t}{2T_b}\cos 2\pi f_0 t \mp A\sin\frac{\pi t}{2T_b}\sin 2\pi f_0 t, \quad (10.13)$$

ya’ni, $I = A\sin 2\pi\Delta f_m t$ va $Q = A\cos 2\pi\Delta f_m t$ amplitudali kvadraturali tashkil etuvchilarning yig‘indisi sifatida ifodalanadi, bunda chastota deviatsiyasi $\Delta f_m = 1/4T_b$ ga teng, f_0 – kanalning tashuvchi chastotasi. Yig‘indi signal chastotasi va fazasining ikkita qo‘shni b_I va b_Q bitlarga bog‘liqligi 10.4-jadvalda keltirilgan.

10.4-jadval

Yig‘indi signal chastotasi va fazasining ikkita qo‘shni b_I va b_Q bitlarga bog‘liqligi

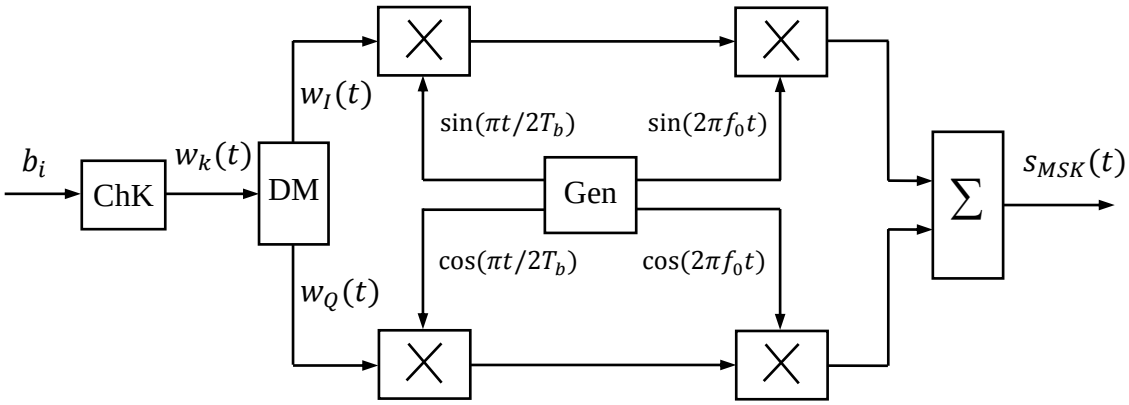
b_I	b_Q	S(t)	chastota	faza
1(+)	1(+)	$A\cos 2\pi(f_0 - \Delta f_m)t$	$f_0 - \Delta f_m$	0
1(+)	0(–)	$A\cos 2\pi(f_0 + \Delta f_m)t$	$f_0 + \Delta f_m$	0
0(–)	1(+)	$-A\cos 2\pi(f_0 + \Delta f_m)t$	$f_0 + \Delta f_m$	π
0(–)	0(–)	$-A\cos 2\pi(f_0 - \Delta f_m)t$	$f_0 - \Delta f_m$	π

MSK modulyatsiyasini sinfaz va kvadraturali tashkil etuvchilarning amplitudalari sinusoidal qonun bo‘yicha o‘zgaruvchi, amplitudalarining belgisi esa ikkilik ketma-ketlik bitining qiymati orqali aniqlanuvchi siljishli kvadraturali modulyatsiya deb qarash mumkin.

Eslatib o‘tamiz, modulyatsiya qonunining argumenti sifatida qo‘llaniluvchi (10.4-jadvaldagi birinchi ikkita ustun) ikkita bit shunday tanlanadiki, bunda

qanday bit joriy bit ekanligi e’tiborga olinadi: agar joriy bit juft bo‘lsa juftlikning ikkinchi biti undan avvalgi toq bit hisoblanadi, agar joriy bit toq bo‘lsa juftlikning ikkinchi biti undan avvalgi juft bit hisoblanadi.

MSK modulyatorining strukturaviy sxemasi 10.20-rasmda keltirilgan. Modulyator chiziqli koder (ChK), demultipleksor (DM), kvadraturali past chastotali signallar $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ va $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ ni hamda yuqori chastotali tashuvchi tebranishlar $\sin 2\pi f_0 t$ va $\cos 2\pi f_0 t$ ni generatsiyalovchi generator, to‘rtta ko‘paytirgich va summatordan iborat.



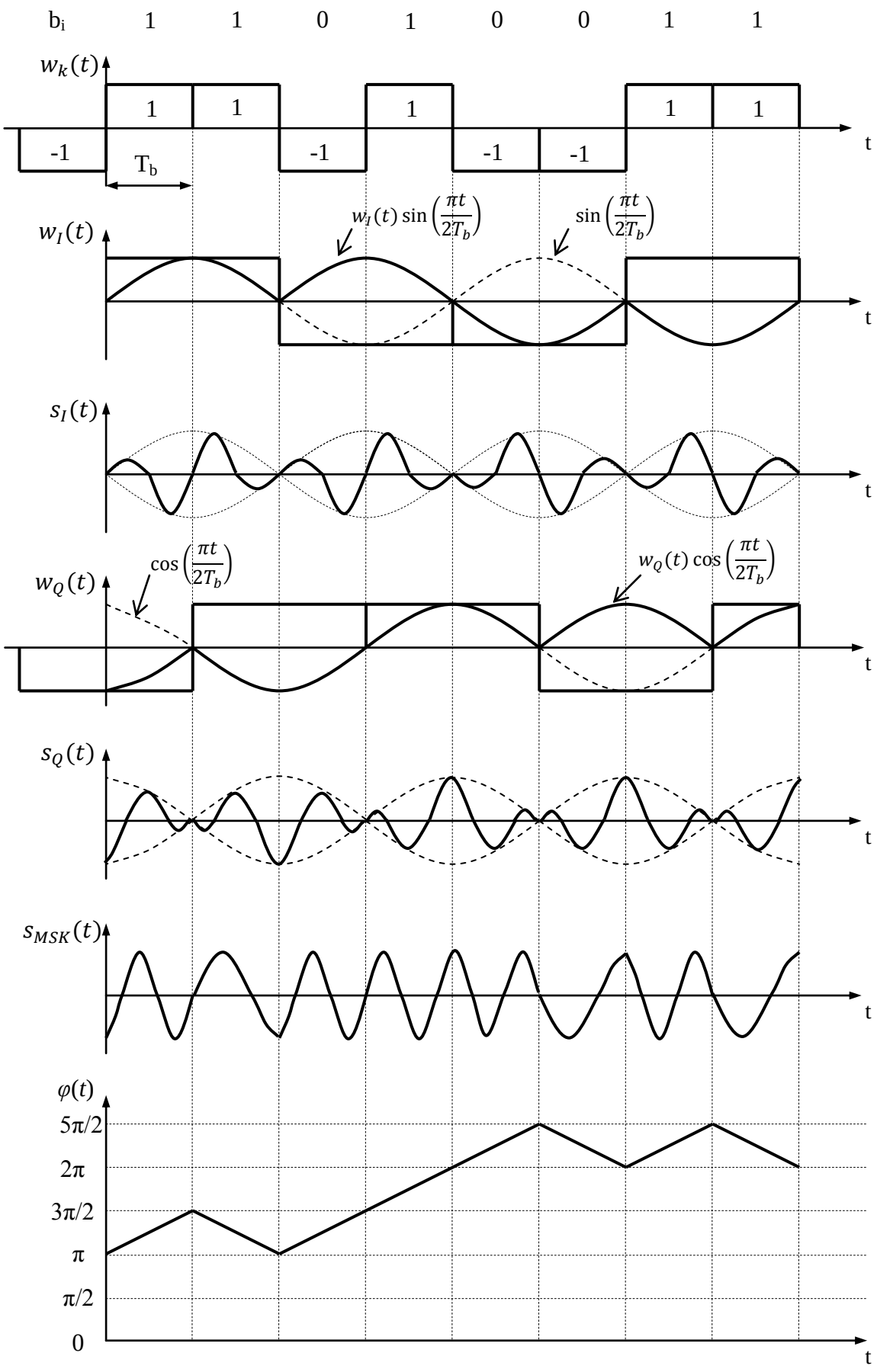
10.20-rasm. *MSK modulyatorining strukturaviy sxemasi*

Chiziqli koder kirishidagi b_i axborot bitlari T_b davomiylikli musbat va manfiy qutbli to‘g‘ri to‘rtburchakli impulslar ketma-ketligiga aylantiriladi. Ushbu ketma-ketlik demultipleksor (DM) da ikkiga: toq raqamli impulslar nimketma-ketligi $w_I(t)$ va juft raqamli impulslar nimketma-ketligi $w_Q(t)$ ga ajratiladi, va har birining davomiyligi ikki marta kengaytiriladi, ular mos ravishda sinfaz va kvadraturali tarmoqlarga beriladi. Hosil qilingan $w_I(t)$ va $w_Q(t)$ nimketma-ketliklar mos ko‘paytiruvchi qurilmalariga beriladi va ularning kvadraturali past chastotali signallar $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ va $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ ga ko‘paytirilishi amalga oshiriladi. Natijada ko‘paytirgichlarning chiqishida ikkita kvadraturali kanallarning modulyatsiyalovchi signallarini hosil qilamiz. Ushbu modulyatsiyalovchi $w_I(t)\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ va $w_Q(t)\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ signallar mos ravishda tashuvchi tebranishlar

$\sin 2\pi f_0 t$ va $\cos 2\pi f_0 t$ ni modulyatsiyalaydi va ularning chiqishlaridagi signallar qo‘shilishi natijasida MSK signal hosil qilinadi. Modulyator chiqishidagi signalning chastotasi $f = f_0 - 1/(4T_b)$ ga teng bo‘ladi, agar joriy bit oldingi bit bilan mos kelsa; va $f = f_0 + 1/(4T_b)$ ga teng bo‘ladi, agar mos kelmasa.

10.21-rasmda MSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari keltirilgan.

MSK signalda faza uzulishlari (keskin o‘zgarishlari) ning bo‘lmasligi uning energetik spektri SQPSK signal spektriga qaraganda ancha yuqori darajada ixcham bo‘ladi. MSK signal spektrining quvvati taxminan $1/f^4$ ga proporsional kichiklashadi, ya’ni bu signal egallagan polosa $\Delta f_{0,99} \approx 1{,}2/T_b$ ga teng bo‘lib, oddiy BFMga nisbatan 15 marta kichik bo‘ladi.



10.21-rasm. *MSK signalni shakllantirish vaqt diagrammalari*

10.9. Gauss minimal faza siljishili chastota manipulyatsiyasi (GMSK)

Modulyatsiyalangan MSK signal spektri kengligini siqish nafaqat unda uchraydigan faza o‘zgarishini, shu bilan birga uning (chastotasi, chastota o‘zgarish tezligi kabilar) hosilalarini ham uzluksiz bo‘lishini ta’minlash orqali amalga oshirilishi mumkin. GSM standartida **Gauss MChM (GMSK – Gaussian MSK)** modulyatsiyalangan signaldan foydalaniladi. Bu tur modulyatsiyada “posilka” davomida signal fazasining o‘zgarishi Gauss integral taqsimot funksiyasi qonuniyati bo‘yicha o‘zgarishi natijasida, signal chastota va fazasining sekin (asta-sekin) o‘zgarishi natijasida signal energetik spektrining yanada ixchamlashishiga erishiladi.

Texnik nuqtai nazardan GMSK modulyatsiyalangan signalni shakllantirish davomiyligi T_b bo‘lgan to‘g‘ri to‘rtburchak shaklidagi impulslar (posilka) ketma-ketligini polosasining kengligi B (-3 dB sathda) bo‘lgan va gaussimon amplituda-chastota xarakteristikali past chastotalar filtridan o‘tkazilishi orqali amalga oshiriladi. So‘ngra tekislangan signal yuqori chastotali tashuvchini modulyatsiyalaydi. GSM standartida $BT_b = 0{,}3$ qiymati tanlangan bo‘lib, bu esa o‘z navbatida $\Delta f_{0,99} \approx 0{,}92/T_b$ bo‘lishini ta’minlaydi.

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

10.5-jadval

Turli modulyatsiyalangan signallar uchun modulyatsiyalangan signal spektri kengligi $\Delta f_{0,99}$ ni signal uzatish tezligi R_b ga bog‘liqligi

Modulyatsiya turi	BPSK	QPSK, SQPSK,	MSK	GMSK
$\Delta f_{0,99}/R_b$	18,5	9,2	1,2	0,92

Elektr aloqa tizimlari, mobil aloqa, radiorele, sun’iy yo‘ldosh orqali aloqa, keng polosali simsiz radioaloqa, xususiy chaqirish tizimlarida yuqoridagi modulyatsiya turlariga o‘xshash yana bir qator modulyatsiya usullaridan ham foydalaniladi.

Nazorat savollari

1. *Raqamli modulyatsiyalangan signallar qanday afzalliklarga ega?*
2. *ASK signalni shakllantirish jarayonini tushuntiring.*
3. *BPSK signalni shakllantirish jarayonini tushuntiring.*
4. *QPSK signalni shakllantirish strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
5. *SQPSK modulyatsiyasining afzallik va kamchiliklari nimalardan iborat?*
6. *QAM-16 modulyatorining strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini vaqt diagrammalari asosida tushuntirib bering.*
7. *APK modulyatsiyasi haqida tushuncha bering.*
8. *FSK modulyatorining strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
9. *MSK modulyatorining strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
10. *GMSK modulyatsiyasining afzalliklari nimalardan iborat va ushbu modulyatsiya qaysi tizimlarda qo‘llaniladi?*

11. TASODIFIY JARAYONLAR VA ULARNING ENERGETIK SPEKTRI

11.1. Signal va xalaqitlar – tasodifiy jarayon

Radiotexnik tizimlarni tahlil (analiz) va sintez qilishda signallarning matematik modellaridan keng foydalaniladi. Signal va xalaqitlarning matematik modellaridan signallarning umumiy fizik xossalari o‘rniga faqat qo‘yilgan radiotexnik masalani yechishga tegishli xossalari e’tiborga olingan matematik modelidan foydalaniladi. Signallar uzatish nazariyasida signallarga ehtimollik nazariyasi asosida yondoshish, ya’ni uzatilayotgan va qabul qilinayotgan xabarni tasodifiy jarayonning ko‘rinishlaridan biri deb qabul qilinadi.

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

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

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

$$P\left(\alpha_{r_{j+1}}^{j+1}, \alpha_{r_{j+2}}^{j+2}, \dots, \alpha_{r_{j+N}}^{j+N}, \right) =$$

$$= P\left(\alpha_{j+1}^{j+1}\right) P\left(\alpha_{r_{j+2}}^{j+2}\right) \dots P\left(\alpha_{r_{j+N}}^{j+N}\right) / \alpha_{r_{j+N-1}}^{j+N-1}, \dots \alpha_{r_{j+1}}^{j+1} \qquad (11.1)$$

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

Agar xabar manbaining statistik ifodasi (11.1) vaqtga bog‘liq bo‘lmasa, bunday manba **statsionar manba** deb ataladi, uning chiqishida hosil bo‘ladigan signal *statsionar tasodifiy signal* bo‘ladi.

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

$$F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n) = P\{X(t_1) < x_1, X(t_2) < x_2, \dots, X(t_n) < x_n\} \tag{11.2}$$

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

$$W_n(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n) = \frac{\partial^n F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n; t_1, t_2, t_3, \dots, t_n)}{\partial x_1, \partial x_2, \partial x_3, \dots, \partial x_n} \tag{11.3}$$

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

(11.2) va (11.3) ifodalar orqali aniqlanadigan ko‘p o‘lchamli funksiyalarni aniqlash qiyin, ba’zan esa umuman mumkin emas. Bundan tashqari xabar uzatish bilan bog‘liq muammolarni yechishda ko‘p o‘lchamli taqsimot qonunini bilish talab etilmaydi. Shuning uchun xabar signallari modeli sifatida bir yoki ikki o‘lchamli taqsimot qonuni orqali ifodalanadigan tasodifiy jarayonlardan foydalaniladi. Ko‘p hollarda tasodifiy jarayonning sonli xarakteristikalari: *o‘rtacha qiymat, dispersiya, avtokorrelyatsiya va o‘zaro korrelyatsiya* qiymatlarini aniqlash yetarli hisoblanadi.

Haqiqiy xabarlar tabiatan **nostatsionar tasodifiy jarayon** bo‘lib, uning matematik modeli ham nostatsionar tasodifiy jarayon shaklida bo‘ladi. Ko‘p hollarda umuman nostatsionar jarayonni nisbatan kichik vaqt oralig‘ida kvazistatsionar jarayon deb, amalda esa statsionar jarayon deb qabul qilish mumkin. Nostatsionar jarayondan statsionar jarayon modeliga o‘tish ko‘p hollarda

xabar nostatsionarligi bilan bog‘liq masalani yechishning juda murakkabligi, ba’zi hollarda umuman yechib bo‘lmasligi bilan asoslanadi.

Amaliyotda xabarlarning va xalaqitlarning statsionar tasodifiy modeli sifatida *Gauss tasodifiy jarayoni*dan foydalaniladi. Tasodifiy jarayonning Gauss modeli tovush va teleko‘rsatuv xabarlarini, radiolokatsion stansiya qabul qiladigan signallarni, telemetrik jarayon bilan bog‘liq signallarni va aloqa kanallaridagi shovqinlarni yetarli darajada yaxshi ifodalaydi.

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

$$m_x(t) = M\{X(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} xW(x;t)dx, \qquad (11.4)$$

dispersiyasi:

$$D_x(t) = M\{[X(t) - m_x(t)]^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} [x - m_x(t)]^2 W(x;t)dx, \qquad (11.5)$$

va tasodifiy jarayonning ikki vaqt onlaridagi qiymatlari orqali aniqlanadigan **avtokorrelyatsiya funksiyasi**:

$$B_x(t_1;t_2) = M\{[X(t_1) - m_x(t_1)][X(t_2) - m_x(t_2)]\} =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} [x_1 - m_x(t_1)][x_2 - m_x(t_2)]W_2(x_1,x_2;t_1,t_2)dx_1dx_2, \qquad (11.6)$$

tasodifiy jarayonning **o‘zaro korrelyatsiya funksiyasi**:

$$B_{xy}(t_1;t_2) = M\{[X(t_1)\cdot Y(t_2)]\} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_1y_2W_2(x_1,y_2;t_1,t_2)dx_1dy_2. \qquad (11.7)$$

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

Funksiya $X(t)$ ning bir-biridan $t_2 - t_1 = \tau$ vaqtga farq qiluvchi qiymatlari ushbu funksiyaning τ vaqt oralig‘idagi o‘rtacha qiymatini anglatadi va ushbu bir-biridan τ vaqt oralig‘iga farq qiluvchi qiymatlarining o‘zaro bog‘liqligini baholaydi.

Statsionar tasodifiy jarayonlar uchun quyidagi shartlar bajariladi:

$$m_x(t) = m_x = const; \qquad D_x(t) = D_x = const;$$

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

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

Avtokorrelyatsiya va o‘zaro korrelyatsiya koeffitsiyentlari

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

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

Agar $R_x(\tau) = 0$ yoki $R_{xy}(\tau) = 0$ bo‘lsa, u holda bu tasodifiy jarayonning $t_2 - t_1 = \tau$ vaqtga farq qiluvchi qiymatlari bir-biriga bog‘liq emasligini bildiradi. Agar $R_x(\tau) = 1$ va $R_{xy}(\tau) = 1$ bo‘lsa, u holda bu bir-biridan $t_2 - t_1 = \tau$ vaqtga farq qiluvchi tasodifiy jarayonning qiymatlari bir-biri bilan to‘liq bog‘liqligi, bir-biriga juda o‘xshashligini bildiradi. Agar $R_x(\tau) = -1$ va $R_{xy}(\tau) = -1$ holati yuz bersa, u holda tasodifiy jarayonning $\tau = t_2 - t_1$ vaqtga farq qiluvchi qiymatlari bir-biriga qarama-qarshi ekanligini bildiradi.

Korrelyatsiya funksiyalari quyidagi *xossalarga* ega:

– korrelyatsiya funksiyasi (koeffitsiyenti) juft funksiya, ya’ni $R(\tau) = R(-\tau)$;

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

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

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

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

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

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

Tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati va dispersiyasi uning tarkibini va o'zgarish tezligini aks ettirmaydi. Tasodifiy jarayonning o'zgarish tezligini uning t_1 va t_2 vaqtlarda olingan oniy qiymatlarining statistik bog'liqligi orqali baholash mumkin. Bu bog'liqliklar tasodifiy jarayonning avtokorrelyatsion funksiyasi va ikki tasodifiy jarayon $X(t_1)$ va $X(t_2)$ larning t_1 va t_2 vaqtlarda olingan oniy qiymatlari orasidagi bog'liqlik o'zaro korrelyatsiya funksiyasi orqali baholanadi.

Korrelyatsiya funksiyalari o‘rtacha qiymat va dispersiyaga nisbatan tasodifiy jarayon haqida ko‘proq ma’lumotlar beradi.

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

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

$$\Delta\tau = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} B(\tau)d\tau}{B(0)} = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)d\tau. \qquad (11.8)$$

Tasodifiy jarayonlar vaqt funksiyasi sifatida ikki turga bo‘linadi:

– ***statsionar tasodifiy jarayonlar;***

– ***nostatsionar tasodifiy jarayonlar.***

Agar tasodifiy jarayonning sonli xarakteristikalari: o‘rtacha qiymat, dispersiya yoki korrelyatsiya funksiyasi vaqt funksiyasi bo‘lib, o‘zgaruvchan bo‘lsa, ya’ni $M(X,t), D(X,t)$ va $R(t_2,t_1)$ ning qiymati $t_2 - t_1 = \tau$ ni vaqt o‘qining qaysi qismida olinganligiga bog‘liq bo‘lsa, bunday jarayonlar **nostatsionar tasodifiy jarayonlar** hisoblanadi. O‘rtacha qiymati, dispersiyasi vaqtga bog‘liq bo‘lmagan, korrelyatsiya funksiyasi faqat $t_2 - t_1 = \tau$ ga bog‘liq bo‘lib, $t_2 - t_1 = \tau$ ni vaqt o‘qining qaysi qismida olinganligiga bog‘liq bo‘lmasa bunday tasodifiy jarayonlar **statsionar tasodifiy jarayonlar** hisoblanadi.

Statsionar tasodifiy jarayonlar *ergodiklik xossasiga* ega. Statsionar tasodifiy jarayonlarning ushbu xossasiga asosan uning bir-necha realizatsiyalaridan t_1 vaqtda olingan o‘rtacha qiymati, ushbu tasodifiy jarayon davomiyligi T

cheksizlikka intilgan realizatsiyasining vaqt bo‘yicha o‘rtacha qiymatiga birga yaqin ehtimollik bilan tenglashadi, ya’ni

$$\overline{X(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T x(t)dt = \widetilde{x(t)}$$

$$\overline{X^2(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x)dx = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T x^2(t)dt = X^2(t)$$

$$B_x(\tau) = \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p_2(x_1, x_2; \tau)dx_1 dx_2 =$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T x(t)x(t+\tau)dt = x(t)\widetilde{x(t+\tau)}. \qquad (11.9)$$

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

11.2. Gauss tasodifiy jarayoni

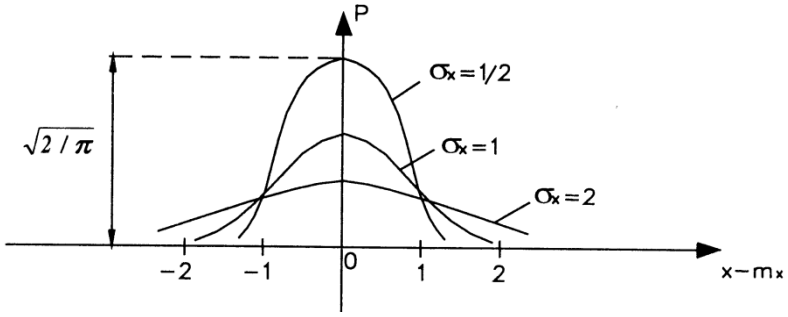
Normal – Gauss tasodifiy qiymatlar taqsimot qonuni tabaitda boshqa taqsimot qonunlariga qaraganda nisbatan ko‘p uchraydi. Aloqa kanallaridagi xalaqitlar ham ko‘p hollarda normal taqsimot qonuniga bo‘ysunadi. Ko‘p hollarda taqsimot qonuni normal taqsimot qonunidan kam farqlanadigan tasodifiy jarayonlarni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

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

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} exp\left[\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}\right]. \qquad (11.10)$$

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

Normal taqsimot qonuni ehtimollik zichligining grafigi σ_x ning bir necha qiymatlari uchun 11.1-rasmda keltirilgan.



11.1-rasm. *Normal taqsimot qonuni ehtimollik zichligining grafigi*

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

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(x)dx = 1. \qquad (11.11)$$

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

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

Fluktuatsion xalaqitning o‘rtacha qiymati $m_x = 0$ ligini e’tiborga olib (11.10) ifodani quyidagi ko‘rinishga keltiramiz.

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} exp\left[\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right]. \qquad (11.12)$$

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

$$F(u_0) = P(u < u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-u^2/2} du = \frac{1}{2}[1 + F(u_0)]. \qquad (11.13)$$

(11.13) formula orqali fluktuatsion xalaqitning sathi berilgan u_0 ga teng yoki kichiklik ehtimolligi hisoblanadi. (11.13) formulada $\sigma_n^2 = P_x$ bo‘lib, xalaqitning o‘rtacha quvvatini anglatadi, bundan tashqari $\sigma_n = \sqrt{P_x} = U_{xe}$ – xalaqitning effektiv qiymati, $F(u)$ – funksiya **ehtimollik integrali yoki Kramp funksiyasi** deb ataladi va u quyidagicha aniqlanadi:

$$F(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{0}^{u_0} e^{-u^2/2} du. \qquad (11.14)$$

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

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

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

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

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2}[F(u_2) - F(u_1)]. \qquad (11.15)$$

Fluktuatsion xalaqit qiymati u_0 dan kattaligi ehtimolligini hisoblash uchun $u_2 = \infty$ va $u_1 = u_0$ qiymatlarni (11.15) ifodaga qo‘yish kerak, natijada quyidagini olamiz:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2}[F(\infty) - F(u_0)] = \frac{1}{2}[1 - F(u_0)]. \qquad (11.16)$$

(11.16) formula asosida hisoblashlar shuni ko‘rsatadiki, fluktuatsion xalaqit sathining bo‘sag‘aviy sath u_0 dan katta bo‘lish ehtimolligi u_0 kattalashgan sari kichiklashib boradi. Misol uchun xalaqit sathi $u_0 = 1$ dan katta bo‘lish ehtimolligi 0,16 ga teng; xalaqit sathi $u_0 = 3$ dan katta bo‘lish ehtimolligi 0,0013 ga teng va $u_0 = 4$ bo‘lgan holat uchun $3{,}5 \cdot 10^{-5}$ va hakazo. Yuqoridagilardan ko‘rinadiki fluktuatsion xalaqit sathi amalda $u_0 = 3$ dan katta bo‘lmaydi. Odatda xalaqitning eng katta qiymatini uning kichik qiymatiga nisbati 3,5...4,5 dan katta emas. Shuning uchun fluktuatsion xalaqitni impulssimon xalaqitdan farqlash uchun tekis xalaqit deb ham ataladi.

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

11.3. Tasodifiy jarayonlarning energetik spektri

Tasodifiy jarayonlar vaqt funksiyasi bo‘lib, u turli shakllarni qabul qiladi, shuning uchun uning spektri xarakteristikasi ham turlicha bo‘ladi. Agar tasodifiy jarayon (funksiya) $x(t)$ sifatida elektr toki yoki kuchlanishi tushunilsa, u holda ushbu funksiya (signal)ning o‘rtacha kvadratik qiymatini qarshiligi 1 Om bo‘lgan yuklamada ajralib chiqayotgan o‘rtacha quvvat deb qarash mumkin. Ushbu quvvat

tashkil etuvchilarining chastotalari ma’lum bir polosada joylashgan bo‘lib, u ushbu tasodifiy signalning hosil bo‘lish sababiga bog‘liq.

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

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

Tasodifiy jarayonning spektr zichligini uni hosil qilgan fizik tasodifiy jarayon ma’lum bo‘lgan holda aniqlash mumkin. Tasodifiy jarayon $x(t)$ ning T davomiylikka ega bo‘lgan bitta realizatsiyasiga Furye almashtirishini qo‘llab uning spektri zichligini aniqlaymiz. U holda ushbu tahlil etilayotgan T davomiylikdagi tasodifiy jarayon spektri zichligi $S_T(\omega)$ ni va u orqali ushbu signal energiyasini aniqlash mumkin, ya’ni

$$E = \int_{-T/2}^{T/2} x_T^2(t)dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |S_T(\omega)|^2 d\omega. \qquad (11.17)$$

(11.17) ifoda orqali aniqlangan energiyani signal davomiyligi T ga bo‘lib, ushbu T vaqt bo‘lagidagi signal o‘rtacha quvvatini topamiz:

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega. \qquad (11.18)$$

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

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T\to\infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)d\omega, \qquad (11.19)$$

bu ifodada

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

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

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

Signalning energetik spektri uni tashkil etuvchi chastotalarning boshlang‘ich fazalari haqida hech qanday ma’lumot bermaydi. Signal shaklini vaqt funksiyasi sifatida uning energetik spektri orqali tiklab bo‘lmaydi. Signalni faqatgina uning amplituda-chastota va faza-chastota spektrlari ma’lum bo‘lgan vaqtdagina tiklash mumkin.

11.4. Tasodifiy jarayonning spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasidagi bog‘liqlik. Oq shovqin

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

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

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \qquad (11.20)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \qquad (11.21)$$

Tasodifiy signal energetik spektri va korrelyatsiya funksiyalari juft funksiyalar ekanligini e’tiborga olib, (11.20) va (11.21) formulalarni quyidagi ko‘rinishga keltirish mumkin:

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega\tau \, d\tau, \tag{11.22}$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega\tau \, d\omega, \tag{11.23}$$

yoki

$$G_x(\omega) = 2 \int_{0}^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega\tau \, d\tau, \tag{11.24}$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega\tau \, d\omega. \tag{11.25}$$

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

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \tag{11.26}$$

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \tag{11.27}$$

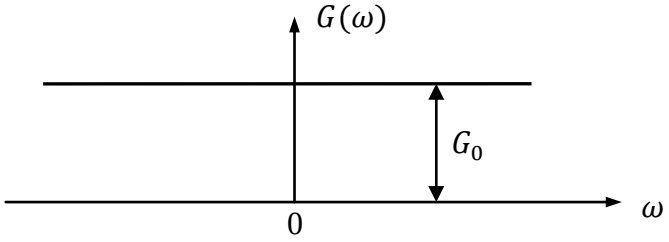
(11.21) ifodadan $\tau = 0$ bo‘lgan holat uchun quyidagi tenglikni olamiz:

$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = P. \tag{11.28}$$

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

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

Axborot uzatish tizimlarda hamma vaqt keng polosali fluktuatsion xalaqit – oq shovqin mavjud bo‘lib, uning chastotalari nazariya nuqtai nazaridan $-\infty < \omega < \infty$ polosada joylashgan hisoblanadi, shuning uchun fluktuatsion xalaqitlarni **“oq shovqin”** deb ataladi.



11.2-rasm. *Oq shovqin spektri*

Agar (11.27) ifodada $G(\omega)$ ni $G_0 = const$ bilan almashtirsak, u holda oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasini aniqlaymiz, ya’ni

$$B(\tau) = G_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega = G_0 \cdot \delta(\tau), \qquad (11.29)$$

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

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

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

Nazorat savollari

1. *Tasodifiy jarayon deganda nimani tushunasiz?*
2. *Qanday tasodifiy jarayon statsionar tasodifiy jarayon deyiladi?*

3. *Tasodifiy jarayonning qanday sonli xarakteristikalari mavjud?*

4. *Tasodifiy jarayonning o‘rtacha qiymati va dispersiyasi tushunchalari nimani anglatadi?*

5. *Korrelyatsiya funksiyasi va korrelyatsiya oralig‘iga ta’rif bering.*

6. *Bir o‘lchamli normal taqsimot qonuni ifodasini yozing va uning grafigini chizing.*

7. *“Oq shovqin” deganda qanday shovqin tushuniladi?*

8. *Tasodifiy jarayon spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasida qanday bog‘liqlik bor?*

9. *Furye to‘g‘ri va teskari almashtirishlari ifodalarini yozing.*

10. *Furye to‘g‘ri va teskari almashtirishlari nodavriy signallarning chiziqli radiotexnik tizimlardan o‘tishini tadqiq qilishda qanday ahamiyatga ega?*

12. SIGNALLARNI QABUL QILISH ASOSLARI

Signal har qanday radiotexnik tizimda uzatilish jarayonida buzilishga uchraydi va natijada qabul qilgich chiqishida xabar qandaydir xatolik bilan aks etadi. Signalning buzilishi kanallar xarakteristikasining tasodifiy o‘zgarishi hisobiga ham, shuningdek ulardagi xalaqitlar hisobiga ham bo‘lishi mumkin. Kanalning chastota va vaqt xarakteristikasi hisobiga yuzaga keluvchi buzilishlar *chiziqli buzilishlar* deb yuritiladi. Bundan tashqari u yoki bu qismning nochiziqliligi natijasida kanalda *nochiziqli buzilishlar* yuzaga kelishi mumkin. Signalning chiziqli va nochiziqli buzilishlari kanalning ma’lum xarakteristikalari hisobiga vujudga kelar ekan, demak ushbu buzilishlarni tuzatish hisobiga bartaraf etish mumkin. Xalaqitlar hisobiga bo‘ladigan buzilishlar tasodifiy xarakterga ega bo‘lganligi sababli, ularni to‘liq bartaraf etish mumkin emas. To‘g‘ri loyihalashtirilgan tizimlarda xabarning buzilishlari faqatgina xalaqitlarning ta’siri hisobiga bo‘lishi mumkin.

Qabul qilgich xalaqitlar ta’siri bo‘lmaganda uzatilgan foydali signaldagi xabarni to‘liq aks ettirsin. Xalaqitlar ta’sirida esa xabar qandaydir xatolik bilan aks etadi. Xabarning minimal buzilishini ta’minlovchi qabul qilgich *optimal* yoki *ideal qabul qilgich* deb ataladi. Optimallik mezoni va buzilishlarning sonli xarakteristikasi qabul qilgichning vazifasiga bog‘liq bo‘ladi. Tanlangan mezonda buzilishning minimal sathi potensial xalaqitbardoshlikni ifodalaydi. Belgilangan (berilgan) qabul sharoitidagi real qabul qilgichning xalaqitbardoshligi potensial xalaqitbardoshlikdan katta bo‘lishi mumkin emas.

Signallarga ishlov berish optimal qurilmalarini sintezlash bilan bog‘liq muammoni yechishning asosiy yo‘nalishlaridan biri – optimal qabul qilish usullari nazariyasidir. Signal va xalaqit xarakteristikalariga ba’zi cheklashlar qo‘yilganda, ushbu nazariya qabul qiluvchi qurilmaning optimal ishlash algoritmini topishga va natijada, uning tarkibi, sintezlanuvchi qurilmaning ko‘rsatkichlarini baholash, uzatiluvchi signallarning eng munosib turini aniqlashga, shuningdek real

qabullagichni texnik mukammallashtirish darajasini aniqlash hamda xalaqitbardoshligini oshirish yo‘llarini aniqlashga imkon yaratadi.

Optimal qabul qilish nazariyasining asosiy masalasini quyidagicha shakllantirish mumkin: uzatilgan signal, kanal va xalaqitlarning ba’zi xarakteristikalari, shuningdek ularning o‘zaro funksional ta’siri oldindan ma’lum deb qarab, qabullagich kirishidagi signalni eng yaxshi yo‘sinda (tanlangan mezon asosida) aks ettiruvchi yoki eng kichik xatolik bilan qaror qabul qiluvchi optimal qabullash qurilmasini sintezlash zarur bo‘ladi.

Optimal qabul qilish qurilmasini sintezlashda quyidagilar muhim hisoblanadi: hal qilinuvchi masalaning fizik ma’nosiga va maqsadiga mos bo‘lgan matematik asoslangan optimallik mezonini tanlash, hamda barcha aprior ma’lumotlarni o‘z ichiga oluvchi va tanlangan mezonga muvofiq yechimni ta’minlovchi masalaning aniq matematik ifodasini keltirish. Sintezlash natijasida qabul qilish qurilmasining optimal ishlash algoritmi va qabullash qurilmasining tegishli strukturaviy va funksional sxemasi, shuningdek sxema parametrlari aniqlanishi zarur.

Signal qabullashda quyidagi uch masaladan birini albatta amalga oshiradi va unga ishlov berish natijasida tizimga qo‘yilgan vazifani bajaradilar, bular:

– har bir onda qabullash qurilmasi kirishiga foydali signal $s(t)$ ta’sir etdimi yoki yo‘qmi degan savolga javob berishi, aniqrog‘i qabullash qurilmasi kirishiga $s(t)+w(t)=x(t)$ yoki $w(t)=x(t)$ lardan qaysi biri ta’sir etmoqda degan savolga javob berishi kerak;

– qabullash qurilmasi har bir onda uning kirishiga ikki signal $S_1(t)$ va $S_2(t)$ dan qaysi biri ta’sir etayotganini aniqlashi, ya’ni uning kirishiga har bir onda $S_1(t)+w(t)=x(t)$ yoki $S_2(t)+w(t)=x(t)$ lardan qaysi biri ta’sir etmoqda degan savolga javob berishi kerak. Umumiy holda ko‘p kanalli tizimlarda M ta, $S_1(t), S_2(t), \dots, S_m(t)$ ta signalarni bir-biridan farqlash masalasini yechish bu ko‘p kanalli tizimni tashkil etish imkoniyatini beradi;

– qabullash qurilmasi uning kirishiga ta’sir etayotgan $s(t)+w(t)=x(t)$ signalga ishlov berish, demodulyatsiyalash va dekodlash natijasida birlamchi xabar

signali $u(t)$ ga talab darajasida mos keladigan $v(t) \approx u(t)$ signalni qayta aks ettirish imkoniyatiga ega bo‘lishi kerak.

Demak RTTlar quyidagi uch masaladan birini yechishga asoslangan, bular: signalni topish, signallarni bir-biridan farqlash va birlamchi xabar signalini qabullash tomonida aks ettirish.

Yuqorida keltirilgan masalalarni yechish qabullash qurilmasi kirishidagi signal $x(t)$ ga turli ishlovlar berish asosida amalga oshiriladi.

Bunda signalga ishlov berish qabullash qurilmasida detektorlashdan avval va detektorlashdan so‘ng amalga oshiriladi. Misol uchun, foydali signal $s(t)$ ni qabullash qurilmasi kirishidagi turli xalaqitlardan ajratib olish uchun yuqori chastota analog va raqamli filtrlardan, detektorlashdan so‘ng hosil bo‘ladigan past chastotali xalaqitlardan ajratish uchun esa past chastota filtrlari va korreksiyalovchi filtrlardan foydalaniladi.

12.1. Signallarga ishlov berish usullari

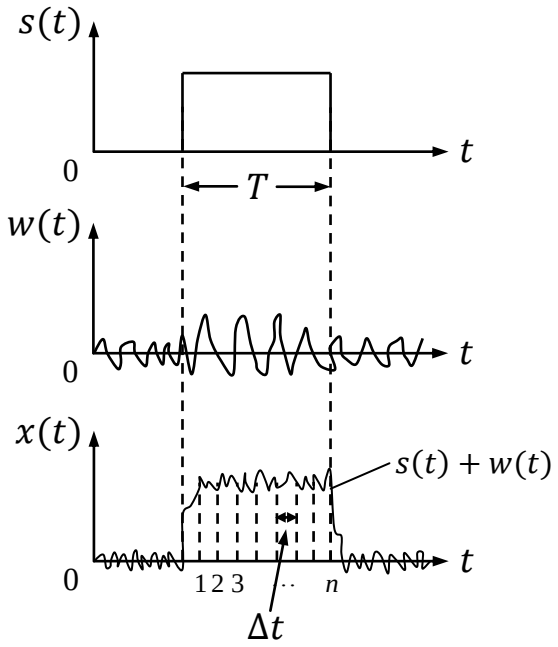
12.1.1. Sinxron to‘plash usuli

Sinxron to‘plash usulidan foydalanilganda davomiyligi T bo‘lgan diskret signaldan Δt vaqt oraliqlarida $n = \frac{T}{\Delta t}$ ta oniy qiymatlarni olish (12.1-rasm), ushbu qiymatlarni ohirgi n chi qiymat olinguncha xotirada saqlash va olingan oniy qiymatlarni qo‘shishga asoslangan (12.2-rasm).

Aloqa kanali orqali signal uzatish tezligi R, “1” va “0” simvollarining davomiyligi T bir-biriga teng bo‘lgani uchun $x(t) = s(t) + w(t)$ signaldan uning davomiyligi davomida stroblovchi (namuna oluvchi – oniy qiymatlarni olish davrini belgilovchi) impulslar yordamida har bir $n_i\Delta t$ vaqtdagi oniy qiymatlarni aniqlaymiz, ular quyidagilarga teng bo‘ladi:

$$x_1 = s + w_1;\ \ x_2 = s + w_2;\ \ldots\ x_{n-1} = s + w_{n-1};\ \ x_n = s + w_n. \qquad (12.1)$$

(12.1) ifodada foydali signalning qiymati uning davomiyligi T vaqt oralig‘ida o‘zgarmas bo‘lishi e’tiborga olingan.



12.1-rasm. *Sinxron to‘plash usulidan foydalanishga oid*

Sinxron to‘plash usulidan foydalanilganda qo‘shuvchi qurilmaning chiqish signali $y(t)$ (12.2-rasm) ohirgi n -oniy qiymati aniqlangandan so‘ng hamma olingan oniy qiymatlarni qo‘shish natijasida hosil bo‘ladi, ya’ni

$$y(t) = \sum_{i=1}^{n}(s + w_i) = \sum_{i=1}^{n} w_i + ns = \xi + b, \qquad (12.2)$$

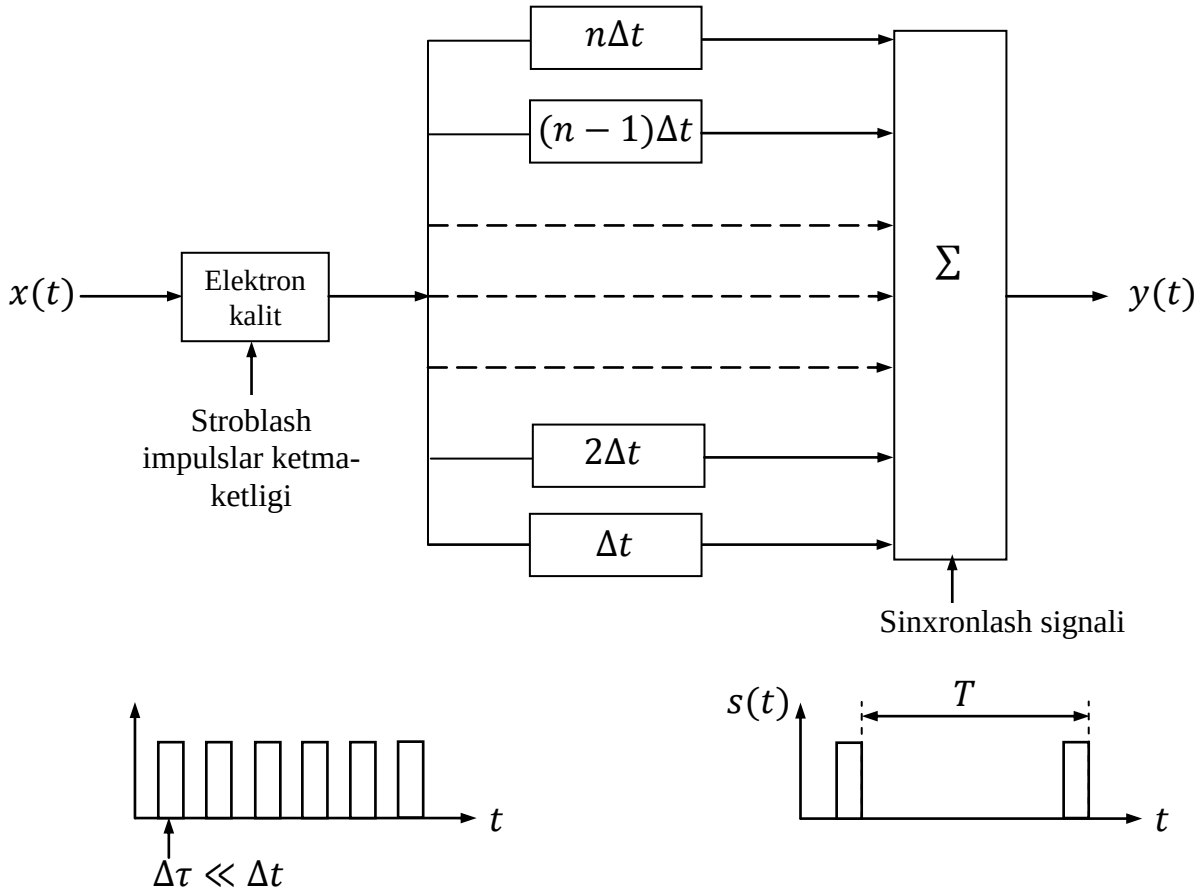
bunda, $b = ns$ – qurilma chiqishidagi foydali signal bo‘lib, uning quvvati $P_{sch} = n^2 s^2$ ga teng va $\xi = \sum_{i=1}^{n} w_i$ xalaqitning yig‘indisi. Xalaqitning quvvatini uning dispersiyasi orqali aniqlaymiz:

$$D\xi = D\sum_{i=1}^{n} w_i = n\sigma_{ix} = n\sigma_x = P_{xch}. \qquad (12.3)$$

Sinxron to‘plash qurilmasi chiqishidagi signal-xalaqit nisbati

$$q_{ch} = \frac{P_{sch}}{P_{xch}} = \frac{n^2 s^2}{n\sigma_x} = nq_k, \qquad (12.4)$$

bunda, $q_k = \frac{s^2}{\sigma_x}$.



12.2-rasm. *Sinxron to‘plash qurilmasining funksional sxemasi*

Shunday qilib, sinxron to‘plash qurilmasi chiqishidagi S/X nisbati kirishidagidan n marta, ya’ni signal+xalaqitdan aniqlangan oniy qiymatlar soni marta katta bo‘ladi.

Davomiyligi T ga teng bo‘lgan signaldan Δt vaqt oraliqlarida aniqlanadigan oniy qiymatlar soni xalaqitning korrelyatsiya oralig‘i $\Delta\tau$ ga bog‘liq. Chunki $\Delta t < \Delta\tau$ qilib olinsa, xalaqitning n_i va n_{i+1} qiymatlari orasida bog‘liqlik yuzaga keladi, bu esa o‘z navbatida qurilma chiqishida S/X nisbatining yomonlashishiga sabab bo‘ladi. Sinxron to‘plash qurilmasida signal $s(t)$ ning oniy qiymatlari amplitudasi n marta qo‘shiladi, natijaviy xalaqitning quvvati har bir oniy qiymatdagi xalaqitlar yig‘indisi $n\sigma_x = P_{xch}$ ga teng bo‘ladi. Natijaviy chiqish S/X nisbati kirishidagiga nisbatan n marta katta bo‘ladi.

12.1.2. Integrallash usuli

Bu usuldan foydalanilganda $x(t) = s(t) + w(t)$ dan foydali diskret signal davomiyligi T ga teng vaqt davomida integral olinadi, ya'ni

$$y(t) = \int_0^T x(t)dt = \int_0^T s(t)dt + \int_0^T w(t)dt = b + \xi, \qquad (12.5)$$

bunda, b – integrator chiqishidagi foydali signal; ξ – integrator chiqishidagi xalaqit.

Integrator chiqishidagi signal-xalaqit nisbati q_{ch} ni aniqlash uchun tasodifiy xalaqit ξ ning dispersiyasini hisoblaymiz:

$$D\xi = \overline{\int_0^T [w(t)dt]^2} = \left[\int_0^T \int_0^T \overline{w(t)w(t_1)}dtdt_1\right] = \int_0^T dt \int_0^T \overline{w(t)w(t_1)}dt_1 =$$

$$= \int_0^T dt \int_0^T B_w(t - t_1)dt_1, \qquad (12.6)$$

bunda, $B_w(t - t_1)$ – xalaqit $w(t)$ ning korrelyatsiya funksiyasi.

Agar xalaqitning spektri energiyasi zichligi aloqa kanali chastotalar polosasi ΔF da bir tekis taqsimlangan bo‘lsa, ya'ni xalaqit korrelyatsiya oralig‘i foydali signal davomiyligidan ancha kichik bo‘lsa $\Delta\tau \ll T$, u holda integral chegaralarini $-\infty$ dan ∞ ga almashtirish mumkin, natijada quyidagilarni olamiz:

$$\int_0^T B_w(t - t_1)dt_1 \approx \int_{-\infty}^{\infty} B_w(\tau)d\tau = 2\int_0^{\infty} B_w(\tau)d\tau, \qquad (12.7)$$

bunda, $\tau = t - t_1$. Ma'lumki korrelyatsiya oralig‘i quyidagicha aniqlanadi:

$$\Delta\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B_w(\tau)}{B_w(0)}d\tau = \frac{1}{B_w(0)}\int_{-\infty}^{\infty} B_w(\tau)d\tau = \frac{G_w(0)}{B_w(0)}. \qquad (12.8)$$

Spektri kengligi ΔF, ya'ni aloqa kanali chastotalar polosasiga teng xalaqit uchun korrelyatsiya oralig‘i $\Delta\tau = \frac{1}{2\Delta F}$ va $B_w(0) = 2\Delta F G_w(0)$ bo‘ladi va natijada xalaqit dispersiyasi uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$D\xi = B_w(0)\Delta\tau \cdot T = B_w(0) \cdot \frac{T}{2\Delta F}. \qquad (12.9)$$

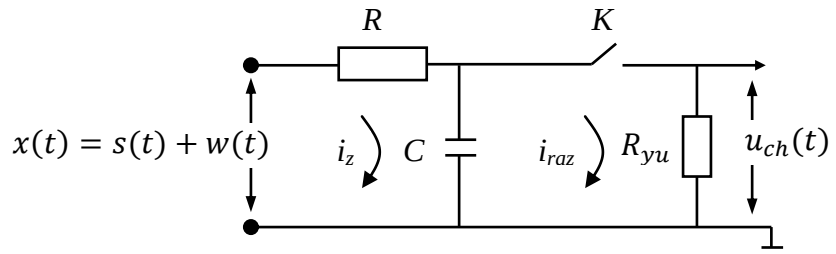
Yuqoridagilarni e’tiborga olish natijasida integrallovchi qurilma chiqishidagi signal-xalaqit nisbatini aniqlaymiz:

$$q_{ch} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{s^2T^2}{B_w(0)\Delta\tau \cdot T} = \frac{T}{\Delta\tau} q_k = 2T\Delta F q_k, \qquad (12.10)$$

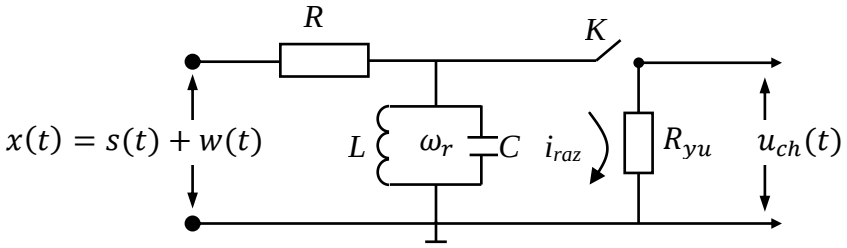
bunda, $q_k = \frac{s^2}{B_w(0)}$ – integrator kirishidagi signal-xalaqit nisbati.

Shunday qilib, integrallash natijasida signal-xalaqit nisbati $\frac{T}{\Delta\tau} = 2T\Delta F$ marta kattalashadi. Agar signal davomiyligi vaqti T da undan $\frac{T}{\Delta\tau} = n$ ta xalaqitning bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan oniy qiymatlarini olish mumkinligini e’tiborga olsak, integrallash usulidan foydalanib olingan natija sinxron to‘plash usulidan foydalanish natijasiga tengligini ko‘ramiz.

Signal-xalaqit nisbatini yaxshilashni amalga oshirish sinxron to‘plash usuliga qaraganda integrallash usulida juda oson. Detektorlash natijasida olingan diskret signal $u(t)$ va tor polosali xalaqit $w(t)$ yig‘indisi bo‘lgan signalni integrallash uchun oddiy RC zanjirdan foydalaniladi (12.3-rasm). Bunda foydali signal $u(t)$ dan T vaqt oralig‘ida sig‘im C da to‘plangan zaryad sinxron ravishda yuklama R_{yu} ga kalit K orqali ulanadi va unda $R_{yu} \cdot i_{raz}$ kuchlanish hosil qiladi. So‘ngra kalit K qayta zaryad to‘plashi uchun dastlabki holatga keltiriladi. Bu jarayon diskret signal uzatish tezligiga mos ravishda sinxron amalga oshiriladi. Agar integrallashni detektorlashgacha, yuqori chastotada amalga oshirish talab etilsa, u holda integrallash rezonans chastotasi ω_r yuqori chastotali signal chastotasi ω_0 ga teng bo‘lgan, katta asllik Q ga ega bo‘lgan tebranish konturidan foydalaniladi (12.4-rasm). Ushbu konturda to‘plangan energiya, xuddi RC integratordagidek kalit K yordamida yuklama R_{yu} ga sinxron ulash va uzib keyingi radioimpulsni qabullashga tayyorlash ketma-ketligida amalga oshiriladi, shu asosida signal-xalaqit nisbati yaxshilanadi.



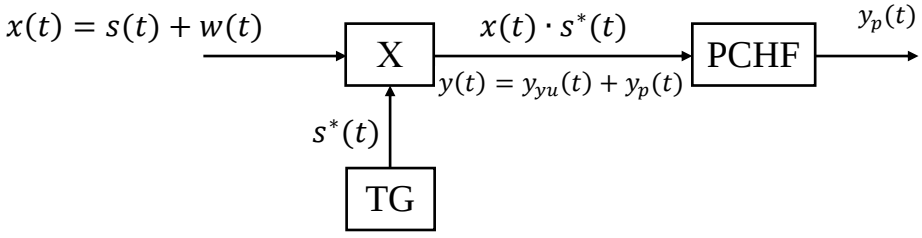
12.3-rasm. *Detektorlashdan so‘ng integrallash qurilmasi*



12.4-rasm. *Detektorlashdan avval integrallash qurilmasi*

12.2. Kogerent va nokogerent qabullash usuli

Kogerent qabullash usulidan qabullash tomonida foydali signal ko‘rsatkichlari va shakli avvaldan ma’lum bo‘lgan signallarni qabullashda qo‘llaniladi. Signallarni kogerent qabullash qurilmasining funksional sxemasi 12.5-rasmda keltirilgan. Kogerent qabullash qurilmasi kirish signali $x(t) = s(t) + w(t)$ ni foydali signalning qabullash tomonida tayanch generatorida shakllantirilgan nusxasi $s^*(t)$ bilan nochiziqli yoki parametrik element yordamida bir-biri bilan ko‘paytiruvchi, ya’ni $y(t) = x(t) \cdot s^*(t)$ ni amalga oshiruvchi va ushbu spektri boyitilgan $y(t) = y_{yu}(t) + y_p(t)$ signaldan past chastotali axborot tashuvchi signalni ajratuvchi past chastotalar filtridan iborat.

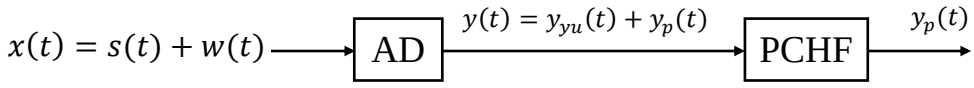


12.5-rasm. *Kogerent qabullash qurilmasining funksional sxemasi*

Tayanch generatori (TG) shakllantiradigan signal $s^*(t)$ foydali kirish signali $s(t)$ ning nusxasi bo‘lib, uning chastota va fazasi foydali signal $s(t)$ ga aniq teng bo‘ladi, odatda $s^*(t)$ tayanch signalning amplitudasi $s(t)$ signalning amplitudasidan katta bo‘ladi.

Kogerent qabullashda ko‘p hollarda sinxron detektordan (SD) foydalaniladi. Bunda SD parametrik elementining o‘tkazuvchanligi $g(t)$ foydali signal $s(t)$ ning chastotasiga teng chastota va boshlang‘ich faza bilan o‘zgaradi. Past chastota filtri integrallash amalini bajaradi, uning chiqishidagi signal kirishidagi yuqori chastotali signal og‘uvchisining shakliga mos ravishda o‘zgaradi.

Nokogerent qabullash usulidan odatda qabullash tomonida qabullanadigan foydali signal $s(t)$ ning chastotasi, fazasi va boshqa ko‘rsatkichlari noma’lum bo‘lganda, yoki qabullash qurilmasi sodda bo‘lishi talab etilgan hollarda foydalaniladi. Nokogerent qabullashda sinxron detektor o‘rniga oddiy diodli amplituda detektori (AD)dan va past chastotalar filtri (PChF) dan foydalaniladi (12.6-rasm).



12.6-rasm. *Nokogerent qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi*

Qabullash qurilmasining kirishiga davriy signal

$$s(t) = A_0 \cos \omega_0 t\,; \quad 0 \le t \le T, \qquad \varphi_0 = 0 \qquad (12.11)$$

va xalaqit $w(t)$ ta’sir etgan holatni umumiy shaklda o‘rganib chiqamiz.

Qabullash qurilmasining radiotrakti – yuqori chastotada signallarga ishlov berish qismi kirish signalining tashuvchisi yoki o‘rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan bo‘ladi. Shuning uchun radiotrakt orqali o‘tayotgan xalaqit $w(t)$ ni ω_0 chastotaga nisbatan simmetrik joylashgan kvazigarmonik – garmonik tebranishga o‘xshash deb, quyidagicha ifodalash mumkin:

$$w(t) = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U_1(t)\cos\omega_0 t + U_2(t)\sin\omega_0 t, \qquad (12.12)$$

bunda, $U(t) = \sqrt{U_1^2(t) + U_2^2(t)}$; $\varphi(t) = -arctg\frac{U_2(t)}{U_1(t)}$; $U_1(t) = U\cos\varphi(t)$; $U_2(t) = U\sin\varphi(t)$ ga teng bo‘lib, $U_1(t)$ va $U_2(t)$ – o‘rtacha qiymati nolga teng bo‘lgan, normal taqsimot qonuniga bo‘ysunuvchi, bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan tasodifiy kattaliklar.

Ushbu $w(t)$ signalning har ikki fazasi mos – sinfaz va fazasi birinchisidan $\pi/2$ ga farqlanuvchi – ortogonal tashkil etuvchilarining dispersiyalari $\sigma_{w1} = \sigma_{w2} = \sigma_w$ ga teng bo‘lib quyidagicha aniqlanadi:

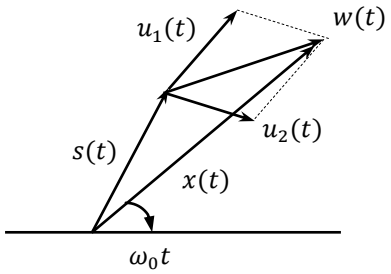
$$\sigma_w = \overline{U_1^2(t)} = \overline{U_2^2(t)} = N_0\Delta F, \qquad (12.13)$$

bunda, N_0 – xalaqit quvvati spektri zichligi; ΔF – qabullash qurilmasi radiotraktining chastotalarni o‘tkazish polosasi kengligi.

Qabullash qurilmasi kirishiga ta’sir etayotgan $x(t) = s(t) + w(t)$ – signal va xalaqit yig‘indisi quyidagi ko‘rinishni oladi:

$$x(t) = (A_0 + U_1)\cos\omega_0 t + U_2\sin\omega_0 t. \qquad (12.14)$$

12.7-rasmda signal va xalaqit yig‘indisi $x(t)$ va uning tashkil etuvchilari vektor diagrammalari keltirilgan.



12.7-rasm. *Signal va xalaqit yig‘indisi $x(t)$ va uning tashkil etuvchilari vektor diagrammalari*

Ushbu rasmdan ko‘rinadiki xalaqit $w(t)$ foydali signal $s(t)$ ga nisbatan o‘zining $U_1(t)$ va $U_2(t)$ o‘zaro ortogonal bo‘lgan tashkil etuvchilari orqali ta’sir etadi va uning oniy qiymati foydali signal $s(t_1)$ va xalaqit $w(t_1)$ oniy qiymatlari geometrik yig‘indisiga teng bo‘lgan tasodifiy kattalik bo‘ladi.

Kogerent qabullash usulidan foydalanilganda foydali signal $s(t)$ ga xalaqit $w(t)$ ning faqat sinfaz (fazasi foydali signal fazasiga teng bo‘lgan) tashkil

etuvchisi $U_1(t)$ ta’sir etadi, xalaqit $w(t)$ ning ikkinchi tashkil etuvchisi $U_2(t)$ boshlang‘ich fazasi foydali signal fazasidan $\pi/2$ (90°) ga farq qilgani uchun uning $s(t)$ ga ta’siri nolga teng bo‘ladi. Kogerent qabullashda xalaqitbardoshlikka xalaqitning faqat bitta $U_1(t)$ normal taqsimot qonuniga bo‘ysunuvchi sinfaz tashkil etuvchisi ta’sir qiladi. Nokogerent qabullashda detektorga foydali signal $s(t)$ bilan birga xalaqitning har ikki $U_1(t)$ va $U_2(t)$ tashkil etuvchilari ta’sir qiladi. Detektor o‘zining chiqishida $s(t) + w(t) = x(t)$ ning og‘uvchisiga mos keluvchi signalni keltirib chiqaradi. Bu holda xatolik $s(t) + w(t) = x(t)$ ning Rele umumlashgan qonuni bo‘yicha taqsimlangan og‘uvchisining signal $s(t)$ og‘uvchisidan farqlanishiga teng bo‘ladi.

Signallarni kogerent qabullashda tayanch signalining shakli va parametrlari (amplitudasi bundan istisno) qabul qilinishi kutilayotgan signalning chastotasi va boshlang‘ich fazasiga mos qilib tanlanadi va sinxron detektorga ta’sir etadi. Kogerent qabullashda tayanch generatori shakllantirayotgan signal quyidagicha ifodalanadi:

$$s_0(t) = B_0 \cos \omega_0 t. \qquad (12.15)$$

U holda sinxron detektor chiqishida (past chastotalar filtri kirishida) gi signal quyidagi ifoda orqali ifodalanadi:

$$y(t) = x(t) \cdot s_0(t) = [s(t) + w(t)] \cdot s_0(t). \qquad (12.16)$$

(12.16) formulaga signal $s(t)$ kvazigarmonik xalaqit $w(t)$ va tayanch generatori shakllantirgan signal $s_0(t)$ ifodalarini qo‘yib, $y(t)$ ni aniqlaymiz:

$$y(t) = [A_0 \cos \omega_0 t + U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]] \cdot B_0 \cos \omega_0 t =$$

$$= A_0 B_0 \cos^2 \omega_0 t + B_0 U(t) \cos \omega_0 t \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \frac{A_0 B_0}{2} +$$

$$\frac{A_0 B_0}{2} \cos 2\omega_0 t + \frac{B_0 U(t)}{2} \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] + \frac{B_0 U(t)}{2} \cos \varphi(t) =$$

$$= y_{yuch}(t) + y_{pch}(t). \qquad (12.17)$$

(12.17) ifodadan past chastotalar filtri (PChF) chiqishidagi signalni ajratib olamiz, ya’ni

$$y_{pch}(t) = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{B_0 U(t)}{2} \cos \varphi(t) = b + \xi, \qquad (12.18)$$

bunda, $b = \frac{A_0 B_0}{2}$ – foydali signal va $\xi = \frac{B_0 U(t)}{2}\cos\varphi(t)$ – xalaqit.

PChF chiqishidagi xalaqit quvvatini uning dispersiyasi orqali aniqlaymiz

$$D\xi = \left[\overline{\frac{B_0 U(t)}{2}\cos\varphi(t)}\right]^2 = \left[\overline{\frac{1}{4}B_0^2 U^2\cos^2\varphi}\right] = \frac{1}{8}B_0^2\sigma_x^2. \qquad (12.19)$$

Sinxron detektorda $x(t)$ ga kogerent ishlov berish natijasida uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbati quyidagiga teng bo‘ladi

$$q_{chiq} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{4A_0^2 B_0^2}{B_0^2 \cdot \sigma_x^2} = 4\frac{A_0^2}{\sigma_x^2} = 2q_{kir}, \qquad (12.20)$$

bunda, $\frac{A_0^2}{2} = P_{ckir}$ va $\sigma_x^2 = P_{xkir}$ – sinxron detektor kirishidagi signal va xalaqit quvvatlari, $q_{kir} = \frac{P_{ckir}}{P_{xkir}}$.

(12.20) ifodadan ko‘rinadiki, kogerent qabullashda sinxron detektor chiqishidagi signal-xalaqit nisbati q_{chiq} uning kirishidagi signal-xalaqit nisbati bilan chiziqli bog‘liqlikka ega. Sinxron detektorda foydali signal quvvatining xalaqit ta’sirida kamayishi, ya’ni signal-xalaqit nisbatining yomonlashish holati yuz bermaydi. Kogerent qabullashda $q_{chiq} = 2q_{kir}$ ligi xalaqit $w(t)$ ning faqat sinfaz tashkil etuvchisi foydali signalga ta’sir etishi natijasida yuz beradi. Natijada SD yordamida kogerent qabullash oddiy amplituda detektoriga nisbatan yuqori xalaqitbardoshlikni ta’minlaydi. Kogerent qabullashdan q_{kir} kichik bo‘lgan holatlarda foydalanish o‘z afzalligiga ega. Misol uchun, agar $q_{kir} = 0{,}1$ bo‘lsa $q_{chiq} = 0{,}2$ bo‘ladi, ya’ni signal-xalaqit nisbati ikki marta kattalashadi.

Yuqorida eslatib o‘tilganidek qabullash tomonida qabullanadigan signalning shakli noma’lum bo‘lsa, u holda nokogerent qabullash amalga oshiriladi va uning amplituda detektori kirish signali $x(t)$ ning qiymatiga bog‘liq ravishda ikki xil rejimda ishlaydi: signalning qiymati AD nochiziqli elementining VAXsi chiziqli bog‘lanishli qismiga mos kelsa – kuchli signal ish (chiziqli) rejimida; kirish signali sathi nochiziqli elementning VAXsi boshlang‘ich qismiga mos kelsa – kuchsiz signal ish rejimida ishlaydi. ADning detektorlash xarakteristikasi nochiziqli bo‘ladi, detektorlash katta buzilishlar bilan amalga oshadi va uning chiqishidagi

signal-xalaqit nisbati kirishidagi signal-xalaqit nisbati bilan quyidagicha bog‘liqlikka ega bo‘ladi:

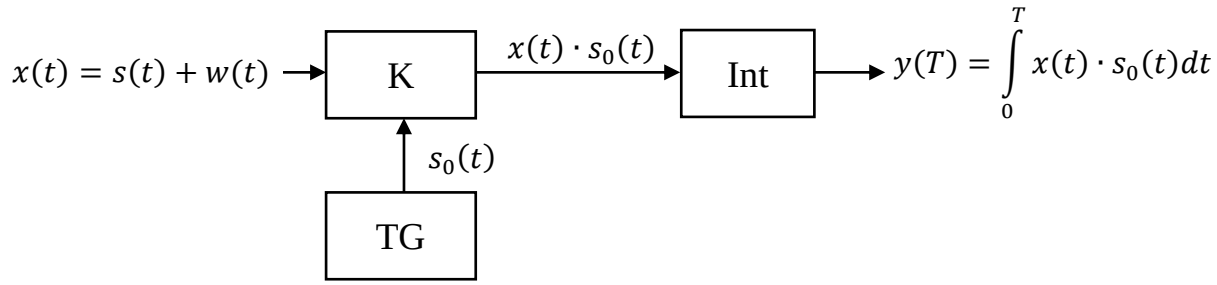
$$q_{chiq} = \frac{q_{kir}^2}{1 + 2q_{kir}}. \qquad (12.21)$$

Agar $q_{kir} \gg 1$ bo‘lsa, u holda $q_{chiq} \approx \frac{1}{2} q_{kir}$ bo‘ladi ($q_{kir} = 10$ bo‘lsa $q_{chiq} = 5$ bo‘ladi) va $q_{kir} \ll 1$ bo‘lsa, u holda $q_{chiq} \approx q_{kir}^2$ bo‘ladi ($q_{kir} = 0{,}1$ bo‘lsa $q_{chiq} = 0{,}01$ bo‘ladi). Yuqorida keltirilgan misollardan ko‘rinadiki, bunday qabullashda umuman olganda signal-xalaqit nisbati kamida 2 marta yomonlashadi, kuchsiz signal sathini xalaqit ta’sirida pasayish hodisasi yuz beradi.

12.3. Signallarni korrelyatsiya va avtokorrelyatsiya usulida qabullash

Korrelyatsiya usulida qabullash uchun qabullash tomonida qabullanadigan signalning shakli ma’lum bo‘lishi kerak. Bunda qabullash natijasida qabullash qurilmasi uning kirishidagi $x(t) = s(t) + w(t)$ yoki $x(t) = w(t)$ ekanligi haqida qaror qabul qiladi va ro‘yxatdan o‘tkazadi. Korrelyatsion qabullash qurilmasi kirish signali $x(t)$ ni tayanch generatori (TG) tomonidan shakllantirilgan foydali uzatilayotgan signal $s(t)$ ning nusxasi $s_0(t)$ bilan ko‘paytirgich (K) va uni foydali signal davomiyligi T ga teng vaqtgacha integrallovchi (Int) qismdan iborat bo‘ladi. Korrelyatsion qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi 12.8-rasmda keltirilgan.

Signallarni korrelyatsion usulda qabullashda qabullanayotgan diskret signal davomiyligi T ga teng vaqt oraliqlarida $x(t)$ ning $s_0(t)$ ga ko‘paytmasidan integral $y(T)$ olinadi, ya’ni ular orasidagi o‘zaro korrelyatsiya funksiyasi aniqlanadi. Korrelyatsion qabullash natijasini ro‘yxatga olish turiga qarab, u kogerent yoki nokogerent bo‘lishi mumkin.



12.8-rasm. *Korrelyatsion qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi*

Kogerent ro‘yxatga olish turidan foydalanilganda korrelyatsiya usulidan foydalanib qabullash qurilmasi chiqishida

$$q_{ch\,KG} = 2TFq_{kir}, \tag{12.22}$$

va nokogerent ro‘yxatga olish turidan foydalanilganda

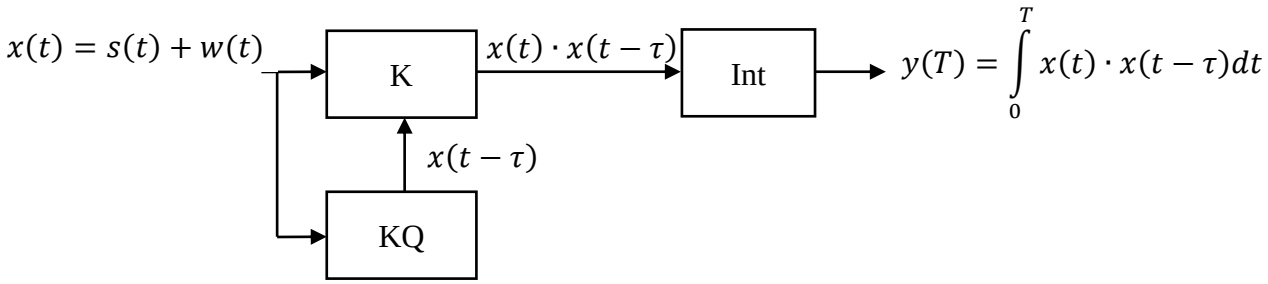
$$q_{ch\,NKG} = TFq_{kir} \tag{12.23}$$

bo‘ladi.

Korrelyatsiya usulini shakli aniq bo‘lmagan signallarni qabullashda integrallash usulidan foydalanishning umumlashgan shakli deb qarash mumkin.

Avtokorrelyatsiya usulidan foydalanib qabullashda tayanch generatori shakllantiradigan signal $s_0(t)$ dan foydalanilmaydi. Bunday qabullash usulidan qabullanadigan signal shakli noma’lum bo‘lgan holatda foydalaniladi.

Avtokorrelyatsiya usuli orqali qabullashda kirish signali $x(t)$ uning τ vaqtga kechiktirilgan qiymati bilan ko‘paytiriladi va T vaqt davomida undan integral olinadi (12.9-rasm). Bunda K – ko‘paytirish qurilmasi, KQ – kechiktirish qurilmasi va Int – integrator.



12.9-rasm. *Avtokorrelyatsiya usulida qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi*

Bunday usuldan foydalanilganda $x(t)$ ning τ vaqtga kechiktirilgan nusxasidan tayanch signali sifatida foydalaniladi. Ushbu $x(t-\tau)$ signal tarkibida xalaqit $w(t)$ bo‘lgani uchun, agar signal-xalaqit nisbati va ularning qiymati katta bo‘lganda uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbati $q_{ch\,A} \approx q_{ch\,korr.}$, uning kirishida $q_{kir} \ll 1$ bo‘lsa chiqishidagi signal-xalaqit nisbati – kuchsiz signalni kvadratik rejimda detektorlash natijasi $q_{ch\,A} \approx q_{ch\,kv.det.}$ bo‘ladi.

Umuman olganda avtokorrelyatsion usulda qabullashda uning xalaqitbardoshligi kirishidagi signal sathi va signal-xalaqit nisbati qiymatiga qarab kogerent qabullash va kvadratik detektor yordamida detektorlash natijasida erishilgan xalaqitbardoshliklar oralig‘ida bo‘ladi.

12.4. Signallarni moslashgan filtrlardan foydalanib qabul qilish

Ko‘pgina hollarda, misol uchun raqamli signallarni va radiolokatsiya signallarini qabullashda qabullash tomonida qabullanadigan signalning shakli avvaldan ma’lum bo‘ladi. Qabullash qurilmasi kirishida $x(t) = s(t) + w(t)$ bo‘lib, uning chiqishida $y(t) = s_y(t) + w_y(t)$ bo‘ladi. Ushbu $x(t)$ ni qabullash sifati qabullash qurilmasi kirishidagi va chiqishidagi signal-xalaqit nisbatiga bog‘liq. Signal $x(t)$ ni chiziqli filtr yordamida qabullash natijasida iloji boricha signal-xalaqit nisbatining eng katta qiymatini ta’minlovchi filtrlardan foydalanish kerak. Ma’lum signal shakli uchun o‘z chiqishida signal-xalaqit nisbatining eng katta qiymatini ta’minlovchi filtr **optimal filtr**, eng mutanosib filtr deb ataladi.

Chiziqli filtr kompleks uzatish koeffisiyenti $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\Psi(\omega)}$ va impuls reaksiyasi (yakka sakrash signali – impulsiga aks ta’siri) $g(t)$ bilan baholanadi.

Chiziqli filtrlarning $K(j\omega)$ va $g(t)$ xarakteristikalari bir-biri bilan Furye to‘g‘ri va teskari almashtirish ifodalari orqali bog‘liq, ya’ni

$$\left.\begin{aligned} K(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j\omega t}dt\,, \\ g(t) &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)e^{j\omega t}d\omega\,. \end{aligned}\right\} \qquad (12.24)$$

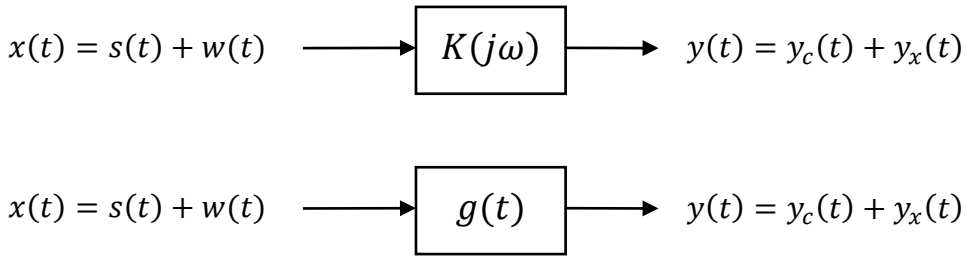
Filtrga signal $s(t)$ bilan birga spektri energiyasi zichligi $G_x(\omega) = \frac{N_0}{2}$ bo‘lgan xalaqit $w(t)$ ta’sir etgan holatni ko‘rib chiqamiz. Signal $s(t)$ va uning kompleks spektri $S(j\omega)$ ham Furye to‘g‘ri va teskari almashtirish formulalari orqali bog‘langan, ya’ni

$$\left.\begin{aligned} S(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t}dt\,, \\ s(t) &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t}d\omega\,, \end{aligned}\right\} \qquad (12.25)$$

bunda, $S(j\omega) = S(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ bo‘lib, $S(\omega)$ – signalning amplituda-chastota va $\varphi(\omega)$ – faza-chastota xarakteristikasi. Yuqoridagiga mos ravishda $K(\omega)$ – filtrning amplituda-chastota va $\Psi(\omega)$ – faza-chastota xarakteristikasi.

Signal va xalaqit yig‘indisi $x(t) = s(t) + w(t)$ ni optimal filtrlash uchun shunday $K(j\omega)$ ga ega bo‘lgan filtrni tanlash kerakki, u kirishidagi signal-xalaqit nisbatining eng katta qiymatga ega bo‘lishini ta’minlasin. Ushbu masala quyidagi ketma-ketlikda yechiladi. Filtr chiqishidagi signal ham ikki tashkil etuvchidan: foydali signal $y_c(t)$ va xalaqit $y_x(t)$ dan tashkil topgan bo‘ladi, ya’ni

$$y(t) = y_c(t) + y_x(t). \qquad (12.26)$$



12.10-rasm. *Chiziqli filtrning $K(j\omega)$ va $g(t)$ orqali tasvirlanishi*

Filtr chiqishidagi foydali signal quyidagicha aniqlanadi:

$$y_c(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t}d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(\omega)e^{j[\varphi(\omega)+\Psi(\omega)+\omega t]}d\omega.$$

(12.27)

(12.27) ifodadan ko‘rinadiki, signal $s(t)$ ning amplituda-chastota spektri $S(\omega)$ ning tashkil etuvchilari filtr orqali o‘tishi natijasida o‘z chastotalariga mos ravishda $K(\omega)$ ga kattalashadi (agar $K(\omega) > 1$ bo‘lsa) yoki kichiklashadi (agar $K(\omega) < 1$ bo‘lsa), shu bilan birga $s(t)$ ning spektri tashkil etuvchilari filtr orqali o‘tish natijasida $\varphi(\omega)$ chastotalariga mos ravishda qo‘shimcha $\Psi(\omega) + \omega t$ surilish oladi va yakuniy fazasining oniy qiymati $\theta(t) = \varphi(\omega) + \Psi(\omega) + \omega t$ ga teng bo‘ladi.

Signal $s(t)$ qandaydir t_0 vaqtda o‘zining eng katta quvvatiga ega bo‘ladi, ya’ni

$$P_{c\,max} = |y_c(t_0)^2| = \frac{1}{4\pi^2}\left|\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0}d\omega\right|^2 \qquad (12.28)$$

va xalaqitning quvvati quyidagiga teng bo‘ladi:

$$P_x = \frac{N_0}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega)d\omega. \qquad (12.29)$$

U holda qandaydir t_0 vaqtda chiqish signali $y_c(t)$ ning chiqish xalaqiti $y_x(t)$ ga nisbati quyidagicha aniqlanadi:

$$q_{ch} = \frac{P_{c\,max}}{P_x} = \frac{\left|\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0}d\omega\right|^2}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega)d\omega}. \qquad (12.30)$$

Endi o‘z chiqishida signal-xalaqit nisbatining eng katta (maksimal) bo‘lishini ta’minlovchi filtrning kompleks uzatish koeffisiyenti $K(j\omega)$ ni aniqlash kerak. Buning uchun (12.30) ifodaning suratiga nisbatan Bunyakovskiy-Shvars tengsizligi ifodasini qo‘llaymiz. Ushbu tengsizlik quyidagi ko‘rinishga ega:

$$\left|\int f_1(x)f_2(x)dx\right|^2 \le \int |f_1(x)|^2dx \int |f_2(x)|^2dx. \qquad (12.31)$$

(12.31) tengsizlikka asosan filtrning har qanday xarakteristikasi $K(j\omega)$ da uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbati quyidagi qiymatdan katta bo‘la olmaydi, ya’ni

$$q_{ch} \le q_{ch\,max} = \frac{1}{\pi N_0}\left|\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)d\omega\right|^2 = \frac{2E_c}{N_0}, \qquad (12.32)$$

bunda, E_c – signal $s(t)$ ning energiyasi.

(12.32) ifoda orqali aniqlanadigan $q_{ch\,max}$ kattaligi $K(j\omega)$ qiymati faqat quyidagi ifoda orqali aniqlanadigan qiymatga teng bo‘lganda ta’minlanadi:

$$K(j\omega) = CS^*(j\omega)e^{j\omega t_0} = CS(\omega)e^{-j[\omega t_0+\varphi(\omega)]}, \qquad (12.33)$$

bunda, $S^*(j\omega) = S(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$ – signal spektri $S(j\omega)$ bilan kompleks moslashgan funksiya; C – ixtiyoriy o‘zgarmas kattalik.

Filtr kompleks uzatish koeffitsiyenti $K(j\omega)$ ni $s(t)$ signal spektri orqali quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\left.\begin{array}{c} K(\omega) = CS(\omega) \\ \Psi(\omega) = -[\varphi(\omega) + \omega t_0] \end{array}\right\}. \qquad (12.34)$$

(12.34) ifodadan ko‘rinadiki moslashgan filtrning amplituda-chastota xarakteristikasi $K(\omega)$ o‘zgarmas kattalik orqali signalning amplituda spektri $S(\omega)$ ga mos keladi, moslashgan filtrning faza-chastota xarakteristikasi $\Psi(\omega)$ signal $s(t)$ ning faza spektri $\varphi(\omega)$ va uning spektri tashkil etuvchilarining chiziqli funksiyasi bo‘lgan ωt_0 yig‘indisi orqali aniqlanadi. Moslashgan filtrning kompleks amplituda-chastota xarakteristikasi $K(j\omega)$ signalning kompleks amplituda-chastotasi $S(j\omega)$ orqali aniqlanadi.

(12.34) shart bajarilganda filtrning chiqishidagi signal-xalaqit o‘zining eng katta qiymati $q_{ch\,max} = \frac{2E_c}{N_0}$ ga erishgani uchun bunday filtr **moslashgan optimal filtr (MOF)** deb ataladi.

MOF chiqishida signal fazasining to‘liq qiymati quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\theta(t) = \omega t + \varphi(\omega) + \Psi(\omega) = \omega t + \varphi(\omega) - \varphi(\omega) - \omega t_0 = \omega(t - t_0). \quad (12.35)$$

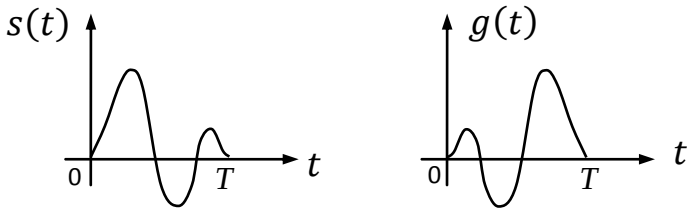
$t = t_0$ vaqtda signalning to‘liq fazasi $\theta(t) = 0$ bo‘ladi, signalning hamma spektr tashkil etuvchilarining boshlang‘ich fazalari bir xil bo‘ladi va signalning spektr tashkil etuvchilari arifmetik shaklda qo‘shiladi, natijada $t = t_0$ vaqtda o‘zining eng katta oniy qiymatiga erishadi. Xalaqitning spektr tashkil etuvchilari tasodifiy ravishda bir tekis taqsimlangani uchun ularning qiymati qo‘shilish natijasida o‘rtalashadi va xalaqitning quvvati uning dispersiyasiga teng bo‘ladi, natijada MOF chiqishida signal-xalaqit nisbati o‘zining eng katta – maksimal qiymatiga erishadi.

(12.24) ifoda asosida MOFning impuls reaksiyasi (aks ta’siri) $g(t)$ ni Furye almashtirishini qo‘llab aniqlash mumkin, ya’ni

$$g(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)e^{j\omega t}d\omega = \frac{C}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(-j\omega)e^{-j\omega(t_0-t)}d\omega =$$

$$= \frac{C}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega(t_0-t)}d\omega = Cs(t_0 - t). \qquad (12.36)$$

(12.36) ifodadan ko‘rinadiki, MOFning impuls reaksiyasi $g(t)$ signal $s(t)$ ning t_0 vaqtga nisbatan C masshtabda bo‘lgan aks ko‘rinishida bo‘ladi (12.11-rasm).



a) b)

12.11-rasm. *(a) – $s(t)$ signal, (b) – unga MOFning $g(t)$ impuls reaksiyasi.*

12.11-rasmdan ko‘rinadiki, MOF chiqish signalining maksimal qiymatga erishish vaqti t_0 signal $s(t)$ davomiyligi T dan katta bo‘lishi kerak, ammo signalga ishlov berish davrini qisqartirish uchun $t_0 = T$ qilib tanlanadi.

Qandaydir t vaqtda MOF chiqishidagi kuchlanish Dyuamel integrali asosida quyidagicha aniqlanadi:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)g(t)dt = C \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)s(t_0-t)dt = CB_{xs}(t), \quad (12.37)$$

bunda, $\tau = t - t_0$.

(12.37) ifodadan ko‘rinadiki, MOFning chiqishidagi kuchlanish qabul qilinayotgan signal $x(t) = s(t) + w(t)$ ning uzatilayotgan foydali signal $s(t)$ bilan o‘zaro korrelyatsiyasiga to‘g‘ri proporsional. Bunda MOFning impuls reaksiyasi $g(t)$ u bilan moslashgan signal $s(t)$ ning t_0 vaqtga nisbatan aksi bo‘lgani uchun $x(t)$ da xalaqit $w(t)$ ning qismi qancha kichik bo‘lsa $B_{xs}(\tau)$ shuncha katta bo‘ladi.

Agar MOFga faqat signal $s(t)$ ta’sir etsa, ya’ni xalaqit nolga teng bo‘lsa, u holda uning chiqishidagi signal quyidagicha aniqlanadi:

$$s_{ch}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau)g(t)dt = C \int_{-\infty}^{\infty} \overline{s(t-\tau)s(t_0-t)}dt = CB_{ss}(t). \quad (12.38)$$

Bu holda (12.38) ifodadan ko‘rinadiki, MOF chiqishidagi signal o‘zgarmas kattalik C gacha aniqlik bilan kirish signali avtokorrelyatsiya funksiyasiga mos keladi, ya’ni signal $s(t)$ va u bilan MOF impuls reaksiyasi $g(t) = Cs(t_0 - t)$ orasidagi korrelyatsiya funksiyasi hisoblanadi. Bunda $\tau = t_0 - t = 0$ bo‘lsa, ya’ni $B_{ss}(0)$ signal $s(t)$ energiyasiga teng bo‘ladi. Natijada chiqish signalining t_0 vaqtdagi maksimal qiymati $s_{ch}(t) = CB_{ss}(0) = CE_s$ bo‘ladi. MOF chiqishidagi signal davomiyligi ular orasidagi korrelyatsiya intervali $\Delta\tau$ orqali aniqlanadi. Signal turiga qarab $\Delta\tau \leq T$ bo‘lishi mumkin (bunda T – signal $s(t)$ ning davomiyligi) va $\Delta\tau < T$ qilib tanlab signalni siqish mumkin. Misol uchun, shovqinsimon signallar uchun korrelyatsiya oralig‘i $\Delta\tau = \frac{1}{2\Delta F}$ ga teng (ΔF – shovqinsimon signal spektri yoki radiokanal polosasi kengligi). Bunday signaldan foydalanilganda signalni siqish koeffitsiyenti $\gamma = \frac{T}{\Delta\tau} = 2T\Delta F$ ga teng bo‘ladi.

12.4.1. Yakka videoimpulsni optimal filtrlash

To‘rtburchak shaklidagi videoimpuls vaqt funksiyasi sifatida quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} s(t) &= A, \qquad 0 \le t \le T, \\ s(t) &= 0, \quad t < 0 \; va \; t > T. \end{aligned} \tag{12.39}$$

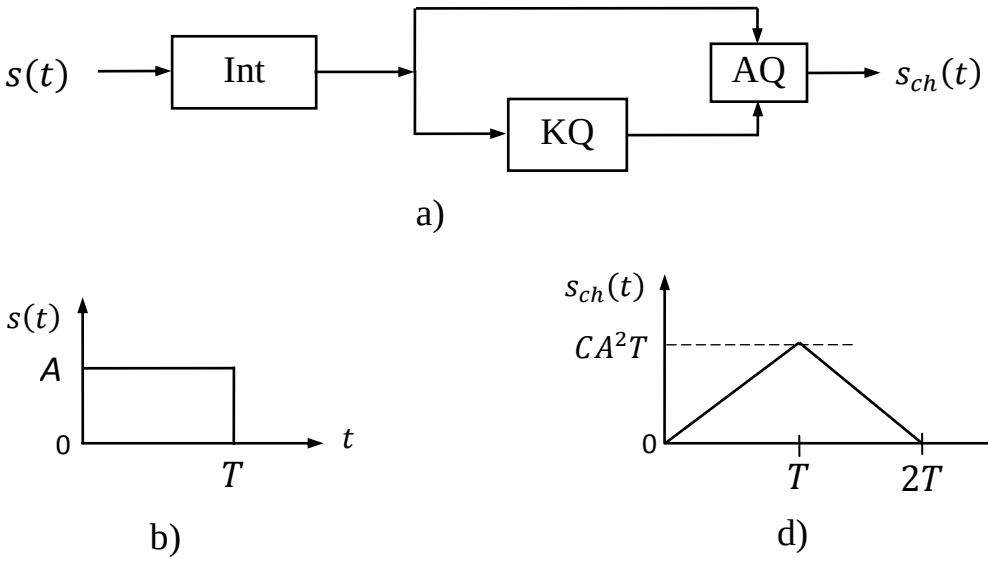
Ushbu to‘rtburchak shaklidagi videoimpuls spektri quyidagicha aniqlanadi:

$$S(j\omega) = \frac{A}{j\omega}\left(1 - e^{j\omega T}\right). \tag{12.40}$$

(12.37) ifodaga asosan ushbu videoimpuls bilan MOF uzatish koeffitsiyenti

$$K(j\omega) = \frac{CA}{-j\omega}\left(1 - e^{j\omega T}\right) = \frac{CA}{j\omega}\left(1 - e^{-j\omega T}\right). \tag{12.41}$$

(12.41) ifoda (algoritm) asosida videoimpulsni optimal filtrlash qurilmasining strukturaviy sxemasini aniqlaymiz. Ma’lumki biron bir kattalikni chastota bo‘yicha $\frac{1}{j\omega}$ ga ko‘paytirish uni vaqt bo‘yicha $-\infty$ dan t gacha integrallashga va uni $e^{-j\omega T}$ ga ko‘paytirish signalni T vaqtga kechiktirish amalini bajarishga mos keladi.



12.12-rasm. *(a) – to‘rtburchak shaklidagi videoimpuls bilan MOFning strukturaviy sxemasi, (b) – uning kirish signali va (d) – chiqish signali vaqt diagrammalari.*

Shunday qilib, (12.41) formula bilan ifodalanuvchi MOF uzatish koeffisiyenti $\frac{1}{j\omega}$ ga teng bo‘lgan integrator (Int), T vaqtga kechiktirish qurilmasi (KQ) va ayirish qurilmasi (AQ) dan iborat bo‘ladi (12.12-rasm).

MOF chiqishidagi signal $s_{ch}(t)$ yon tomonlari bir-biriga teng va asosi uzunligi $2T$ ga teng bo‘lgan, $t = T$ vaqtda balandligi (energiyasi) CA^2T ga teng bo‘lgan uchburchak shaklida bo‘ladi.

12.4.2. Radioimpulsni optimal filtrlash

Og‘uvchisi to‘rtburchak shaklida bo‘lgan radioimpuls vaqt funksiyasi sifatida quyidagicha ifodalanadi:

$$\begin{aligned} &s(t) = A\sin\omega_0 t\,, \quad 0 \le t \le T,\\ &s(t) = 0, \qquad t < 0\ va\ t > T. \end{aligned} \tag{12.42}$$

Radioimpulsga MOF strukturaviy sxemasining ko‘rinishi radioimpuls davomiyligi T ga chastotasi ω_0 bo‘lgan ushbu signalning toq yoki juft yarim davriga joylashishiga bog‘liq. Radioimpuls davomiyligi T ga toq sonli ω_0 chastotali signal $s(t)$ yarim davrlari joylashgan $\omega T = (2n+1)\pi$ holatni ko‘rib chiqamiz. U holda bu signal bilan MOF impuls reaksiyasi quyidagicha aniqlanadi:

$$g(t) = CA\sin\omega_0(T-t) = CA\sin[(2n+1)\pi - \omega_0 t] = CA\sin\omega_0 t. \tag{12.43}$$

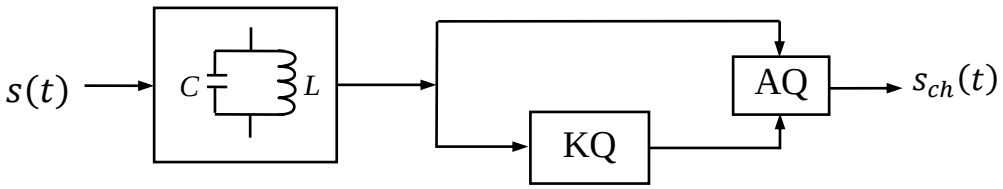
Bunday impuls reaksiyani rezonans chastotasi ω_0 bo‘lgan LC kontur C o‘zgarmas kattalikka teng aniqlik bilan ta’minlaydi. Radioimpuls va MOF impuls reaksiyasi $g(t)$ ikkita bir-biriga nisbatan T ga siljitilgan ikki sinusoida ayirmasi ko‘rinishida ifodalanishi mumkin. Shuning uchun og‘uvchisi to‘rtburchak shaklida bo‘lgan radioimpuls strukturaviy sxemasida videoimpuls bilan MOF strukturaviy sxemasidan farqli ravishda integrator (Int) sifatida rezonans chastotasi ω_0 va aslligi Q yuqori bo‘lgan tebranish konturidan foydalaniladi (12.13-rasm). Tabiiyki ushbu LC konturning vaqt doimiyligi radioimpuls davomiyligi T dan katta bo‘lishi talab etiladi. Agar radioimpuls davomiyligi T oralig‘iga $2n\pi$ ta (juft) yarim davr joylashsa, u holda to‘rtburchak shaklidagi og‘uvchili radioimpuls bilan MOF

strukturaviy sxemasi (12.13a-rasm) da ayiruvchi qurilma o‘rniga qo‘shuvchi qurilmadan foydalaniladi.

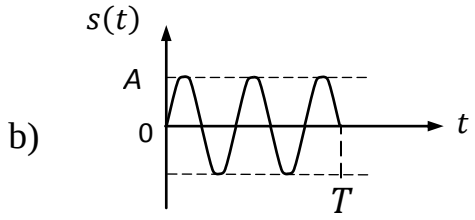
12.13b va 12.13v-rasmlarda MOF kirishi va chiqishidagi signallarning vaqt diagrammalari keltirilgan. MOF chiqishidagi signal $s_{ch}(t)$ shakli kirish signali $s(t)$ ni avtokorrelyatsion funksiyasi shaklida bo‘ladi. MOF chiqishidagi signalning eng katta qiymati $t = T$ ga to‘g‘ri keladi, ya’ni

$$s_{ch}(t) = CB_{ss}(0) = CE_c = \frac{CA^2T}{2}. \qquad (12.44)$$

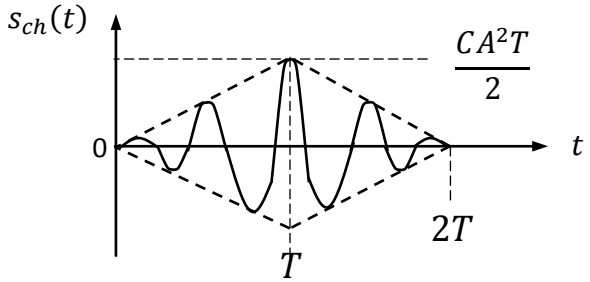
Agar radioimpuls davomiyligi T ga chastotasi ω_0 bo‘lgan signalning toq yoki juft yarim davrlari to‘liq joylashmasa, u holda signal $s(t)$ ni MOF kirishiga bermasdan avval uning fazasini surib tuzatish kiritish kerak.



a)



b)



d)

12.13-rasm. *(a) – radioimpuls uchun MOF strukturaviy sxemasi, (b)– uning kirish signali va (d) – chiqish signali vaqt diagrammalari.*

Video va radioimpulslar ketma-ketligi uchun MOFlarni sintez qilish natijasi shuni ko‘rsatadiki, ketma-ket ulangan yakka video yoki radioimpuls bilan MOF1 va uzatish koeffisiyenti $K_2(j\omega)$ bo‘lgan taroqsimon MOF2 dan tashkil topgan bo‘ladi, ya’ni

$$K_{MOF}(j\omega) = K_{MOF1}(j\omega) \cdot K_{MOF2}(j\omega). \qquad (12.45)$$

Ko‘p hollarda turli shakldagi signallar uchun MOFlarni amalda yaratish ancha murakkab hisoblanadi. Shuning uchun MOFlar xarakteristikalarining optimaldan farqlanishi va u moslashgan signal shaklining o‘zgarishi uning samaradorligiga, uning chiqishidagi signal-xalaqit nisbatiga qanday ta’sir etishini o‘rganish amaliyotda katta qiziqishga ega.

Tahlillar shuni ko‘rsatadiki, agar signalning shakli to‘rtburchaksimondan uchburchaksimonga o‘zgartirilib, uning umumiy sathining yarmiga teng sathga mos keluvchi energiyasi va davomiyligi saqlanib qolinsa, MOF chiqishida signal-xalaqit nisbati 18,5% ga pasayar ekan. Ushbu hodisa – videoimpuls va radioimpulslar ketma-ketligining og‘uvchilari shaklining o‘zgarishi MOF chiqishidagi signal-xalaqit nisbatiga kam ta’sir etishini tasdiqlashi mumkin.

MOF chiqishidagi signal-xalaqit nisbati kirishidagi signal shakli o‘zgarishining kam ta’sir etishi, bu SXNning eng katta qiymati maksimal bo‘lishi mezoni integral mezon hisoblanadi. Haqiqatda ham MOF chiqishidagi signal uning kirishidagi signaldan τ vaqt davomida integral olish asosida shakllanadi, bu esa uning yarim sathiga teng bo‘lgan davomiyligiga mos keladi. Integralning qiymati signal shakliga kam bog‘liq bo‘lib, energiyasining miqdori o‘zgarmas saqlanib qolishiga bog‘liq.

Ko‘p hollarda amplituda-chastota va faza-chastota xarakteristikasi signalning amplituda-chastota va faza-chastota spektrlariga mos tanlangan MOFlar o‘rniga faqat amplituda-chastota xarakteristikasi mos tanlangan kvazioptimal filtrlardan foydalaniladi. Bunda filtr xarakteristikasi to‘rtburchak shaklida tanlanganda, davomiyligi τ_0 bo‘lgan video va radioimpuls shaklidagi impulslar ketma-ketligiga kvazioptimal ishlov berish uchun uning chastota o‘tkazish polosasi quyidagi taxminiy ifoda asosida hisoblanadi:

$$\Delta f_f = \frac{1{,}2 \ldots 1{,}5}{\tau_0}. \qquad (12.46)$$

Kvazioptimal filtr o‘z chiqishida MOFga qaraganda 18,5% ga kam bo‘lgan SXNni ta’minlaydi, ammo uni amalga oshirish nisbatan oson bo‘ladi.

12.5. Uzluksiz signallarni optimal filtrlash

Uzluksiz signallarni optimal filtrlash natijasida uning kirishidagi $x(t) = s(t) + w(t)$ signalga shunday ishlov berish kerakki, uning chiqishidagi signal $\upsilon(t)$ uzatilgan foydali signaldan eng kam (minimal) farqlanishi, ya’ni $\overline{\varepsilon_{min}(t)}^2 = \int_0^T \overline{[\upsilon(t) - s(t)]}^2 dt$ ta’minlansin. Bunda filtrlash jarayoni chiziqli filtr yordamida amalga oshiriladi va $\varepsilon(t)$ uzatiladigan signal $s(t)$ shakliga bog‘liq emas, ya’ni $\int_0^T \varepsilon(t)s(t)dt = 0$ deb hisoblaymiz. Chiziqli filtr kirishiga quvvat spektri zichligi $G_s(\omega)$ bo‘lgan signal va spektri zichligi $G_w(\omega) = \frac{N_0}{2}$ bo‘lgan xalaqit ta’sir qilganda $\varepsilon_{min}(t)$ ni ta’minlovchi filtr **optimal filtr** deb ataladi. Farqlanish $\varepsilon(t)$ umuman olganda tasodifiy jarayon bo‘lib, uni farqlanish signali deb tasavvur etish mumkin. U holda kirishiga $x(t) = s(t) + w(t)$ signal berilganda uning chiqishidagi farqlanish $\varepsilon(t) = \upsilon(t) - s(t)$ ning minimal bo‘lishini ta’minlovchi filtrning kompleks uzatish koeffisiyentini aniqlash kerak bo‘ladi. $\bar{\varepsilon}(t)^2$ farqlanishning o‘rtacha kvadratik qiymatini uning energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ orqali quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\bar{\varepsilon}(t)^2 = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty G_\varepsilon(\omega)d\omega. \qquad (12.47)$$

Agar signal $s(t)$ ni filtr orqali uzatishda kechikishi t_0 ni e’tiborga olsak, u holda $\varepsilon(t) = \upsilon(t) - s(t - t_0)$ bo‘ladi. Dastlab farqlanish funksiyasi (signali) $\varepsilon(t)$ ning korrelyatsiya funksiyasini quyidagicha aniqlaymiz.

$$B_\varepsilon(\tau) = \overline{[\upsilon(t) - s(t - t_0)][\upsilon(t + \tau) - s(t - t_0 + \tau)]} = \overline{\upsilon(t) \cdot \upsilon(t + \tau)} -$$
$$-\overline{s(t - t_0) \cdot \upsilon(t + \tau)} - \overline{\upsilon(t) \cdot s(t - t_0 + \tau)} + \overline{s(t - t_0) \cdot s(t - t_0 + \tau)} =$$
$$= B_\upsilon(\tau) - B_{s\upsilon}(\tau + t_0) - B_{\upsilon s}(\tau - t_0) + B_s(\tau). \qquad (12.48)$$

$B(\tau)$ va $G(\omega)$ ni bir-biri bilan bog‘lovchi Viner-Xinchin formulasi yordamida farqlanish signali $\varepsilon(t)$ ning energetik spektrini aniqlaymiz:

$$G_\varepsilon(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_\varepsilon(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau = G_\upsilon(\omega) + G_s(\omega) - G_{\upsilon s}(\omega) - G_{s\upsilon}(\omega). \quad (12.49)$$

Chiqish signali $\upsilon(t)$ ning energetik spektri $G_\upsilon(\omega)$ ni kirish signali $x(t)$ ning energetik spektri $G_x(\omega)$ orqali aniqlaymiz. $s(t)$ va $w(t)$ bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan fizik jarayonlar bo‘lganliklari uchun $G_x(\omega) = G_s(\omega) + G_w(\omega)$ bo‘ladi va

$$G_\upsilon(\omega) = K^2(\omega)G_x(\omega). \quad (12.50)$$

Endi $G_{\upsilon s}(\omega)$ va $G_{s\upsilon}(\omega)$ o‘zaro spektrlarni aniqlaymiz:

$$G_{s\upsilon}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{s\upsilon}(\tau + t_0)e^{-j\omega\tau}d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - t_0)\cdot\upsilon(t + \tau)e^{-j\omega\tau}d\tau. \quad (12.51)$$

(12.51) ifodadagi chiqish signali $\upsilon(t + \tau)$ ni Dyuamel integrali orqali aniqlaymiz:

$$\upsilon(t + \tau) = \int_0^{\infty} g(\tau_1)\cdot x(t + \tau - \tau_1)d\tau_1 =$$

$$= \int_0^{\infty} g(\tau_1)\cdot[s(t + \tau - \tau_1) + w(t + \tau - \tau_1)]d\tau_1. \quad (12.52)$$

(12.52) ifodani (12.51) ga kiritib, $\overline{s(t - t_0)\cdot w(t + \tau - \tau_1)} = 0$ ekanligini e’tiborga olib, filtrning impuls reaksiyasi $g(\tau)$ uning kompleks uzatish koeffitsiyenti $K(j\omega)$ bilan Furye almashtirishi orqali bog‘liqligini e’tiborga olib farqlanish signali $\varepsilon(t)$ ning o‘zaro energetik spektri $G_{s\upsilon}(\omega)$ ni quyidagicha aniqlaymiz:

$$G_{s\upsilon}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{\infty} g(\tau_1)\cdot\left[\overline{s(t - t_0)s(t + \tau - \tau_1)} + \right.$$

$$\left. + \overline{s(t - t_0)w(t + \tau - \tau_1)}e^{-j\omega\tau}d\tau_1 d\tau =\right.$$

$$= \int_0^{\infty} g(\tau_1) \int_{-\infty}^{\infty} B_s(t + t_0 - \tau_1) e^{-j\omega(t+t_0-\tau_1)} d\tau \, e^{-j\omega(\tau_1-t_0)} d\tau_1 =$$

$$= G_s(\omega) \int_0^{\infty} g(\tau_1) \, e^{-j\omega\tau_1} e^{j\omega t_0} d\tau_1 = G_s(\omega) K(j\omega) e^{j\omega t_0}. \qquad (12.53)$$

$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ ni e'tiborga olib (10.54) ifodani quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$G_{sv}(\omega) = G_s(\omega)K(\omega)e^{j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}. \qquad (12.54)$$

Energetik spektr $G_{sv}(\omega)$ haqiqiy kattalik bo'lgani uchun (10.55) ifodadagi eksponentaning darajasi nolga teng bo'lishi, ya'ni $e^{j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]} = 1$ bo'lishi kerak. Buning uchun

$$\varphi(\omega) = -\omega t_0 \qquad (12.55)$$

sharti bajarilishi kerak.

(12.55) optimal chiziqli filtrning fazaviy xarakteristikasiga bo'ladigan talabni ko'rsatadi. Shunday qilib, $G_{sv}(\omega) = K(\omega)G_s(\omega)$ bo'ladi. Yuqoridagiga o'xshash usulda $G_{vs}(\omega) = K(\omega)G_s(\omega) = G_{sv}(\omega)$ ni olamiz.

Yuqorida aniqlangan $G_{sv}(\omega)$ va $G_{vs}(\omega)$ kattaliklarni (12.49) ifodaga kiritib, farqlanish signali $\varepsilon(t)$ ning energetik spektri uchun quyidagi ifodani olamiz:

$$G_\varepsilon(\omega) = [G_s(\omega) + G_w(\omega)]K^2(\omega) + G_s(\omega) - 2K(\omega)G_s(\omega). \qquad (12.56)$$

Endi, (12.56) ifodadagi $K(\omega)$ ning qanday qiymatida $G_\varepsilon(\omega)$ o'zining eng kichik qiymatiga ega bo'lishi va natijada $\bar{\varepsilon}(t)^2$ o'zining minimal qiymatiga ega bo'lishini aniqlaymiz. Buning uchun farqlanish signali $\varepsilon(t)$ o'zining eng kichik qiymatiga erishishi uchun $G_\varepsilon(\omega)$ ni eng kichik qiymatini ta'minlaydigan filtr uzatish koeffitsiyenti $K(\omega)$ ni aniqlaymiz. Buning uchun (10.57) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$G_\varepsilon(\omega) = \left[K(\omega)\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)} - \frac{G_s(\omega)}{\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)}}\right]^2 +$$

$$+ \frac{G_s(\omega) \cdot G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)}. \qquad (12.57)$$

(12.57) ifodaning birinchi qismi $K(\omega)$ ga bog‘liq, ikkinchi qismi esa avvaldan ma’lum kattaliklar. Ushbu (12.57) ifodadan ko‘rinadiki $G_\varepsilon(\omega)$ o‘zining eng kichik qiymatiga ega bo‘lishi uchun uning birinchi qismi nolga teng bo‘lishi kerak. Buning uchun (12.57) ifodada

$$K_{opt}(\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \tag{12.58}$$

bo‘lishi kerak, yoki (12.55) ni e’tiborga olsak,

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0} \tag{12.59}$$

bo‘lishi kerak. (12.58) ifoda berilgan $G_s(\omega)$ va $G_w(\omega)$ lar uchun optimal filtrning kompleks amplituda-chastotasini anglatadi.

Optimal filtrning amplituda-chastota xarakteristikasi (12.58) ifoda orqali aniqlangan talabga javob bersa, u holda farqlanish signali energetik spektri $G_\varepsilon(\omega)$ quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$G_{\varepsilon\, min}(\omega) = \frac{G_s(\omega) \cdot G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \tag{12.60}$$

va qabul qilingan uzluksiz signal $v(t)$ ning uzatilgan signal $s(t)$ dan o‘rtacha kvadratik farqlanishi quyidagiga teng bo‘ladi:

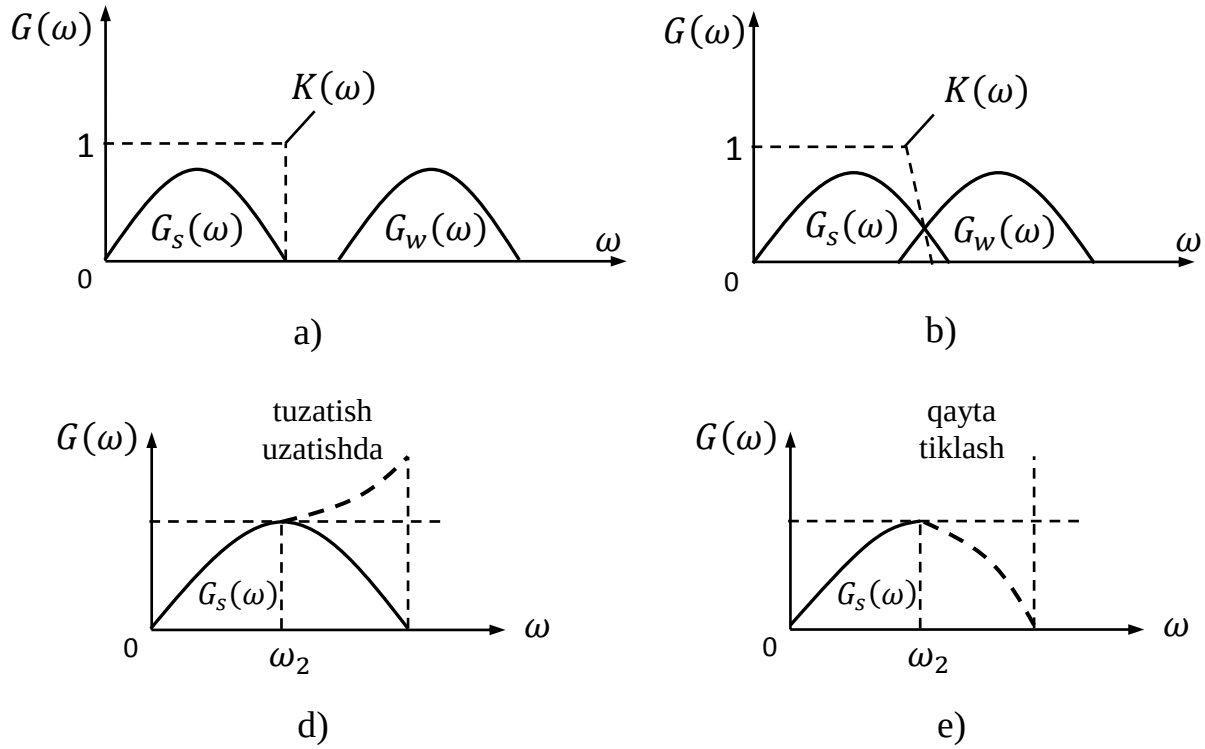
$$\bar{\varepsilon}^2{}_{min}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{G_s(\omega) \cdot G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega. \tag{12.61}$$

Xalaqit signali $w(t)$ spektri $G_w(\omega)$ foydali uzluksiz signal $s(t)$ spektri $G_s(\omega)$ bilan umumiy qismga ega bo‘lmasa, ya’ni $G_s(\omega) \cdot G_w(\omega) = 0$ bo‘lsa $\bar{\varepsilon}^2(t) = 0$ bo‘ladi. Agar xalaqit $w(t)$ yo‘q bo‘lsa, u holda foydali signal spektri $G_s(\omega)$ mavjud chastotalar polosasida $K(\omega) = 1$ bo‘lishi kerak, tabiiyki bu holda $\bar{\varepsilon}^2(t) = 0$.

Agar signal spektri $G_s(\omega)$ va xalaqit spektri $G_w(\omega)$ umumiy chastotalar polosasiga ega bo‘lsa, u holda filtrning uzatish koeffitsiyenti $K(j\omega)$ signal-xalaqit energetik spektri $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ qancha kichik bo‘lsa, shuncha katta qiyalik bilan nolga intilishi kerak.

Uzluksiz signallar radiokanallar (shu jumladan sun’iy yo‘ldosh) orqali uzatilganda ularning spektral tashkil etuvchilari quvvatlari ma’lum bir ω_{ch} chegaraviy chastotadan boshlab asta-sekin kichiklashib boradi. Buning natijasida ω_{ch} chastotadan boshlab signal-xalaqit nisbati kichiklashadi. Signal-xalaqit nisbatini ω_{ch} chastotadan boshlab yomonlashmasligini ta’minlash uchun uzatilayotgan signalga ω_{ch} chastotadan boshlab uning eng yuqori chastotasi ω_{yu} gacha bo‘lgan spektr tashkil etuvchilari uchun radiokanal amplituda-chastotasi $K(\omega)$ ga tuzatish (korreksiya) kiritib, uni ω_2 chastotadagi uzatish koeffitsiyenti $K_1(\omega)$ ga tenglashtiriladi va radiokanal orqali uzatiladi (12.14d-rasm).

Qabullash qurilmasida qabullangan $G_s(\omega)$ signalga teskari tuzatish $K_2(\omega)$ kiritiladi (12.14e-rasm). Bunday usuldan foydalanishning samaradorligi $G_s(\omega)$ va $G_w(\omega)$ spektrlarning umumiy qismi qancha kichik bo‘lsa, shuncha katta bo‘ladi.



12.14-rasm. *a) – signal va xalaqit spektri umumiy polosaga ega emas; b) – signal va xalaqit spektri umumiy polosaga ega; d) – signal spektriga uzatish tomonida tuzatish (korreksiya) kiritish; e) – signal spektriga qabullash tomonida tuzatish kiritish.*

Nazorat savollari

1. *Signallarga ishlov berishning qanday usullarini bilasiz?*
2. *Sinxron to‘plash usuli haqida tushuncha bering.*
3. *Signallarga integrallash usulidan foydalanib ishlov berish natijasida qanday natijalarga erishiladi?*
4. *Kogerent ishlov berish usuli haqida tushuncha bering.*
5. *Nokogerent ishlov berish usuli haqida tushuncha bering.*
6. *Signallarga korrelyatsiya usulidan foydalanib qabullashda qanday natijaga erishiladi?*
7. *Signallarni avtokorrelyatsiya usulidan foydalanib qabullashda qanday natijaga erishish mumkin?*
8. *Qaysi tur signallarni qabullashda optimal moslashgan filtrlardan foydalanish mumkin?*
9. *Moslashgan filtrning kompleks uzatish koeffitsiyenti signalning kompleks spektri bilan qanday bog‘liqlikka ega?*
10. *Signal va fluktuasion xalaqit yig‘indisidan tashkil topgan signal optimal filtrdan foydalanib signal-xalaqit nisbatining qanday qiymatiga erishish mumkin?*
11. *Yakka videoimpul uchun optimal filtrning strukturaviy sxemasini chizing va unda bajariladigan amallar haqida tushuntirish bering.*
12. *Radioimpulsni optimal filtrlash strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash prinsipini tushuntirib bering.*
13. *Uzluksiz signallarni optimal filtrlash qanday amalga oshiriladi? Optimal filtrning uzatish koeffisiyenti signal energetik spektri va xalaqit spektri bilan qanday bog‘liqlikka ega?*
14. *Diskret signal uchun kvazioptimal filtrdan foydalanish qanday natija beradi?*

13. DISKRET SIGNALLARNI OPTIMAL QADUL QILISH

13.1. Signallarni qabul qilish optimal algoritmlari

Qabul qiluvchi qurilma kirishidagi tebranish $s_1(t), s_2(t), \dots s_m(t)$ signallardan biri hamda xalaqit yig‘indisidan iborat bo‘lsin. Qabul qilingan $u(t)$ realizatsiyalar bo‘yicha uzatish tomonidan qaysi signal uzatilganligini aniqlash masalasini yechish talab etilgan bo‘lsin. Bunday masala asosan aloqa tizimlari uchun xosdir.

Ma’lumki, aloqa tizimlarida turli signallarni qabul qilishdagi xatoliklar keraksiz (ortiqcha) bo‘lib, ushbu tizimlarda nisbatan keng tarqalgan signallarni optimal qabul qilish mezonlaridan biri maksimum aposterior ehtimollik mezoni hisoblanadi.

Ikkita $s_0(t)$ va $s_1(t)$ signallarni maksimum aposterior ehtimollik mezoni bo‘yicha qabullashda $s_1(t)$ signal uzatilgan deb qaror chiqariladi, agar haqqoniylik nisbati $l(u)$ quyidagi shartni bajarsa

$$l(u) = \frac{w(u|s_1)}{w(u|s_0)} \geq \frac{p_0}{p_1}, \qquad (13.1)$$

bunda, p_0 va $p_1 - s_0(t)$ va $s_1(t)$ signallarning aprior ehtimolliklari.

m ta teng ehtimollikli signallarni qabullashda esa $s_k(t)$ signal uzatilgan deb qaror qabul qilinadi, agar quyidagi shart bajarilsa

$$w(u|s_k) > w(u|s_i), \quad i = 1,2, \dots, m, \quad i \neq k. \qquad (13.2)$$

13.2. Ikkita diskret signalni qabul qilish

Qabul qiluvchi qurilma kirishidagi signal quyidagi ko‘rinishga ega bo‘lsin

$$u(t) = \theta s_1(t) + (1 - \theta)s_0(t) + n(t),$$

bunda, θ – tasodifiy miqdor bo‘lib, mos ravishda p_0 va p_1 ehtimolliklarga ega 0 yoki 1 qiymatini qabul qiladi; $s_0(t)$ va $s_1(t)$ – aniq parametrli foydali signal; $n(t)$

– matematik kutilmasi nolga va korrelyatsiya funksiyasi $R_n(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau)$ ga teng bo‘lgan statsionar Gauss oq shovqini.

U holda haqqoniylik nisbati quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

$$l(u) = \exp\left(-\frac{E_1}{N_0} + \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t)s_1(t)dt\right) / \exp\left(-\frac{E_0}{N_0} + \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t)s_0(t)dt\right),$$

bunda, E_0 va E_1 – $s_0(t)$ va $s_1(t)$ signallarning energiyasi. Ushbu nisbatni logarifmlasak, quyidagi ifodaga ega bo‘lamiz

$$\ln l(u) = -\frac{E_1 - E_0}{N_0} + \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t)\big(s_1(t) - s_0(t)\big)dt.$$

Bundan $s_1(t)$ signal uzatilgan deb qaror qabul qilinadi, agar quyidagi shart bajarilsa

$$z = \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t)\big(s_1(t) - s_0(t)\big)dt \geq \ln\frac{p_0}{p_1} + \frac{E_1 - E_0}{N_0} = C_1. \qquad (13.3)$$

Simmetrik kanal uchun, ya’ni $p_0 = p_1 = 0{,}5$ va $E_0 = E_1 = E$ holat uchun, C_1 sath (chegara) nolga teng bo‘ladi va qabullash tenglamasi quyidagi ko‘rinishni oladi

$$z \underset{s_0}{\overset{s_1}{\gtrless}} 0. \qquad (13.4)$$

Ushbu (13.4) algoritm asosida ishlovchi optimal kogerent qabul qiluvchi qurilmaning strukturaviy sxemasi 13.1-rasmda keltirilgan, rasmda QQ – qaror qabullagich. Sxemaning yuqori va past qismlaridagi korrelyatorlar impuls xarakteristikasi mos ravishda $h_1(t) = s_1(T - t)$ va $h_0(t) = s_0(T - t)$ ga teng bo‘lgan moslashgan filtrlar bilan almashtirilishi mumkin (13.2-rasm).

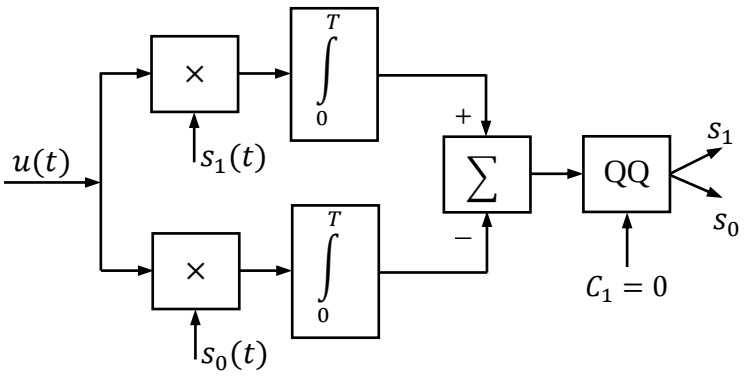
Xatolikning o‘rtacha ehtimolligi quyidagi ko‘rinishda yoziladi

$$P_x = p_0 P_x(s_0) + p_1 P_x(s_1),$$

bunda, $P_x(s_i)$ – $s_i(t)$, $i = 0, 1$ signalni uzatishdagi xatolik ehtimolligi.

Agar $p_0 = p_1 = 0{,}5$ bo‘lsa, u holda

$$P_x = 0{,}5\big(P_x(s_0) + P_x(s_1)\big). \qquad (13.5)$$

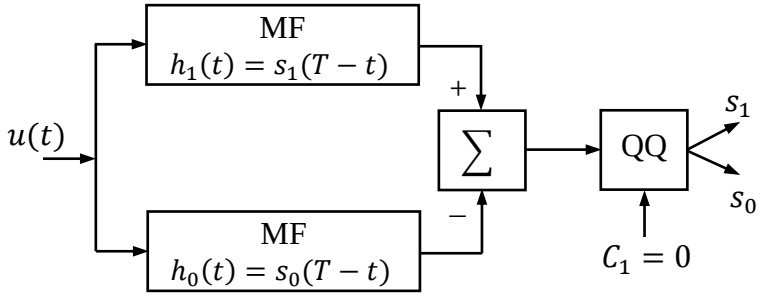


13.1-rasm. *Ikkita diskret signalni korrelyatsion qabul qiluvchi qurilmaning strukturaviy sxemasi*

$P_x(s_0)$ va $P_x(s_1)$ shartli ehtimolliklar mos holda $s_0(t)$ va $s_1(t)$ signallar uchun z taqsimot orqali quyidagicha aniqlanadi

$$P_x(s_0) = \int\limits_{z>C_1} w(z|s_0)dz,$$

$$P_x(s_1) = \int\limits_{z<C_1} w(z|s_1)dz. \qquad (13.6)$$



13.2-rasm. *Moslashgan filtrlar yordamida ikkita diskret signallarni qabul qiluvchi qurilmaning strukturaviy sxemasi*

Kuzatish mumkinki, $s_1(t)$ signal uchun z qiymat, ya'ni

$$z = z_1 = \frac{2}{N_0}\int\limits_0^T (s_1(t) + n(t))\big(s_1(t) - s_0(t)\big)dt$$

normal taqsimot qonuni bo’yicha taqsimlangan bo‘lib, uning matematik kutilmasi va dispersiyasi quyidagiga teng

$$M\{z_1\} = \frac{2E}{N_0}(1 - r_s), \qquad \sigma_{z_1}^2 = \frac{4E}{N_0}(1 - r_s),$$

bunda, $r_s = \frac{1}{E}\int_0^T s_1(t)s_0(t)dt$ – $s_1(t)$ va $s_0(t)$ signallarning o‘zaro korrelyatsiya funksiyasi koeffitsiyenti.

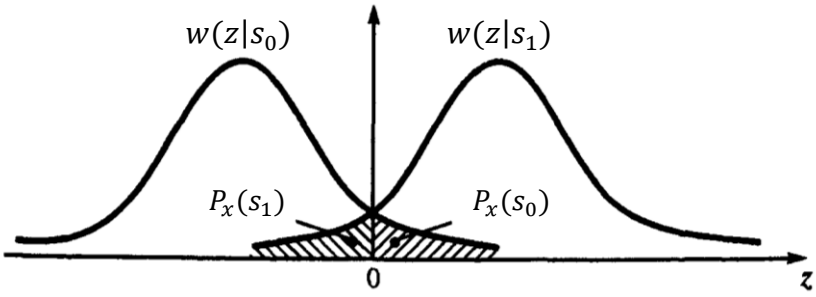
Yuqoridagiga o‘xshash holda, $s_0(t)$ signal uchun uchun z qiymat, ya’ni

$$z = z_0 = \frac{2}{N_0}\int_0^T (s_0(t) + n(t))\big(s_1(t) - s_0(t)\big)dt$$

normal taqsimot qonuni bo‘yicha taqsimlangan bo‘lib, uning matematik kutilmasi va dispersiyasi quyidagiga teng

$$M\{z_0\} = \frac{2E}{N_0}(1 - r_s), \qquad \sigma_{z_0}^2 = \frac{4E}{N_0}(1 - r_s).$$

13.3-rasmda $w(z_1) = w(z|s_1)$ va $w(z_0) = w(z|s_0)$ taqsimotlarning grafiklari keltirilgan.



13.3-rasm. *Diskret signallarni qabul qilishda ehtimollik zichliklari*

(13.3)–(13.6) ifodalar hamda $w(z_1)$ va $w(z_0)$ taqsimotlarni e’tiborga olib, quyidagiga ega bo‘lamiz

$$P_x = 0{,}5\left(\int_0^\infty w(z|s_0)dz + \int_{-\infty}^0 w(z|s_1)dz\right) =$$

$$= 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}(1 - r_s)}\right) = 1 - \Phi\left(\sqrt{(1 - r_s)}h\right), \qquad (13.7)$$

bunda, $\Phi(z) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{z} e^{-t^2/2}dt$ – ehtimollik integrali, $h^2 = \frac{E}{N_0}$.

(13.7) formuladan ko‘rinadiki, xatolik o‘rtacha ehtimolligi nafaqat signalning energiyasi va shovqinning spektral quvvat zichligiga bog‘liq, balki signallar o‘rtasidagi o‘zaro korrelyatsiya koeffitsiyentiga, ya’ni qo‘llaniladigan signallar tizimiga ham bog‘liq ekan. Ehtimollik integrali $\Phi(z)$ monoton o‘suvchi funksiya hisoblanadi. Demak, bir xil $\frac{E}{N_0}$ nisbatda o‘zaro korrelyatsiya koeffitsiyenti r_s qancha kichik bo‘lsa, tizim xalaqitbardoshligi shuncha yuqori bo‘ladi.

O‘zaro korrelyatsiya koeffitsiyenti $-1 \le r_s \le 1$ oralig‘ida bo‘lishini e’tiborga olsak, u holda korrelyatsiya koeffitsiyenti $r_s = -1$ ga teng bo‘lgan signallar eng katta xalaqitbardoshlikka ega signallar hisoblanadi. Ushbu signallar bir xil shaklga ega bo‘lib, ishoralari qarama-qarshi bo‘ladi va shuning uchun ham qarama-qarshi signallar deb yuritiladi. Ular uchun

$$P_x = 1 - \Phi\left(\sqrt{2E/N_0}\right) = 1 - \Phi\left(\sqrt{2}h\right). \qquad (13.8)$$

Qarama-qarshi signallarga misol sifatida fazasi π ga surilgan fazasi manipulyasiyalangan quyidagi signallarni keltirish mumkin

$$s_1(t) = U_0 \cos\omega_0 t, \quad s_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \pi), \quad 0 \le t \le T.$$

Ortogonal signallar $(r_s = 0)$ nisbatan kichik xalaqitbardoshlikka ega, ular uchun

$$P_x = 1 - \Phi\left(\sqrt{E/N_0}\right) = 1 - \Phi(h). \qquad (13.9)$$

Agar $r_s = 1$ bo‘lsa, bunday signallar aynan teng signallar bo‘ladi, ya’ni $s_1(t) = s_0(t)$, va ularni tabiiyki farqlash mumkin emas. Ular uchun $P_x = 0{,}5$.

Ortogonal signallarga misol sifatida fazasi $\pi/2$ ga surilgan fazasi manipulyasiyalangan quyidagi signallarni keltirish mumkin

$$s_1(t) = U_0 \cos\omega_0 t, \quad s_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \pi/2), \quad 0 \le t \le T.$$

Ortogonal signallarni chastota manipulyasisini qo’llagan holda ham hosil qilish mumkin. Ushbu holda

$$s_1(t) = U_0 \cos(\omega_1 t - \varphi_1), \quad s_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0).$$

Bunda $\varphi_1 = \varphi_0 = \varphi$ bo’lganda ushbu signallar orasidagi o‘zaro korrelyatsiya koeffitsiyenti quyidagi ko‘rinishni oladi

$$r_s = \frac{\sin\big((\omega_1 - \omega_0)T\big)}{(\omega_1 - \omega_0)T} + \frac{\sin\big((\omega_1 + \omega_0)T - 2\varphi\big) + \sin 2\varphi}{(\omega_1 + \omega_0)T}.$$

Agar $(\omega_1 - \omega_0)T = 2\pi k,\ k = 1,2,\ldots,$ sharti bajarilsa, korrelyatsiya koeffitsiyenti r_s nolga teng bo‘ladi va ushbu signallar ortogonal hisoblanadi. Amaliyotda ω_1, ω_0 va T parametrlar $(\omega_1 - \omega_0)T \gg 1$ shartni qanoatlantiradigan qilib tanlanadi, bunda $r_s \approx 0$ bo‘ladi.

Shuni payqash qiyin emaski, chastotasi manipulyasiyalangan signallar o‘rtasidagi o‘zaro korrelyatsiya koeffitsiyenti r_s minimal bo‘lishi uchun chastotalar orasidagi farq $1{,}5\pi$ ga teng bo‘lishi kerak, ya’ni $(\omega_1 - \omega_0)T = 1{,}5\pi$. Bunda xatolik ehtimolligi quyidagicha aniqlanadi

$$P_x = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{1{,}21E}{N_0}}\right) = 1 - \Phi\big(\sqrt{1{,}21}h\big).$$

Endi amplitudasi manipulyasiyalangan signallarning xalaqitbardoshligini ko‘rib chiqamiz, bunda

$$s_1(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad s_0(t) = 0, \quad 0 \le t \le T.$$

Ushbu holatda signallarni farqlash algoritmi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

$$z = \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t)s_1(t)dt \underset{s_0}{\overset{s_1}{\gtrless}} \frac{E}{N_0} + \ln\frac{p_0}{p_1} = C_1.$$

Ehtimollik zichliklari $w(z/s_1)$ va $w(z/s_0)$ gauss taqsimot qonuniga bo‘ysunadi va matematik kutilmasi va dispersiyasi mos ravishda quyidagi qiymatlarga ega bo‘ladi $M\{z\} = 2E/N_0,\ \sigma_z^2 = 2E/N_0$ va $M\{z\} = 0, \sigma_z^2 = 2E/N_0$.

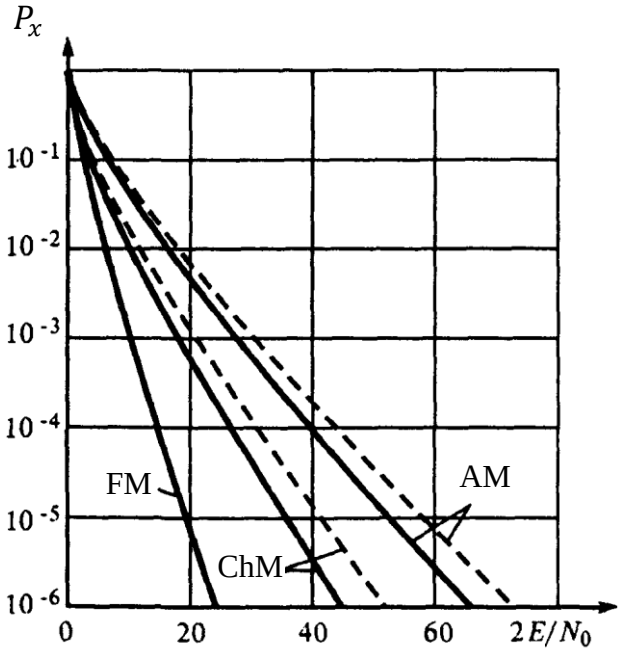
Agar $p_1 = p_0 = 0{,}5$ bo‘lsa, o‘rtacha xatolik ehtimolligi

$$P_x = 0{,}5\left(\int_{-\infty}^{C_1} w(z|s_1)dz + \int_{C_1}^{\infty} w(z|s_0)dz\right).$$

$C_1 = E/N_0$ ekanligini e’tiborga olib, va birinchi integral ahamiyatga ega emas deb hisoblasak

$$P_x = 1 - \Phi\big(0{,}5\sqrt{2E/N_0}\big) = 1 - \Phi\big(h/\sqrt{2}\big). \qquad (13.10)$$

13.4-rasmda fazasi (FM), chastotasi (ChM) va amplitudasi (AM) manipulyasiyalangan signallar uchun (uzluksiz chiziq) (13.8)–(13.10) formulalar bo‘yicha hisoblangan xatolik ehtimolligining $2E/N_0$ nisbatiga bog‘liqligi grafigi keltirilgan.



13.4-rasm. *AM, ChM va FM diskret signallarni qabullash xatolik ehtimolligi (uzluksiz chiziq) va tasodifiy boshlang‘ich fazali AM va ChM signallarni qabullash xatolik ehtimolligi (shtrix chiziq)*

Shunday qilib, eng katta xalaqitbardoshlikka fazasi manipulyasiyalangan signallar ega bo‘lar ekan. Ushbu FM signallar ChM signallarga qaraganda 2 marotaba, AM signallarga nisbatan esa 4 marotaba energetik yutuq (samaradorlik) qa ega. ChM signallar AM signallarga nisbatan 2 marotaba energetik yutuqqa ega.

Ma’lumki, $\sqrt{2E(1-r_s)}$ kattalik signallar orasidagi masofani ifodalaydi, ya’ni $d = \left(\int_0^T [s_1(t) - s_0(t)]^2 dt\right)^{1/2}$.

Bundan foydlanib, (13.7) ifodani quyidagicha yozish mumkin

$$P_x = 1 - \Phi\left(d/\sqrt{2N_0}\right). \qquad (13.11)$$

Ushbu ifodadan quyidagi xulosaga kelish mumkin: gauss oq shovqini ta’siridagi kanalda xatolik ehtimolligi faqat signallar orasidagi masofaga va shovqinning quvvat spektral zichligiga bog‘liq bo‘ladi.

13.3. m ta diskret signallarni qabul qilish

Qabul qilingan signal $u(t) = s_i(t) + n(t),\ 0 \le t \le T$ ko‘rinishida bo‘lsin, bunda $s_i(t),\ i = 1,2,\dots m\ (m > 2)$ – qabul qilgich kirishidagi mumkin bo‘lgan foydali signallar; $n(t)$ – gauss oq shovqini turidagi xalaqit.

Tasavvur qilamiz, istalgan signalni uzatish ehtimolligi $1/m$ ga teng bo‘lsin. U holda $s_i(t),\ i = 1,2,\dots m$ ta signallardan qaysi biri uzatilganligi masalasi (13.2) tengsizlikni $(m-1)$ ta tahlil qilish asosida hal qilinadi, ya’ni ko‘rib chiqilayotgan holat uchun ushbu tengsizlik quyidagi ko‘rinishni oladi

$$\frac{2}{N_0}\int_0^T u(t)s_l(t)dt - \frac{E_l}{N_0} > \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t)s_i(t)dt - \frac{E_i}{N_0},\quad i = 1,2,\dots,m,\ \ i \neq l;$$

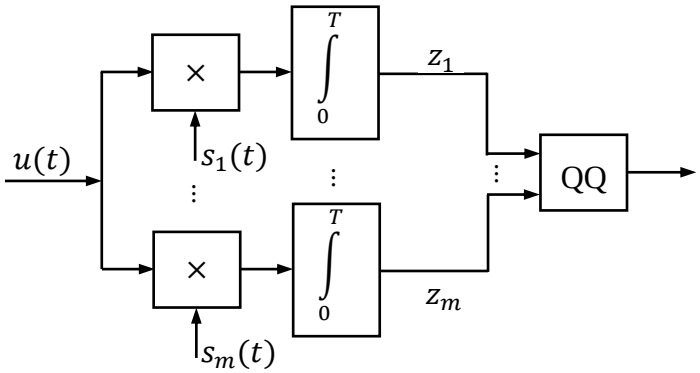
yoki, agar $E_1 = E_2 = \cdots = E_m = E$ bo‘lsa

$$\int_0^T u(t)s_l(t)dt > \int_0^T u(t)s_i(t)dt\,,\ \ i = 1,2,\dots,m,\ \ i \neq l. \qquad (13.12)$$

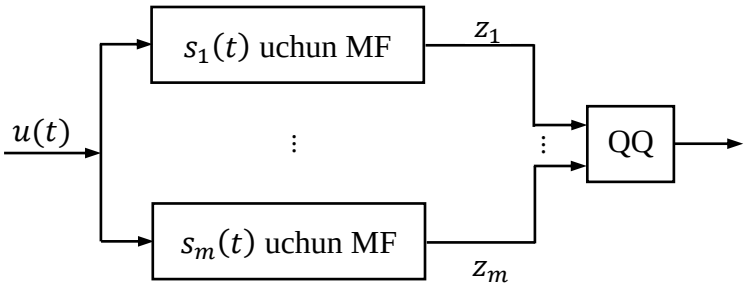
(13.12) ifoda asosida, m ta signallarni qabullovchi qurilma m ta korrelyator (13.5a-rasm) yoki m ta moslashgan filtr (13.5b-rasm) dan hamda qaror chiqaruvchi qurilmadan iborat bo‘ladi.

Farqlash qurilmasining xalaqitbardoshligini baholaymiz. Ravshanki, (13.12) tengsizlik hattoki bitta $i \neq l$ uchun bajarilmasa ham signalni qabul qilishda xatolik yuz beradi. Tasavvur qilamiz, $z_1, z_2, \dots, z_m$ – farqlash qurilmasi kanallarining chiqishidagi kuchlanishlar, $w(z_1, z_2, \dots, z_m|s_l)$ – qabul qiluvchi qurilma kirishiga $s_l(t)$ signal ta’sir etganda tasodifiy miqdorlar to‘plami $z_1, z_2, \dots, z_m$ ning m o‘lchovli ehtimollik zichligi. Demak optimal qabullash qurilmasining ishlash algoritmini e’tiborga olib, $s_l(t)$ signalni to‘g‘ri qabul qilish ehtimolligini quyidagicha yozish mumkin

$$P_x(s_l) = \int_{-\infty}^{\infty} dz_1 \int_{-\infty}^{z_1} \dots \int_{-\infty}^{z_1} w(z_1, z_2, \dots, z_m|s_l) dz_1 dz_2 \dots dz_{l-1} dz_{l+1} \dots dz_m. \quad (13.13)$$



a)



b)

13.5-rasm. *a – m ta determinant signallarni optimal korrelyatsion qabullash; b – m ta determinant signallarni optimal filtrli qabullash qurilmalarining strukturaviy sxemasi.*

U holda xatolik ehtimolligi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

$$P_x(s_l) = 1 - P_t(s_l). \quad (13.14)$$

Xatolik ehtimolligi P_x qo‘llaniladigan signallar ansambli $s_i(t), i = 1,2, \dots m$ ga bog‘liq bo‘ladi. Signallarning turli xususiyatlaridan kelib chiqib, farqlanuvchi tizimlarning turi ko‘pchilikni tashkil etadi. Ularning ichida uzatishning belgilangan aprior sharoitida eng katta xalaqitbardoshlikni ta’minlovchi signallar tizimi ko‘proq qiziqish uyg‘otadi.

m ta signallardan foydalanuvchi tizimning xalaqitbardoshligini aniqlash murakkab masala hisoblanadi. Shunga qaramasdan, teng ehtimollikli simpleks va

ortogonal signallar uchun (13.13) ifoda juda sodda ko‘rinishga ega bo‘lib, sonli usullar yordamida aniqlash mumkin bo‘lgan sodda integral ko‘rinishini oladi.

Avvalo ortogonal signallar qo‘llanilgan uzatish tizimini ko‘rib chiqamiz. Qabul qilgich kirishidagi signal quyidagi ko‘rinishga ega bo‘lsin

$$u(t) = s_i(t) + n(t), \qquad 0 \le t \le T$$

U holda i-chi kanal chiqishidagi kuchlanish $z_1 = \int_0^T u(t)s_l(t)dt$ gauss tasodifiy miqdori bo‘lib, uning matematik kutilmasi $M(z_1) = E$ va dispersiyasi $\sigma_{z_1}^2 = EN_0/2$ ga teng; shuningdek qolgan kanallar chiqishidagi kuchlanish matematik kutilmasi nolga va dispersiyasi $EN_0/2$ ga teng bo‘lgan gauss tasodifiy miqdori hisoblanadi.

Ko‘rilayotgan hol uchun $z_1, z_2, \dots, z_m$ o‘zaro bog‘liq emasligini ko‘rish qiyin emas, demak statistik bog‘liq emas. Ushbu holatda ehtimollik zichligini quyidagicha yozish mumkin

$$w_m(z_1, z_2, \dots, z_m) = w(z_1)w(z_2) \dots w(z_m), \qquad (13.15)$$

bunda

$$w(z_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sqrt{EN_0/2}} \exp\left(-\frac{(z_1 - E)^2}{EN_0}\right), \qquad (13.16)$$

$$w(z_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sqrt{EN_0/2}} \exp\left(-\frac{{z_j}^2}{EN_0}\right), \ j = 1,2, \dots, m, \ j \ne l. \qquad (13.17)$$

(13.15)–(13.17) ifodalarni (13.13) ifodaga qo‘yib, o‘zgartirishlardan so‘ng quyidagiga ega bo‘lamiz

$$P_x(s_l) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) \Phi^{m-1}\left(\mathrm{z} + \sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right) dz =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\mathrm{z} - \sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)^2\right) \Phi^{m-1}(z)dz, \qquad (13.18)$$

bunda, $\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\mathrm{z}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – ehtimollik integrali.

Bundan ko‘rinadiki, to‘g‘ri qabul qilish ehtimolligi $s_i(t)$, $i = 1,2,\dots m$ signallar uchun bir xil. Shuning uchun xatolik ehtimolligi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

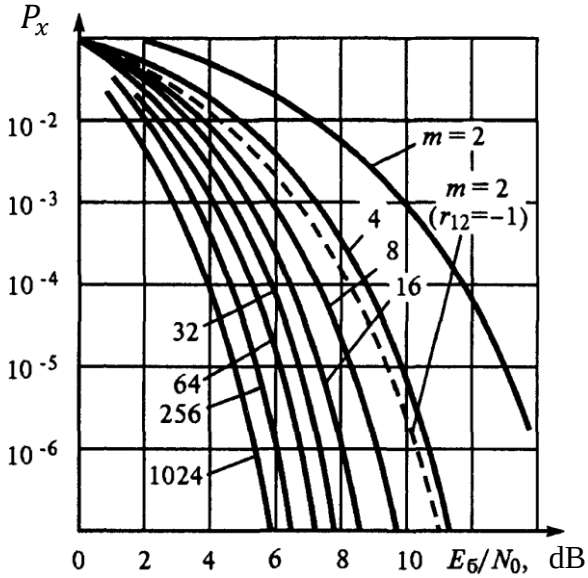
$$P_x = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\mathrm{z} - \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right)^2 \right) \Phi^{m-1}(z)dz. \qquad (13.19)$$

(13.19) ifodadan ko‘rinadiki, signallar soni m ning ortishi natijasida xatolik ehtimolligi kattalashadi. Bu signalni qabul qiluvchi qaysidir kanal chiqishidagi shovqinning ortib ketish ehtimolligi bilan bog‘liq bo‘ladi deb tushuntiriladi. Ammo bu m ta signalni tizimning potensial xalaqitbardoshligi ikkilik tizimnikidan kichik bo‘lishini bildirmaydi. Taqqoslash jarayonida shuni e’tiborga olish kerakki, teng ehtimollikli har bir m lik signal ikkilik signalga qaraganda $\log_2 m$ marta ko‘p axborot tashiydi, yoki bir xil axborot uzatish tezligida $\log_2 m$ marta katta davomiylikka ega bo‘ladi.

13.6-rasmda m ta ortogonal signallarni kogerent qabul qilishda xatolik ehtimolligining E_b/N_0 nisbatiga bog‘liqligi (uzluksiz chiziq) ($E_b = E/\log_2 m - 1$ bit axborotni tashish uchun sarflanuvchi energiya) keltirilgan. Taqqoslash uchun ikkita qarama-qarshi signallar uchun xatolik ehtimolligining E_b/N_0 nisbatiga bog‘liqligi grafigi (shtrix chiziq) keltirilgan.

$m > 2$ ortogonal signallar tizimi bir xil axborot uzatish tezligida ikkilik signallarga qaraganda sezilarli energetik samaradorlikka ega bo‘ladi, masalan, $m = 32$ va $P_x = 10^{-5}$ bo‘lganda energetik samaradorlik taxminan 2 barobarni tashkil etadi.

Energetik samaradorlik uchun to‘lov (badal) tizim egallovchi chastotalar polosasining kengligi hisoblanadi, bu esa o‘z navbatida qabul qiluvchi qurilmaning murakkablashishiga olib keladi, ya’ni teng energiyali signallar uchun m ta korrelyatordan yoki m ta moslashgan filtrdan (signallar soniga bog‘liq holda) hamda qaror qabul qiluvchi qurilmadan tashkil topadi.



13.6-rasm. *m ta determinant ortogonal signallarni qabullashda (uzluksiz chiziq) va ikkita determinant qarama-qarshi signallarni qabullashda (punktir chiziq) xatolik ehtimolligi*

Simpleks signallar $s_i(t),\ i = 1,2,\dots m$ qo‘llanilgan tizim uchun xatolik ehtimolligi P_x ni ko‘rib chiqamiz, u ortogonal signallar uchun xatolik ehtiolligi bilan o‘zaro sodda bog‘liqlikka ega.

Haqiqatda, $s_i(t),\ i = 1,2,\dots m$ – simpleks signallar bo‘lsin. Signallarning $T(1+|r_0|)$ davomiylikli yangi ansamblini hosil qilamiz

$$s_i'(t) = \begin{cases} s_i(t), & 0 \le t \le T, \\ \sqrt{E/T}, & T < t < T(1+|r_0|), \end{cases} \qquad (13.20)$$

bunda, $r_0 \ge -1/(m-1)$.

(13.20) ifoda bilan berilgan signalar ortogonal hisoblanadi

$$\int_0^{T(1+|r_0|)} s_i'(t)s_j'(t)dt = \int_0^{T} s_i(t)s_j(t)dt + \int_T^{T(1+|r_0|)} \frac{E}{T}dt = Er_0 + E|r_0| = 0,\ \ i \ne j.$$

Har bir $s_i'(t)$ signalning energiyasi $E(1+|r_0|)$ ga teng. Har ikkala $\{s_i(t)\}$ va $\{s_i'(t)\}$ tizimlar signallarining orasidagi masofa bir xil ekanligini e’tiborga olib, dastlabki signallar ansambli $s_i(t),\ i = 1,2,\dots m$ uchun xatolik ehtimolligi $E(1+|r_0|)$ energiyali ortogonal signallar ansambli uchun xatolik ehtimolligiga teng

ekanligini tasdiqlash mumkin. Shunday qilib, simpleks signallar uchun xatolik ehtimolligi ifodasi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

$$P_x = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(z - \sqrt{\frac{2E}{N_0}\frac{m}{m-1}}\right)^2\right] \Phi^{m-1}(z)dz.$$

Simpleks signallar uchun xatolik ehtimolligining E_b/N_0 nisbatiga bog‘liqligi grafigini 13.6-rasmdagi grafiklardan ko‘rish mumkin, faqat abssissa o‘qidagi E_b/N_0 o‘rniga $\frac{E_b}{N_0}\frac{m}{m-1}$ qiymatini qo‘yish kerak.

Simpleks signallarning xalaqitbardoshligi ortogonal signallarning xalaqitbardoshligidan katta. Ammo ushbu farq m ning kattalashishi bilan kamayib boradi va $m \gg 1$ holat uchun ikkita ansamblning xalaqitbardoshligi deyarli bir-biriga teng bo‘ladi.

Yuqorida ko‘rib chiqilganidek, m ta signaldan foydalanuvchi tizimda xatolik ehtimolligini aniqlash oson emas. Shuning uchun amaliyotda ko‘pincha xatolik ehtimolligining yuqori chegarasidan foydalaniladi

$$P_x(s_l) \le \sum_{j=1}^{m} P_x\left(s_j \middle| s_l\right), \qquad (13.21)$$

bunda, $P_x\left(s_j \middle| s_l\right)$ – $s_j(t)$ va $s_l(t)$ signallar qo‘llaniluvchi ikkilik tizimda $s_l(t)$ signalni uzatishdagi xatolik ehtimolligi. Ushbu (13.21) munosabat har qanday signallar tizimi va har qanday kanal uchun o‘rinlidir.

Nisbatan sodda, ammo kichik aniqlik bilan yuqori chegarani aniqlash ifodasi quyidagicha

$$P_x \le (m-1)\max P_x\left(s_j \middle| s_l\right) \qquad (13.22)$$

bunda, $\max P_x\left(s_j \middle| s_l\right)$ – $s_j(t)$ va $s_l(t)$ signallar qo‘llaniluvchi ikkilik tizimdagi barcha i, j juftliklar uchun maksimal xatolik ehtimolligi.

13.4. Tasodifiy boshlang'ich fazali ikkita signalni qabul qilish

Qabul qilgich kirishidagi signal quyidagicha bo‘lsin

$$u(t) = \theta s_1(t, \varphi_1) + (1 - \theta) s_0(t, \varphi_0) + n(t),$$

bunda, θ – tasodifiy miqdor bo‘lib, mos ravishda p_0 va p_1 ehtimolliklarga ega 0 yoki 1 qiymatini qabul qiladi; φ_1 va φ_0 – o‘zaro bog‘liq bo‘lmagan tasodifiy qiymatni qabul qiluvchi boshlang‘ich fazalar bo‘lib, ularning qiymati $[-\pi, \pi]$ oraliqda bir tekis taqsimlangan bo‘ladi; $n(t)$ – quvvat spektral zichligi $N_0/2$ ga teng bo‘lgan gauss oq shovqini turidagi xalaqit.

O‘xshashlik nisbati xuddi tasodifiy boshlang‘ich fazali signallarni aniqlashga o‘xshash holda boshlang‘ich fazalarga bog‘liq bo‘ladi

$$l(u/\varphi_1, \varphi_0) = \frac{\exp\left(-\frac{E_1}{N_0} + \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t) s_1(t, \varphi_1) dt\right)}{\exp\left(-\frac{E_0}{N_0} + \frac{2}{N_0}\int_0^T u(t) s_0(t, \varphi_0) dt\right)}. \qquad (13.23)$$

(13.23) ifodaning surat va maxrajini φ_1 va φ_0 tasodifiy miqdorlar bo‘yicha o‘rtachalashtirib, o‘rtacha haqqoniylik nisbatiga ega bo‘lamiz

$$\bar{l}(u) = \frac{\exp(-E_1/N_0)\mathrm{I}_0(2Z_1/N_0)}{\exp(-E_0/N_0)\mathrm{I}_0(2Z_0/N_0)},$$

bunda, $\mathrm{I}_0(\cdot)$ – nolinchi darajali modifikasiyalangan Bessel funksiyasi; E_0 va E_1 – signallarning energiyalari; $2Z_1/N_0$ va $2Z_0/N_0$ qiymatlar $s_1(t)$ va $s_0(t)$ signallar bilan moslashgan filtrlar chiqishidagi o‘rovchilarning qiymati bilan mos keladi.

Maksimum aposterior ehtimollik mezoniga muvofiq $s_1(t)$ signal uzatilgan deb qaror qabul qilinadi, agar

$$\bar{l}(u) = \frac{\exp((E_0 - E_1)/N_0)\mathrm{I}_0(2Z_1/N_0)}{\mathrm{I}_0(2Z_0/N_0)} \geq \frac{p_0}{p_1},$$

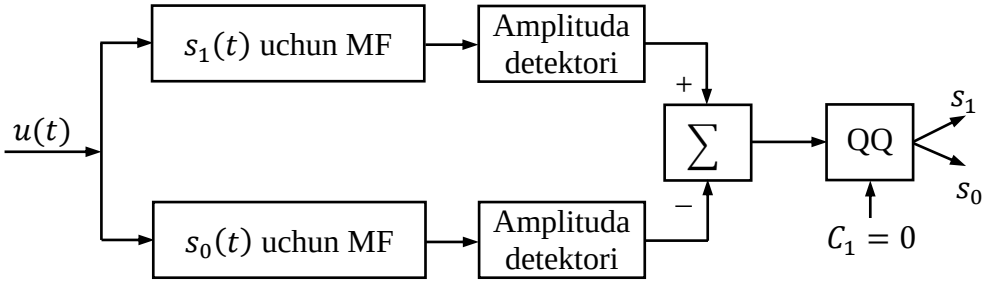
yoki

$$\ln \mathrm{I}_0(2Z_1/N_0) - \ln \mathrm{I}_0(2Z_0/N_0) \geq (E_0 - E_1)/N_0 + \ln\frac{p_0}{p_1} = C_1, \qquad (13.24)$$

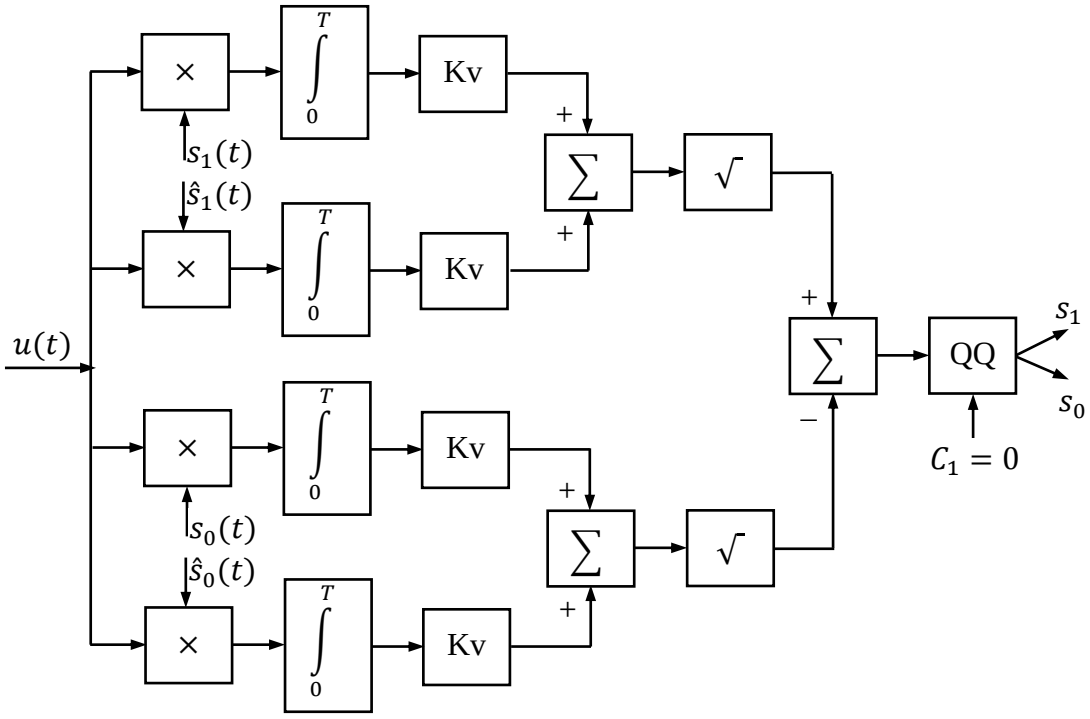
bunda, p_0, p_1 – mos ravishda $s_0(t)$ va $s_1(t)$ signallarning paydo bo‘lish ehtimolligi.

Simmetrik kanal uchun $p_0 = p_1 = 0{,}5,\ E_0 = E_1 = E$ va $C_1 = 0$ bo‘lgan hol uchun qabullash algoritmi quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi

$$\ln \mathrm{I}_0(2Z_1/N_0) \underset{s_0}{\overset{s_1}{\gtrless}} \ln \mathrm{I}_0(2Z_0/N_0). \qquad (13.25)$$



a)



b)

13.7-rasm. *a – tasodifiy boshlang‘ich fazali ikkita signalni filtrli optimal qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi; b – tasodifiy boshlang‘ich fazali ikkita signalni korrelyasion optimal qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi*.

$\ln \mathrm{I}_0(\cdot)$ funksiyaning monotonligi sababli (13.25) tengsizlik quyidagi tengsizlikka ekvivalent bo‘ladi

$$Z_1 \underset{s_0}{\overset{s_1}{\gtrless}} Z_0. \qquad (13.26)$$

Ishlash algoritmi (13.26) formula bilan ifodalanuvchi optimal qabul qiluvchi qurilma (13.7a-rasm) qabul qilingan $u(t)$ tebranish bo‘yicha o‘rovchisi qiymatini hisoblovchi ikkita kanal, summator va taqqoslash qurilmasidan iborat. Har bir kanal mos signali bo‘yicha optimal hisoblanadi va 13.8-rasmdagi sxema bo‘yicha amalga oshiriladi. Shuningdek qabul qiluvchi qurilmani korrelyatorlar asosida amalga oshirish usuli ham mavjud bo’lib (13.7b-rasm), bunda $\hat{s}_i(t)$, $i = 0,1$ – $s_i(t)$ signalning Gilbert o’zgartirishi.

13.5. Tasodifiy boshlang’ich fazali m ta signalni qabul qilish

Qabul qiluvchi qurilma kirishidagi signal $u(t) = s_i(t, \varphi_i) + n(t)$, $i = 1,2, \dots, m$ ko‘rinishiga ega bo‘lsin, bunda boshlang‘ich faza φ_i $[-\pi, \pi]$ oraliqda bir tekis taqsimlangan tasodifiy miqdor; $n(t)$ – gauss oq shovqin turidagi xalaqit. Foydali signallar $s_i(t)$, $i = 1,2, \dots, m$ ortogonal, teng ehtimollikli va bir xil energiyaga ega bo‘lishsin.

Qaror qabul qilish algoritmi (13.2) ni ko‘rilayotgan hol uchun quyidagicha yozish mumkin

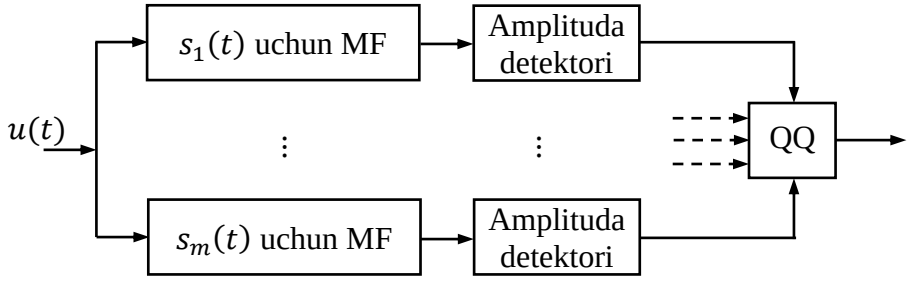
$$Z_l > Z_i, \quad i = 1,2, \dots, m, \quad i \neq l,$$

yoki

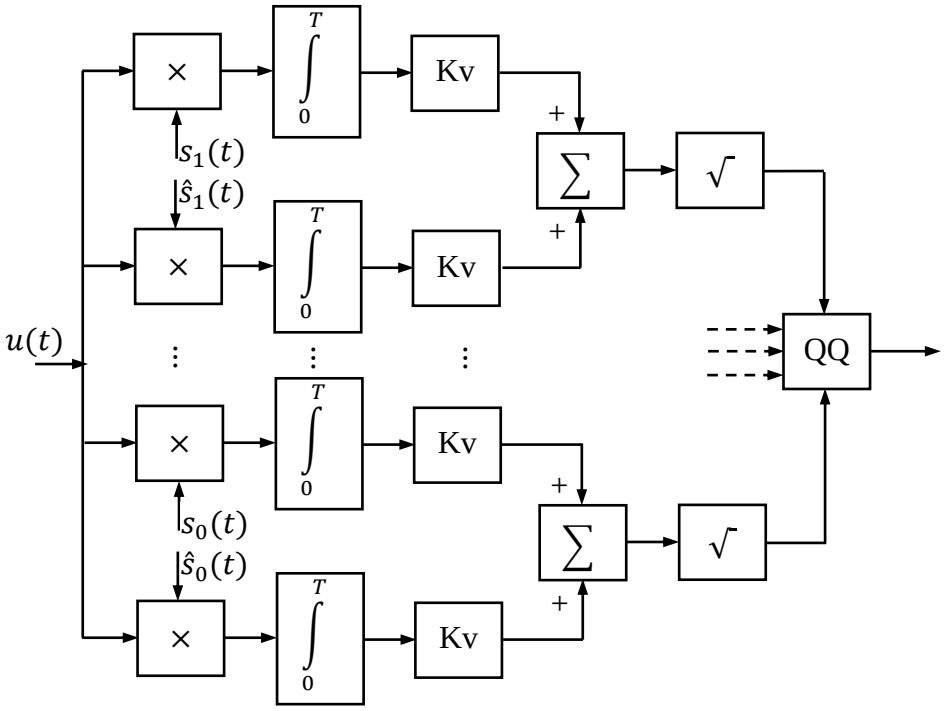
$$\nu_l > \nu_i, \quad i = 1,2, \dots, m, \quad i \neq l, \qquad (13.27)$$

bunda, $\nu_i = Z_i/\sigma$.

Korrelyatorlar va moslashgan filtrlar asosidagi optimal qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi mos ravishda 13.8a- va 13.8b-rasmda keltirilgan.



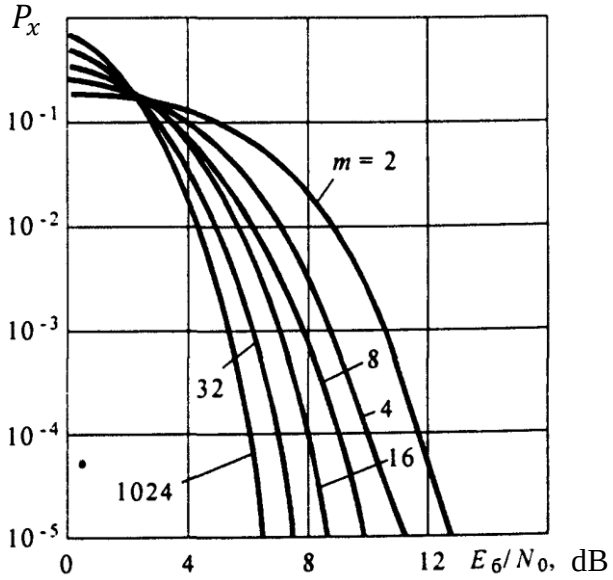
a)



b)

13.8-rasm. *a – tasodifiy boshlang‘ich fazali m ta signalni filtrli optimal qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi; b – tasodifiy boshlang‘ich fazali m signalni korrelyatsion optimal qabullash qurilmasining strukturaviy sxemasi*.

Optimal qabullash qurilmasining xalaqitbardoshligini baholaymiz. Nokogerent qabul qilishda turli axborot uzatish tizimlarini taqqoslash $P_x = f(E_b/N_0)$ bog‘liqlik asosida amalga oshiriladi. 13.9-rasmda keltirilgan ushbu bog‘liqlik grafiklaridan ko‘rinadiki, m qancha katta bo‘lsa tizimning xalaqitbardoshligi shuncha yuqori bo‘ladi. Kogerent va nokogerent qabul qilish usullarini taqqoslash shuni ko‘rsatadiki, $m = 128$ bo‘lganda xalaqitbardoshliklar orasidagi farq judayam kichik.



13.9-rasm. *Tasodifiy boshlang‘ich fazali m ta signalni qabullash xatolik ehtimolligi grafigi*

Nazorat savollari

1. *Signallarni qabullash deganda nimani tushunasiz?*
2. *Maksimum aposterior ehtimollik mezoni bo‘yicha haqqoniylik nisbati qanday ko‘rinishda bo‘ladi?*
3. *Simmetrik kanal uchun qabullash tenglamasini yozing.*
4. *Ikkita determinant signalni korrelyatsion farqlovchi qurilmaning strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
5. *Moslashgan filtrlar yordamida ikkita determinant signallarni farqlovchi qurilmaning strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
6. *Xatolikning o’rtacha ehtimolligi nimalarga bog‘liq?*
7. *AM, ChM va FM determinant signallarni qabullash xatolik ehtimolliklari o‘zaro qanday munosabatga ega?*
8. *m ta determinant signallarni optimal korrelyatsion va filtrli qabullash qurilmalarining strukturaviy sxemalarini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*

9. *Tasodifiy boshlang‘ich fazali ikkita signalni filtrli va korrelyatsion optimal qabullash qurilmalarining strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*

10. *Tasodifiy boshlang‘ich fazali m ta signalni filtrli va korrelyatsion optimal qabullash qurilmalarining strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*

11. *Optimal qabullash qurilmasining xalaqitbardoshligi nimalarga bog‘liq?*

14. KO‘P KANALLI ALOQA TIZIMLARI

14.1. Umumiy kanal resursini taqsimlash usullari

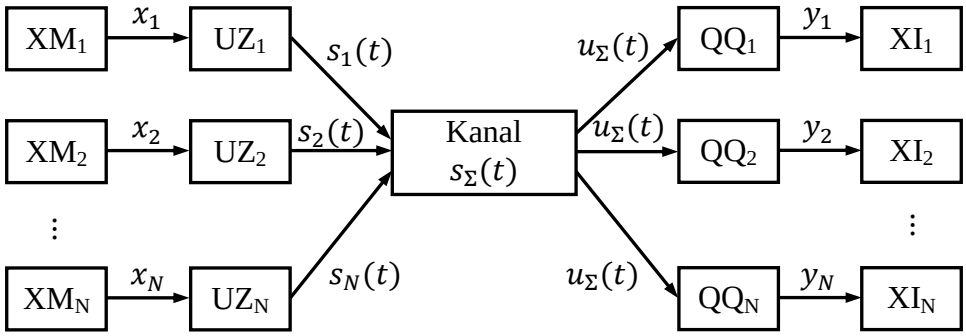
Amaliyotda telefon tarmoqlari shakllanib bo‘lgan, aloqa kanallari va liniyalari ma’lum bo‘lgan, ishchi radioto‘lqinlar resursi davlatlar orasida taqsimlanib bo‘lingan ayni vaqtda, ya’ni cheklangan imkoniyatda ko‘plab foydalanuvchilarning katta hajmli axborotlarini uzatishga ehtiyoj, zaruriyat sezilmoqda.

Yuqoridagilar asosida bir qancha foydalanuvchilarning yagona resurs (chastota-vaqt va energetik-fazo) dan nisbatan samarali foydalana olishni tashkil qilish masalasi muhim hisoblanadi.

Har qanday signal ma’lum chastotalar polosasini egallaydi, qandaydir vaqt oralig‘ida mavjud bo‘ladi, cheklangan energiyaga ega bo‘ladi va fazoning ma’lum sohasida tarqaladi. Shunga muvofiq, kanal resurslari to‘rtta turga: **chastota, vaqt, energetik va fazo** resurslariga bo‘linadi.

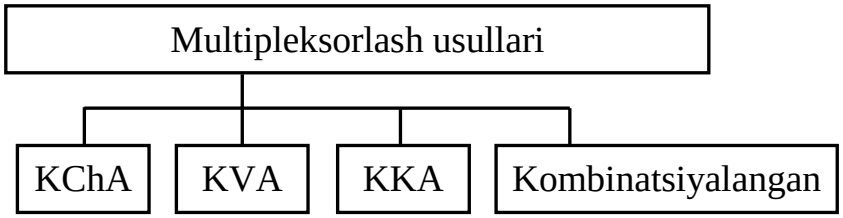
Umumiy kanal resurslaridan samarali foydalanish muammosi, ayniqsa iste’molchilar talablarining vaqt bo‘yicha bir tekis bo‘lmagan va oldindan aytib bo‘lmaydigan sharoitda turli maqsadlarga mo‘ljallangan tizimlarda ma’lumotlarni operativ (tezkor) ayriboshlashning va obyektlar bilan aloqani ta’minlashning zaruriyati hisobiga muhim ahamiyat kasb etdi. Umumiy kanal resurslarining taqsimoti muammosini yechish uchun **multipleksorlash** (multiplexing) va **ko‘plab foydalanish** (ko‘plab kira olish, multiple access) usullaridan foydalaniladi. “Multipleksorlash” va “ko‘plab foydalanish” tushunchalarining bir-biriga o‘xshash tomoni – resursni foydalanuvchilararo taqsimlashga mo‘ljallanganligidir. Ayni vaqtda ular orasida muhim farq ham mavjud. Multipleksorlashda aloqa kanalining resursi guruh signali $s_{\Sigma}(t)$ ni shakllantiruvchi ohirgi umumiy qurilma tomonidan taqsimlanadi. Ko‘plab foydalanishda foydalanuvchilarning signallarini qo‘shish (to‘plash) natijasidagi $s_{\Sigma}(t)$ guruh signali bevosita kanalda amalga oshiriladi (14.1-rasm, rasmda XM – xabar manbai, UZ – uzatkich, QQ – qabul qilgich, XI –

xabar iste’molchi). Ko‘plab foydalanish sun’iy yo‘ldosh orqali aloqa kanallari, radiokanallar, mobil aloqa kanallari uchun xarakterli hisoblanadi.



14.1-rasm. *Ko’plab foydalanishli uzatish tizimi*

Multipleksorlash umumiy apparatura ta’minotiga asoslangan bo‘lsa, ko‘plab foydalanish har bir terminal (apparatura)da saqlanuvchi dasturiy ta’minot orqali amalga oshiriluvchi ma’lum jarayonlar (protokollar)dan foydalanadi. 14.2-rasmda multipleksorlash usullari keltirilgan, rasmda KChA – kanallarni chastota bo‘yicha ajratish, KVA – kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish, KKA – kanallarni kod bo‘yicha ajratish.



14.2-rasm. *Multipleksorlash usullari*

Kanallarni zichlashtirish jarayonini amalga oshirish uchun ko‘pincha xabar manbaiga *kanal signali* deb ataluvchi maxsus signal ajratiladi (biriktiriladi). Xabar bilan modulyatsiyalangan kanal signallari birlashtiriladi va natijada guruh signali $s_g(t)$ hosil bo‘ladi. Agar birlashtirish jarayoni chiziqli bo‘lsa, u holda $s_\Sigma(t) = s_g(t)$ guruh signali chiziqli bo‘ladi, ya’ni modulyatsiyalangan kanal signallarini chiziqli qo‘shish orqali hosil qilinadi.

Kombinatsion zichlashtirish deb ataluvchi tizimlarda guruh signali bevosita ma’lum mantiqiy (nochiziqli) ishlov berish orqali shakllantiriladi, natijada shakllantirilgan signalning har bir elementi barcha XMdagi axborotni (simvollar kombinatsiyasini) aks ettiradi. Bunday tizimning an’anaviy namunasi ikki karrali chastotali telegraflash hisoblanadi. Bunda ikkita kanalning to‘rtta simvollar kombinatsiyasini uzatish uchun to’rtta chastotadan foydalaniladi: $f_1 \to 00;\ f_2 \to 01;\ f_3 \to 10;\quad f_4 \to 11.$

Chiziqli guruh signali $s_\Sigma(t)$ ni ajratish qurilmasi har biri faqatgina o‘zining kanal signalini ajratuvchi va ideal holatda boshqa kanal signallariga umuman ta’sirlanmaydigan chiziqli tanlovchan zanjirlar to‘plamidan iborat bo‘ladi. Bunday ideal ajratishni amalga oshirish uchun modulyatsiyalangan kanal signallari chiziqli mustaqil signallar ansamblidan tashkil topgan bo‘lishi zarur va yetarli hisoblanadi.

Kanal signalini farqlash belgisi asosida chiziqli zichlashtirish *kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish (KVA), kanallarni chastota bo‘yicha ajratish (KChA) va kanallarni kod bo‘yicha ajratish (KKA)* turlariga bo‘linadi. KKA usulini kanal signallarini *shakl bo‘yicha ajratish* deb ham yuritiladi. “Ajratish” atamasi bilan birga “zichlash” atamasidan ham foydalanish mumkin. KChAda umumiy kanalning chastotalar polosasi Δf har biri XM kanalini tashkil qiluvchi bir qancha nisbatan tor polosa Δf_i larga bo‘linadi (ajratiladi). KVAda butun polosa Δf turli xabar manbalariga ma’lum vaqt oralig‘i bilan navbatma-navbat axborotni uzatish uchun taqdim etiladi. KKAda umumiy kanal XMlari orasida chastota bo‘yicha ham, vaqt bo‘yicha ham bo‘linmaydi. Turli XM kanallarining signallari vaqt va chastota bo‘yicha kesishib, shaklining farqlanishi hisobiga ortogonal bo‘lishadi, va bu ularning bir-biridan ajratilishini ta’minlaydi.

Keltirilgan usullarning kombinatsiyasidan iborat bo‘lgan usullar ham mavjud. Mobil aloqada ko‘plab foydalanish usuli sifatida KChA va KVA kombinatsiyasi, yoki KVA va KChA kombinatsiyalaridan keng foydalaniladi. KChA va KVA kombinatsiyasida har bir chastota kanali belgilangan vaqt oralig‘ida bir nechta foydalanuvchilarga taqdim etiladi. KVA va KKA

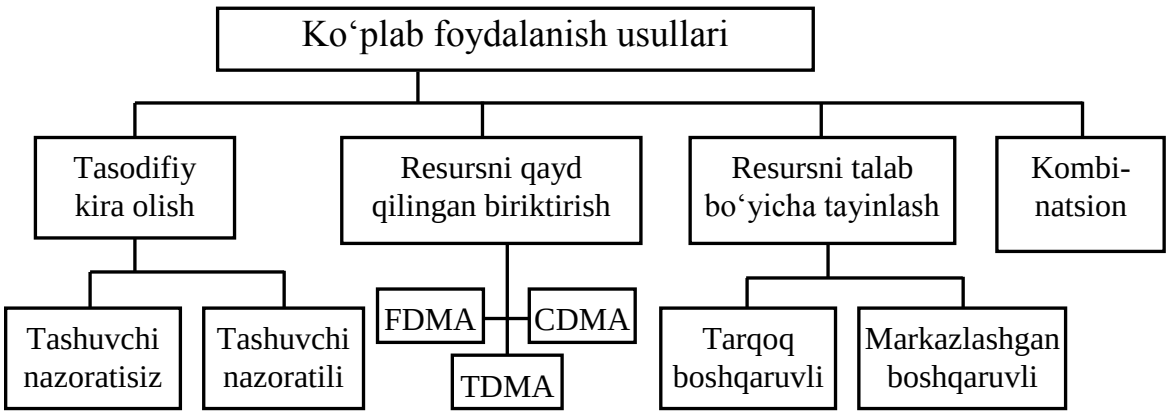
kombinatsiyasida Δf chastotalar polosasida vaqt boʻyicha ajratilgan kanallar KKA prinsipida bir nechta foydalanuvchilarga taqdim etiladi.

Koʻp kanalli axborot uzatishni tashkil etishda zichlashtirish uchun qoʻllaniluvchi kanal signallari oldindan belgilangan shaklda xabar manbalari orasida taqsimlangan boʻlishi mumkin. Bunday zichlashtirish usuli biriktirilgan kanalli zichlashtirish deb ataladi, va unga muvofiq, ya'ni ushbu usul asosidagi koʻp kanalli axborot uzatish tizimi *biriktirilgan kanalli tizim* deb yuritiladi. Shuningdek, kanal signallari oldindan xabar manbalari oʻrtasida taqsimlanmaydigan, har bir manbaga uning ehtiyoji (zaruriyati) boʻyicha taqsimlanuvchi koʻp kanalli axborot uzatishni tashkil qilish usuli ham mavjud. Bunday zichlashtirish *biriktirilmagan kanalli zichlashtirish* deb ataladi. Ravshanki, biriktirilmagan kanalli tizimlarda kanallarning toʻgʻri ajratilishi uchun qabul qilish tomoniga qaysidir yoʻl bilan adresli axborot uzatish talab etiladi.

Koʻp kanalli tizimlar uchun kiritilgan asosiy tushuncha va ta'riflar koʻplab foydalanish tizimlari uchun ham tatbiq etilishi mumkin. Hozirgi vaqtda koʻplab foydalanishning turli usullari oʻrganilgan va tavsiya etilgan. Ular kollektiv kanal resursining taqsimoti boʻyicha (muqim oʻrnatilgan va dinamik), qaror qabullash jarayonining tabiati boʻyicha (markazlashgan yoki tarqoq), shuningdek kira olish (dostup) rejimining oʻzgaruvchan sharoitga moslashish darajasiga koʻra farqlanadilar.

Koʻplab foydalanish sun'iy yoʻldoshli kanallar (bunday holda "koʻp stansiyali foydalanish" atamasi qoʻllaniladi), radiokanallar (paketli radioaloqa), mobil aloqa kanallari, shuningdek koʻp nuqtali telefon liniyalari, mahalliy tarmoqlar uchun xarakterlidir.

Barcha mavjud koʻplab foydalanish usullarini guruhlarga ajratish va ularni turlarga boʻlishda umumiy kanal resursining taqsimotini boshqarish usulini asos sifatida qabul qilish mumkin (14.3-rasm).



14.3-rasm. *Ko’plab foydalanish usullari*

Tasodifiy kira olish protokoli. Tasodifiy ko‘plab kira olishda aloqa kanalining umumiy resursi kira olish tasodifiy yuz beruvchi bitta kanal sifatida taqdim etiladi, buning natijasida uzatiluvchi axborot paket (to‘plam)larining to‘qnashuvi hosil bo‘lishi mumkin. Nizo (ziddiyat) larni bartaraf qilish maqsadida talabgor foydalanuvchilarga belgilangan harakatlar ketma-ketligini amalga oshirishi tavsiya etiladi. Har bir foydalanuvchi zaruriyat tug‘ilganda boshqa foydalanuvchilarning roziligisiz ham kanalga ma’lumotlar uzatilishini amalga oshirishi mumkin.

Teskari aloqaning mavjud bo‘lishi o‘zaro aloqadagi (birgalikda ishlovchi) foydalanuvchilarga uzatiluvchi axborotning yetib kelganligini nazorat qilish imkoniyatini beradi.

Tasodifiy kira olish strategiyasini amalga oshirishning ikki varianti mavjud: *tashuvchisi nazorat qilinadigan va tashuvchisi nazorat qilinmaydigan*. Tashuvchisi nazorat qilinmaydigan tasodifiy kira olish shundayki, bunda ma’lumot uzatish zarur bo‘lganda foydalanuvchi terminali darhol paketlarni uzatishni boshlaydi. Paketlar o‘zaro sinxronizatsiyasiz uzatilishi hisobiga ustma-ust tushishi mumkin, bu esa o‘zaro xalaqitlarning kelib chiqishiga sabab bo‘ladi. Teskari aloqa signali bilan tasdiqlangan bunday xatoliklar vujudga kelsa, terminallar xato (buzilgan) uzatilgan paketlarni qayta uzatadi. Xatoliklarning takrorlanishiga yo‘l qo’ymaslik uchun qayta uzatish boshlangunga qadar bo‘lgan oraliq har bir kanalda tasodifiy ravishda tanlanadi.

Tashuvchisi nazorat qilinuvchi tasodifiy kira olishda boshqa foydalanuvchilar bilan axborot uzatish mavjudligini nazorat qilish imkoniyati bor. Ma’lumot uzatilishi mavjud bo‘lmagan holda band bo‘lmagan vaqtli oraliq o‘zining axborotini uzatish uchun ishlatiladi. Ma’lumotlar to‘qnashuvi bo‘lgan holda foydalanuvchilar paketlarining uzatilishi Δt vaqt intervaliga ushlab qolinadi (kechiktiriladi). Hozirgi paytda protokolning ikkita turi mavjud: *qat’iy va noqat’iy*. Ular orasidagi farq shundaki, birinchi holatda harakatdagi obyektlarning foydalanuvchilari ma’lumotlar to‘qnashuvini aniqlashi bilan uzatishni tezda boshlaydi, ikkinchi holatda esa ma’lum vaqt oralig‘idan keyin uzatishni boshlaydi.

Kanal resursining qayd qilingan biriktirilish protokollari foydalanuvchilar o‘rtasida kanal resursining statik taqsimotini ta’minlaydi. Ushbu tur protokollarining nisbatan tipik vakillari *kanallarni chastota bo‘yicha ajratish bilan ko‘plab foydalanish* (FDMA), *kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish bilan ko‘plab foydalanish* (TDMA), va *kanallarni kod bo‘yicha ajratish bilan ko‘plab foydalanish* (CDMA) lar hisoblanadi.

Kanal resursining qayd qilingan biriktirilishi tarmoq foydalanuvchilarining dinamik o‘zgaruvchan talablarini ta’minlay olmasligi mumkin, ya’ni qat’iy boshqarishga ega bo‘ladi.

Kanal resursini talab bo‘yicha tayinlash kamchiliklardan xalos bo‘lishga imkon yaratadi, ammo tarmoq foydalanuvchilarining talablari to‘g‘risida aniq va batafsil axborotga ega bo‘lishni talab qiladi.

Qaror qabullash jarayonining tabiatiga ko‘ra resursni talab bo‘yicha tayinlash usuli *markazlashgan va tarqoq* usullarga bo‘linadi. Resursni talab bo‘yicha tayinlashning markazlashgan usuli xabar manbai terminallari tomonidan uzatishga so‘rovning mavjudligi bilan xarakterlanadi. Resursni taqdim qilish to‘g‘risidagi qarorni qabul qilish markaziy stansiya tomonidan amalga oshiriladi.

Har bir harakatdagi obyektga qat’iy biriktirilgan zahira kanallarining mavjudligiga va markaziy boshqaruv stansiyasining mavjudligiga muvofiq protokollar bir-biridan farqlanadi. Protokollar baza stansiyasi o‘tkazish qobiliyatidan foydalanish koeffitsiyentining yuqori qiymati bilan xarakterlanadi,

biroq bu qiymat qanchalik yuqori bo‘lsa boshqarish tizimi ish faoliyatining buzilishiga olib kelishi mumkin.

Tarmoq foydalanuvchilari markaziy stansiyasining ishlashini aniqlovchi zahiralash usuli bo‘yicha resursni markazlashgan boshqaruv bilan talabga ko‘ra tayinlovchi ikkita usul mavjud.

Resursni talab bo‘yicha tayinlashning tarqoq usuli shu bilan farqlanadiki, bunda barcha foydalanuvchilar markaziy stansiya yordamiga tayanmasdan turib bir xil (bitta) jarayonni shakllantiradi va bir-biri bilan almashinuvchi qo‘shimcha xizmat axborotidan foydalanadi. Taqsimlangan boshqaruvli barcha algoritmlar foydalanuvchilar o‘rtasida boshqaruv axborotlarini almashishni talab qiladi. Protokollar zahira kanallarining harakatdagi obyektga qat’iy biriktirilishi bilan xarakterlanadi. Bunda har bir obyektda so‘rov kanallarining biriktirilish jadvali mavjud bo‘ladi, natijada istalgan harakatdagi obyekt istalgan vaqt momentida barcha tarmoq holati to‘g‘risida axborotga ega bo‘ladi.

Kombinatsion usul resurs taqsimoti avvalgi usullarining kombinatsiyalaridan iborat bo‘lib, foydalaniladigan kanal resurslarining optimalga yaqin bo‘lgan xarakteristikalarini olish maqsadida turli foydalanuvchilar uchun adaptiv (moslashuvchan) hisoblangan usulni tanlashdan iborat bo‘lgan strategiyani amalga oshiradi. Optimallik mezoni sifatida kanalning o‘tkazish qobiliyatidan foydalanish koeffitsiyenti qabul qilinadi.

Shunday qilib, resurs taqsimotining ko‘rib chiqilgan usullari har biri afzallik va kamchiliklarga ega. Amaliyotda barcha usullar to‘g‘risida ma’lumotga ega bo‘lish va ishchi sharoitning ma’lum o‘zgarishida bitta usuldan ikkinchi usulga adaptiv o‘tishni amalga oshirishni bilish maqsadga muvofiq.

14.2. Signallarni birlashtirish va ajratish masalasining qo‘yilishi

Aloqa kanalining o‘tkazish qobiliyati C manbaning xabar ishlab chiqarish imkoniyati H' dan katta bo‘lsagina kichik ehtimollikli xatolik bilan xabarlarni uzatishni amalga oshirish mumkin, ya’ni

$$C \geq H', \tag{14.1}$$

bunda, H' – manbaning xabar ishlab chiqarish imkoniyati bo‘lib, u quyidagicha aniqlanadi

$$H' = V_m \cdot H(x),$$

bunda, V_m – simvollarni uzatish tezligi; $H(x)$ – manba entropiyasi, ya’ni bitta simvolga to‘g‘ri keluvchi o‘rtacha axborot miqdori.

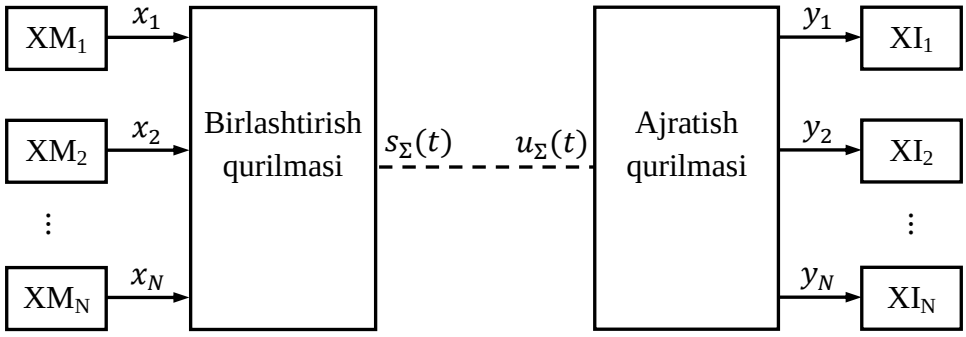
Manbaning xabar ishlab chiqarish imkoniyati ma’lumki, mavjud aloqa kanallarining o‘tkazish imkoniyatidan ancha kichik hisoblanadi. Bu kanal bo‘yicha bir qancha manbalarning xabarlarini uzatish yo‘li bilan kanaldan foydalanish samaradorligini oshirishga imkon yaratadi. Kanaldan bunday foydalanish *zichlash* deb ataladi.

Ravshanki, kanalni multipleksorlash (birlashtirish va ajratish) da quyidagi shart bajarilishi lozim:

$$H'_N = \sum_{i=1}^{N} H'_i \leq C, \tag{14.2}$$

bunda, N – mustaqil manbalarning soni.

Multipleksorlash qo‘llanilgan aloqa tizimi ko‘pincha ko‘p kanalli aloqa tizimi deb ataladi (14.4-rasm.)



14.4-rasm. *Ko‘p kanalli xabar uzatish tizimi*

N ta manba $x_1, x_2, \dots, x_n$ xabarlarni ishlab chiqarsin. Signallarni birlashtirish masalasi $\{x_i\}$ to‘plamni $s_\Sigma(t)$ guruh signaliga aylantirishdan iborat. Guruh signali

zichlashtiruvchi kanal orqali o‘tib, ajratish qurilmasiga $n(t)$ additiv xalaqit bilan aralashma ko‘rinishida yetib keladi:

$$u_{\Sigma}(t) = s_{\Sigma}(t) + n(t). \qquad (14.3)$$

Ajratish qurilmasining vazifasi $u_{\Sigma}(t)$ guruh signalini ajratish va uni $y_1, y_2, \dots, y_n$ xabarlar to‘plamiga aylantirishdan iborat. Buning uchun tizim funksiyasi $\{s_i\}$ ni shunday tanlash zarurki, bunda qabul qilingan $u_{\Sigma}(t)$ guruh signali bo‘yicha y_i dan x_i ni qayta tiklash ta’minlanishi kerak.

Individual (alohida) signallarning bir-biriga bo‘ladigan ta’sirlaridan saqlanish uchun ular odatda o‘zaro ortogonal qilib tanlanadi, ya’ni har qanday s_i va s_j $(i \neq j)$ signallar juftligi uchun quyidagi shart bajarilishi lozim

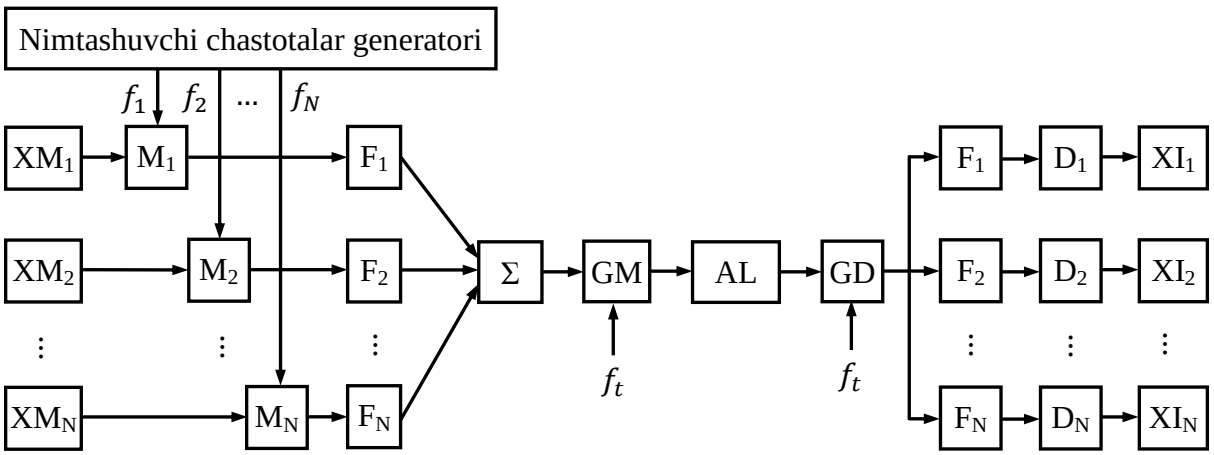
$$\int_{-T/2}^{T/2} s_i(\omega, t) \cdot s_j(\omega, t)\, dt = 0.$$

14.3. Kanallarni chastota bo‘yicha ajratish

Zamonaviy telekommunikatsiya tizimlari va tarmoqlarini qurish shuni ko‘rsatadiki, ushbu tizimlarning eng ko‘p mablag‘ sarflanishini talab qiladigan qismi aloqa liniyalaridir. Bular, kabelli, optik tolali, sotali mobil aloqa, sun’iy yo‘ldosh orqali aloqa, radioreley liniyalari, troposfera aloqa liniyalari va boshqalar. Shuning uchun aloqa liniyalaridan foydalanish samaradorligini oshirishda ularning har biri orqali bir emas, bir nechta (yuzlab, minglab) xabarlarni bir vaqtning o‘zida uzatishni ta’minlash kerak.

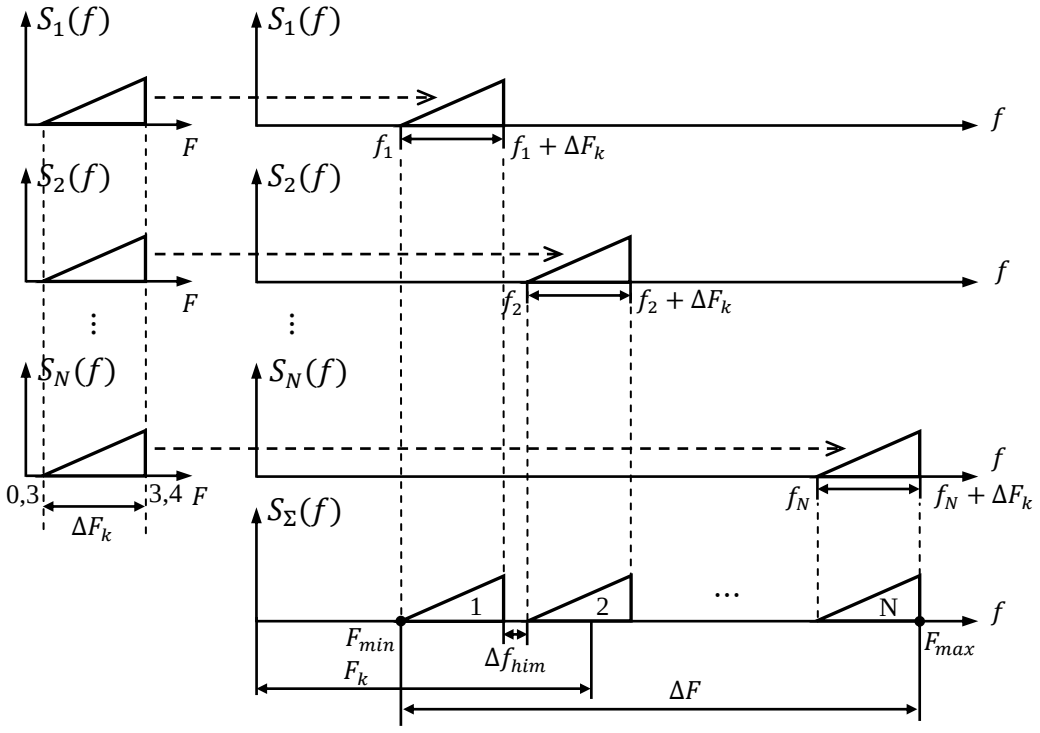
14.3.1. Kanallarni chastota bo‘yicha birlashtirish va ajratish prinsipi

Kanallarni chastota bo‘yicha ajratishda turli xabar manbalarining ma’lumotlarini uzatish uchun ma’lum chastotalar nimdiapazonidan foydalaniladi. KChAga asoslangan ko‘p kanalli aloqa tizimlarining soddalashgan funksional sxemasi 14.5-rasmda keltirilgan.



14.5-rasm. *KChAga asoslangan ko‘p kanalli aloqa tizimlarining soddalashgan funksional sxemasi*

Guruh signali spektri $S_\Sigma(t)$ ni hosil qilish asosiy bosqichlariga tegishli jarayonlar 14.6-rasmda keltirilgan.



14.6-rasm. *KChAda guruh spektrini shakllantirish*

Xabar manbalari chiqishidagi $S_1(f)$, $S_2(f), \dots$, $S_N(f)$ spektrga ega signallar mos holda har biri o’zining nimtashuvchi chastotasi bilan $M_1, M_2, \dots, M_N$ modulyatorlar yordamida modulyatsiyalanadi. KChAda asosan bir polosali

amplituda modulyatsiyasidan foydalaniladi. $F_1, F_2, \dots, F_N$ polosa filtrlari chiqishida hosil bo‘lgan kanal signallari qo‘shiladi va ularning to‘plami $S_\Sigma(t)$ guruh modulyatori (GM) ga beriladi. Ushbu modulyatorda $S_\Sigma(f)$ spektr tashuvchi chastota tebranishi yordamida ushbu kanallarning guruh signallarini uzatish uchun ajratilgan chastotalar sohasiga o‘tkaziladi, ya’ni guruh signali aloqa liniyasi (kabelli, radio, radioreleyli, sun’iy yo‘ldoshli aloqa liniyasi) bo‘yicha uzatiladigan, *liniya signali* deb ataluvchi signalga aylantiriladi. Bunda modulyatsiyaning istalgan turidan foydalanish mumkin. Qabullash tomonida teskari o‘zgartirishlarning barcha majmui amalga oshiriladi. Guruh demodulyatori (GD) da liniya signali guruh signaliga aylantiriladi, va undan filtrlar yordamida kanal signallari ajratib olinadi. Detektor $D_1, D_2, \dots, D_N$ lar yordamida esa kanal signallari birlamchi xabar signallariga aylantiriladi.

14.3.2. Guruh signali, uning tarkibi va xarakteristikalari

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 (TCh) kanali qabul qilingan bo‘lib, u 300÷3400 Hz kenglikdagi spektrga ega bo‘lgan xabarlarni uzatishni ta’minlaydi. Ko‘p kanalli raqamli aloqa kanallarida 64 kbit/sek tezlikda xabar uzatishga mo‘ljallangan kanallar qabul qilingan. Ko‘p kanalli analog aloqa 12 ga karrali kanallarni birlashtirish asosida shakllantiriladi. Raqamli ko‘p kanalli aloqa tizimlari qabul qilingan 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.

O‘tish xalaqitlarini kamaytirish maqsadida chastotalar polosasi orasiga $\Delta f_{him} = 0{,}9$ kHz ga teng *himoya oralig‘i* kiritiladi. Natijada bitta kanal 4 kHz ga teng bo‘lgan chastotalar polosasini egallaydi.

Real guruh signali chastota sohasida (14.6-rasm) quyidagi parametrlar bilan xarakterlanadi:

- guruh signali chastotalar polosasining kengligi ΔF;
- pastki F_{min} va yuqori F_{max} chastotalar chegarasi;
- kanallar soni N;
- kanallarning effektiv uzatiluvchi chastotalar polosasi ΔF_k;
- chastotalar o‘qidagi kanallar chastotalarining o‘rtacha qiymati F_k;
- nimtashuvchi chastotalar qiymati f_k;
- kanallararo himoya chastotalar polosasi Δf_{him}.

Ko‘p kanalli tizimlarning tuzilishi iyerarxik tamoyil bo‘yicha amalga oshiriladi. 14.1-jadvalda kanallarni chastota bo‘yicha birlashtirish iyerarxiyasining asosiy xarakteristikalari keltirilgan.

14.1-jadval

Kanallarni chastota bo‘yicha birlashtirish iyerarxiyasining asosiy xarakteristikalari

Kanallar guruhi	***Chastotalar polosasi, kHz***	***Kanallar va guruhlar soni***
Tonal chastota (TCh) kanali	0,3...3,4	–
Birlamchi guruh (BG)	60...108	12 ta TCh
Ikkilamchi guruh (IG)	312...552	5 ta BG = 60 ta TCh
Uchlamchi guruh (UG)	812...2044	5 ta IG = 300 ta TCh
To‘rtlamchi guruh (TG)	8516...12388	3 ta UG = 900 ta TCh

Ko‘p kanalli tizim (guruh) signali kanallarning umumiy soniga, ayni vaqtda ishlayotgan kanallar soniga, abonent liniyasidagi so‘nishga, abonentning shaxsiy xususiyatlariga bog‘liq bo‘lgan murakkab tarkibga ega bo‘ladi.

Ko‘p kanalli axborot uzatish tizimlarini loyihalash va yaratish jarayonida guruh xabarlarini, xususan chiziqli trakt kirishidagi signallarni o‘zgartirishning

turli bosqichlarida ularning parametrlarini miqdoriy baholash zaruriyati tug‘iladi. Ushbu parametrlar mos holda chastota, axborot va energetik xarakteristikalar bilan aniqlanadi. Birinchi ikkita guruh xarakteristikalari va ular bilan bog‘liq parametrlarni KChAga asoslangan tizimlarda “proporsional o‘sish” prinsipi asosida aniqlash mumkin. Masalan, 12 ta va 60 ta TCh kanallarini birlashtirish natijasidagi xabarlarni solishtirib, shuni qayd qilish mumkinki, ikkilamchi guruh xabarlari birlamchi guruh xabarlariga qaraganda 5 marotaba keng polosani egallaydi va shunga muvofiq uning maksimal axborot yuklamasi birlamchi guruh xabarlariga nisbatan 5 marta yuqori. Bu qo‘shni kanallar xabarlarining spektri bir-birini to‘smaydi, xabar manbalari esa o‘zining parametri bo‘yicha bir jinsli hisoblanadi.

“Proporsional o‘sish” prinsipini guruh signalining oniy quvvati, uning pik-faktori, dinamik diapazoni va boshq. kabi energetik xarakteristikalariga nisbatan qo‘llash mumkin emas. Bu holat KChAga asoslangan ko‘p kanalli tizimlarning quyidagi xususiyatlari bilan bog‘liq:

- guruh xabarining oniy qiymati birlashtiriluvchi barcha kanallar xabarlari oniy qiymatlarining “o‘zaro ta’siri” (qo‘shilishi) natijasi hisoblanadi;
- guruh xabarining umumiy quvvatini hisoblash 95% dan kam bo‘lmagan kanallar faqatgina telefon aloqasi uchun ishlatiladi degan faraz asosida amalga oshiriladi. Bu shuni bildiradiki, hisoblashlarda keng chegarada o‘zgaruvchi kanal signallarining tasodifiy xarakterini e’tiborga olish zarur;
- guruh xabarining oniy quvvati birlashtiriluvchi kanallarning umumiy soni N bilan emas, balki “aktiv” kanallar soni bilan aniqlanadi. Agar abonentlardan bittasi jim tursa (masalan, boshqa abonentni tinglayotgan bo‘lsa) yoki, so‘zlar yoki jumlalar orasida sukunat vaqti (pauza) bo‘lsa, u holda bu kanal ayni vaqt momentida aktiv kanallar soniga kiritilmaydi. Kanal u orqali xabar uzatilayotgan vaqt oralig‘idagina aktiv hisoblanadi.

Koʻrib chiqilgan xususiyatlardan kelib chiqadiki, guruh xabarining energetik koʻrsatkichlarini baholashda mos statistik qonuniyatlar asosida aniqlangan oʻrtacha xarakteristikalariga tayanish kerak.

14.4. Kanallarni vaqt boʻyicha ajratish

Hozirgi paytda radioreleyli aloqa liniyalarida axborot uzatishda KChA usuli bilan bir qatorda kanallarni vaqt boʻyicha ajratish (KVA) usuli ham qoʻllanilmoqda. KChA-ChMli radioreleyli liniyalar nisbatan yuqori texnik-iqtisodiy koʻrsatkichlarga ega, ammo shu bilan birga muhim kamchilikka ham ega: liniyaning oraliq stansiyalarida joylashgan abonentlar guruhi uchun bir qism kanallarni uzatishni tashkil qilish murakkabligi. Har bir tarmoq (shaxobcha)lanish oraliq stansiyada kanallarning zichlashtirilishi bilan bogʻliq.

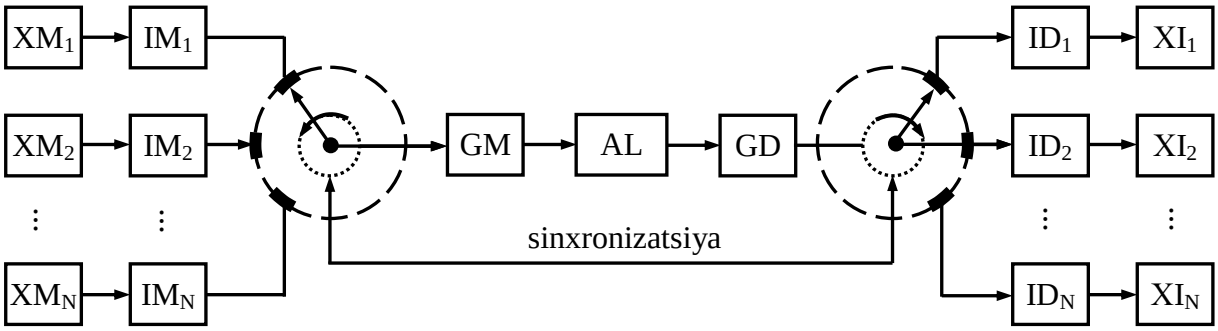
KVAli radioreley liniyalari keng qoʻllanilmoqda. Ularning asosiy afzalliklari kanallar guruhini ajratishdagi soddaligidir, bu ayniqsa harakatdagi radioreley stansiyalarini tashkil qilishda muhim hisoblanadi.

Vaqt boʻyicha ajratish uzluksiz signallar oʻrniga impulslar (oniy qiymatlar) ketma-ketligini uzatish imkoniyatiga asoslangan. Chunki, impulsli uzatishda impulslarning takrorlanish davri odatda, ularning davomiyligidan ancha katta (impulslar katta chuqurlikka ega boʻladi), bitta signalning impulslari orasida oraliq mavjud boʻladi va oraliqqa boshqa bir signalning oniy qiymatlarini (impulslarini) joylashtirish mumkin boʻladi. Hozirgi vaqtda 12, 15, 30, 120, 480 ta nutq signallarini vaqt boʻyicha ajratishli koʻp kanalli tizimlar ishlab chiqilgan va foydalanilmoqda.

KVAli radioreleyli liniyalar impulslar modulyatsiyasining analog: *impuls amplitudasi modulyatsiyasi (IAM), impuls kengligi modulyatsiyasi (IKgM), impuls fazasi modulyatsiyasi (IFM)* turlari bilan birga raqamli: *impuls-kodli modulyatsiya (IKM)* va *delta modulyatsiya (DM)* kabi turlaridan ham foydalanishga moʻljallangan.

14.4.1. Kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish prinsipi

Kanallarni vaqt bo‘yicha ajratishga asoslangan ko‘p kanalli tizimlar analog va diskret axborotlarni uzatish uchun keng qo‘llaniladi. Kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish prinsipini 14.7-rasmda keltirilgan uzatish va qabullash tomonida sinxron aylanuvchi taqsimlagich orqali tushuntirish qulay hisoblanadi.



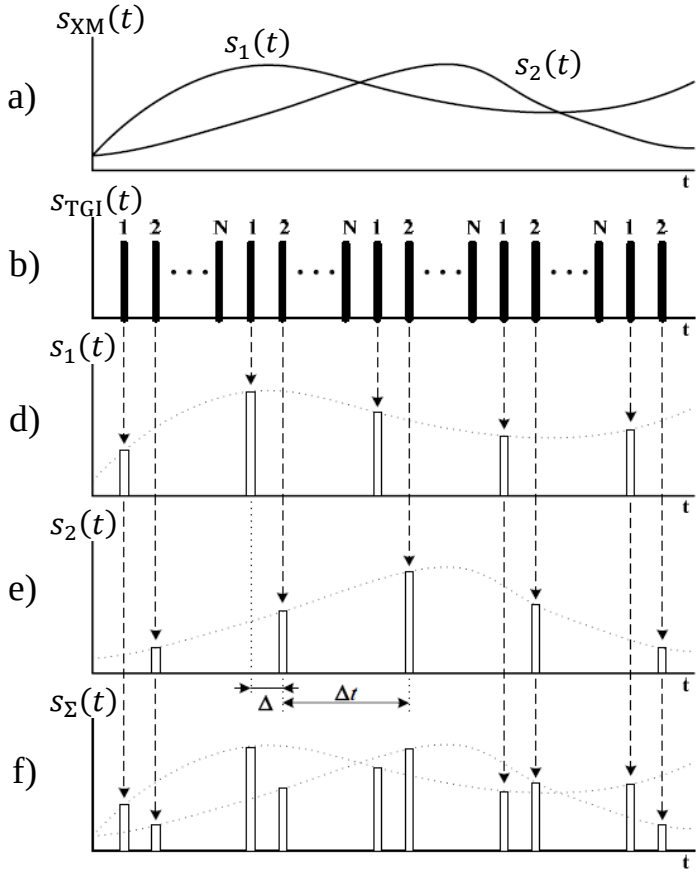
14.7-rasm. *KVA ko‘p kanalli axborot uzatish tizimining soddalashgan blok sxemasi*

Guruh signali $s_\Sigma(t)$ ni shakllantirishning asosiy bosqichlariga tegishli jarayonlar 14.8-rasmda keltirilgan.

N ta analog signal manbalaridan axborot mos xususiy impulsli modulyator (IAM, IKgM, IFM) larning kirishiga beriladi. Birinchi impulsli modulyator (IM_1) chiqishidagi $s_1(t)$ (14.8d-rasm) va ikkinchi impulsli modulyator (IM_2) chiqishidagi $s_2(t)$ (14.8ye-rasm) signallarning oniy qiymatlari bir xil $\Delta t = 1/2F_m$ oraliqda, ammo bir-biri bilan ustma-ust tushmasligi uchun vaqt bo‘yicha Δ ga siljitilgan qilib olinadi.

Uzatuvchi taqsimlagich barcha manbalarning impulslarini yig‘ib $s_\Sigma(t)$ signalni shakllantiradi va ushbu guruh signalining spektri guruh modulyatori (GM) yordamida aloqa liniyasi uchun ajratilgan chastotalar sohasiga o‘tkaziladi. Aloqa liniyasi bo‘yicha uzatiluvchi guruh signali $s_\Sigma(t)$ birinchi va ikkinchi manbalarning axborotlarini bir vaqtda tashishni amalga oshiradi. Qabullash tomonida guruh demodulyatori (GD) chiqishidagi guruh signali $s_\Sigma(t)$ ning impulslari qabullovchi

taqsimlagichning aylanuvchi kontaktlariga beriladi va $s_1(t), s_2(t), \ldots, s_N(t)$ kanallar ketma-ketligi shakllantiriladi. Ushbu kanallar ketma-ketligidan impulsli detektorlar (ID) yordamida mos xabar iste'molchisiga yetkaziluvchi uzluksiz signallar shakllantiriladi.

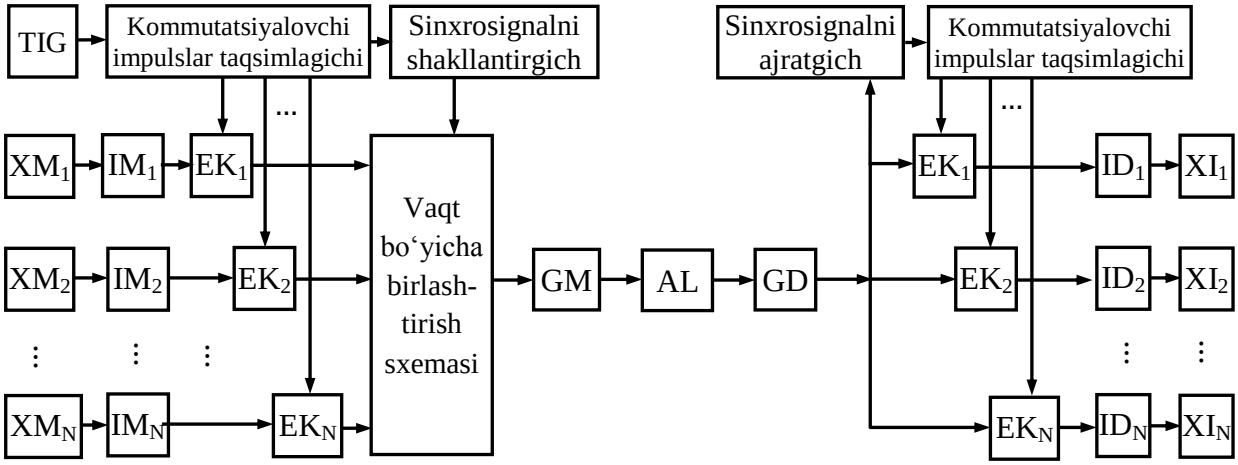


14.8-rasm. *KVAda guruh signalini shakllantirishning asosiy bosqichlari*

Qayd qilish lozimki, 14.7-rasmdagi sxema vaqt bo‘yicha zichlashtirish jarayonini tushuntirishga xizmat qiladi va zamonaviy texnik kommutatsiyaning usullarini aks ettirmaydi. Real sharoitda vaqt bo‘yicha zichlashtirish apparaturasi mexanik taqsimlagichsiz amalga oshiriladi, ya'ni ular xuddi shunday funksiyani bajaruvchi elektron taqsimlagichlarga almashtiriladi.

Barcha impulsli modulyatorlarning chiqishlari “o‘zining” elektron kalitlariga ulangan bo‘lib, ularning ishlashini kommutatsiyalovchi impulslar taqsimlagichi boshqaradi. O‘z navbatida ushbu taqsimlagich takt impulslari generatori (TIG) tomonidan ishga tushuriladi.

Signallarni vaqt bo‘yicha ajratish 14.9-rasmda keltirilgan soddalashgan strukturaviy sxema asosidagi qurilma yordamida amalga oshiriladi. Qabul qilingan guruh radiosignali guruh demodulyatorida guruh impulslar ketma-ketligiga aylantiriladi va bir vaqtda sinxrosignal ajratkichi kirishiga va kanal elektron kommutatorlari (EK) kirishiga beriladi.



14.9-rasm. *KVAga asoslangan ko‘p kanalli aloqa tizimi*

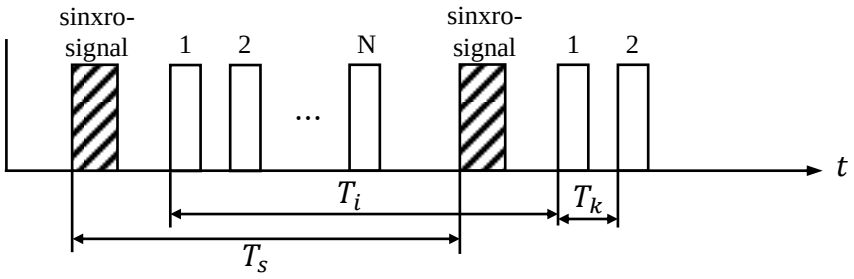
Vaqt bo‘yicha ajratish jarayoni ikki bosqichda amalga oshiriladi. Birinchi bosqichda tizimning sinxronlash jarayoniga kirishi ro‘y beradi, ya’ni sinxronizatsiya signallarini qidirish, aniqlash va ajratish amalga oshiriladi, undan so‘ng kommutatsiyalovchi kanal impulslari taqsimlagichi ishga tushuriladi. Taqsimlagich o‘zining chiqishida zaruriy davomiylikka ega bo‘lgan impulslarni shunday navbat (ketma-ketlik) bilan shakllantiradiki, bunda har bir kanal oralig‘ida faqat bitta mos kanal elektron kommutatori ochiladi, ya’ni ishga tushadi.

Ikkinchi bosqichda har bir kanal impulsi impulsli detektorlar yordamida demodulyatsiyalanadi va qabul qilinuvchi kanallar signallari analog axborot iste’molchilariga yetkaziladi.

14.4.2. KVAga asoslangan tizim guruh signalining xarakteristikalari

Kommutatsiyalovchi impulslar taqsimlagichning chiqishida ma’lum ketma-ketlik bilan hosil bo‘ladi (14.10-rasm): har bir kanalga T_k vaqt oralig‘i ajratiladi,

va bu oraliqda faqatgina ushbu kanalning axboroti uzatiladi. Navbatdagi kanal oldingi kanal ajratilgandan so‘ng ulanadi, bu kommutatsiyalovchi impulslar bilan boshqariluvchi elektron kalit yordamida amalga oshiriladi.



14.10-rasm. *Guruh signali parametri*

Har bir impulsli modulyator elektron kalit orqali vaqt bo‘yicha birlashtirish sxemasiga ulanadi, bu guruh siklida ushbu kanal bo‘yicha axborot uzatish uchun ajratilgan, $T_k = T_i/N$ davomiylikka ega bo‘lgan vaqt oralig‘i davridagina amalga oshiriladi. Bitta va faqat ushbu kanal uchun bu oraliqning takrorlanish davri T_i vaqt bo‘yicha *diskretlash davri yoki takt intervali* deb ataladi. Ravshanki, kanallarning kommutatsiyasi aloqa liniyasining uzatish va qabullash tomonida sinxron va sinfazali bo‘lishi lozim.

Hozirgi vaqtda vaqt bo‘yicha birlashtirish sxemalarida kanallarni kommutatsiyalashning ikkita usuli qo‘llaniladi. Birinchi usulda har bir kanal davriy ravishda ulanadi va bitta kanaldan ikkinchisiga o‘tish qat’iy belgilangan navbat bilan amalga oshiriladi. Bunday so‘rov usuli asosidagi tizim ***sinxron tizim*** deb ataladi. Ikkinchi usulda so‘rov nodavriy va avvaldan belgilanmagan navbat bilan ixtiyoriy amalga oshiriladi. Bunday holatda tizim ***asinxron tizim*** hisoblanadi.

Ko‘rilayotgan sinxron tizimda axborot (kanal) impulslarini bexato tanib olish va ajratib olish uchun qabullash tomonida ko‘p kanalli guruh signaliga *sinxronizatsiya impulslari* deb ataluvchi maxsus impulslar kiritiladi.

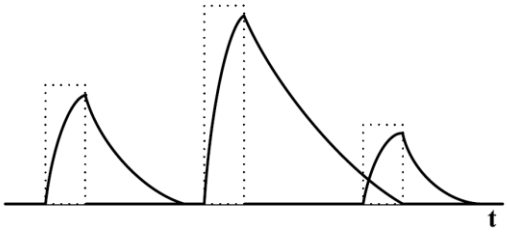
Sinxrosignal maxsus qurilma orqali shakllantiriladi va guruh videosignaliga qat’iy belgilangan vaqt holati bilan kiritiladi (14.10-rasm), shu tufayli qabullash

tomonida har bir axborot impulsi faqat o‘zining ishlov berish trakti kirishiga kelib tushadi.

Odatda sinxrosignal axborot videoimpulslaridan uni ishonchli aniqlash va ajratish uchun zarur bo‘lgan qandaydir parametri (amplitudasi, davomiyligi, fazasi va boshq.) bilan farq qiladi.

Vaqt bo‘yicha birlashtirish sxemasining chiqishidagi barcha manbalarning signallaridan bittadan olingan impulslarning to‘plami ya’ni, videoimpulslar guruhi (axborot va sinxronizasiyalovchi) ***sikl*** deb, ushbu siklga mos vaqt oralig‘i ***sikl davomiyligi*** T_s deb ataladi (14.10-rasm). 14.10-rasmdagi shtrixlangan impuls sikl (guruh) sinxronizasiyasining signali deyiladi. Modomiki, turli kanallarning videoimpulslari bir-biridan keyin qat’iy navbat bilan joylashar ekan, ularning vaqt bo‘yicha egallagan holatida kanalning raqami haqida axborot mujassam bo‘ladi. So‘ng guruh signalini aloqa liniyasi bo‘yicha uzatilishga yaroqli chiziqli radiosignalga aylantirish uchun guruh modulyatorining kirishiga beriladi.

Vaqt bo‘yicha birlashtirishda alohida (individual) signal har bir elementining vaqt bo‘yicha tarqalishi (kengayishi) cheklangan, ya’ni ayni vaqtdagi signalni uzatish oralig‘idan tashqarida uning qiymati nolga teng bo‘lishi shart deb qabul qilinadi. Ammo, biz bilamizki cheklangan davomiylikli signallar cheksiz keng spektrga ega bo‘ladi. Real aloqa kanallari impulslar ketma-ketligi spektrining cheklanishiga sabab bo‘ladi, natijada impulslarning vaqt bo‘yicha yoyilishi (kengayishi) ga olib keladi va ularning boshqa kanallar uchun mo‘ljallangan qo‘shni vaqt oralig‘iga o‘tib ketishiga sharoit yaratadi (14.11-rasm). Natijada ***o‘tish xalaqitlari*** deb nomlanuvchi xalaqitlar vujudga keladi. O‘tish xalaqitlarini kamaytirish uchun yoki guruh traktining o‘tkazish polosasini kengaytirish, yoki N ni kamaytirish (bu kanalning o‘tkazish qobiliyatidan to‘liq foydalanmaslikka olib keladi) talab etiladi. Shuningdek individual signallar orasida *vaqtli himoya oralig‘i* ham qo‘llaniladi. Bu o‘tish xalaqitlarining ta’sirini ruxsat etilgan sathgacha kamaytirish imkoniyatini beradi, ammo mos holda zichlashtirishning spektral bahosini oshiradi.



14.11-rasm. *Impulslarning o‘zaro to‘silishi*

Qayd qilish lozimki, o‘tish xalaqitlarining yuzaga kelish sababi bitta manba signalining boshqa bir manba signali bilan qo‘shilishi natijasida paydo bo‘luvchi ko‘p nurli tarqalish bo‘lishi ham mumkin. Bu holat bilan ayniqsa qisqa to‘lqinli radiokanallarda hisoblashish, kurashish muhim hisoblanadi. Bunday o‘tish xalaqitlaridan himoyalanish uchun nurlar orasidagi maksimal kechikish vaqtidan kichik bo‘lmagan davomiylikli himoya oralig‘ini qo‘llash ham maqsadga muvofiq hisoblanadi.

Nazariy jihatdan KChA va KVA tizimlarida chastotalar polosasidan foydalanish samaradorligi bir xil bo‘lgani bilan, amalda KVA tizimi KChA ga qaraganda nisbatan kamroq samaradorlikka ega. Har bir usul afzallik va kamchiliklarga ega. 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 uzatish tomonida o‘z modulyatoriga va qabullash tomonida chastota bo‘yicha ajratuvchi filtrga ega bo‘lishni talab qiladi. Vaqt bo‘yicha ajratishga asoslangan KKATda modulyatsiyalangan signal dinamik diapazoni nisbatan kichik.

Shuni alohida ta’kidlash lozimki, KKATda xabarlarni talab etiladigan xalaqitbardoshlik bilan uzatish uchun talab etiladigan signalning umumiy quvvati P_{su} bir kanalli aloqa tizimidagiga nisbatan N marta katta bo‘ladi, chunki KKATdagi umumiy xalaqit quvvati $P_{xu} = NP_1 = NN_0F_k$, bunda N_0 – xalaqit energiyasining spektral zichligi, F_k – bitta 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_{su} ni oshirish natijasida o‘tish

xalaqitlarini kamaytirib bo‘lmaydi, chunki o‘tish xalaqitlarining quvvati ham oshadi, ba’zi hollarda nochiziqli buzilishlar natijasida hosil bo‘ladigan xalaqitlar sathi signal quvvati oshishiga nisbatan tezroq ro‘y beradi.

14.5. Signallarni shakl bo‘yicha ajratish

Signallarni ajratish uchun nafaqat chastota va vaqtdan, balki signalning shaklidan ham foydalanish mumkin. Kanallarni shakl bo‘yicha ajratish (KShA) chastota va vaqt bo‘yicha ajratishlarga nisbatan hozircha keng qo‘llanilishga erishmagan. Uning chinakam qo‘llanilishi va istiqboli sun’iy yo‘ldosh va mobil tizimlardagi ko‘plab foydalanishning yuqori darajasi bilan bog‘liq. Mobil aloqada kod bo‘yicha ajratish IMT-2000 mobil aloqa tizimining rivojlanish konsepsiyasi loyihasida ko‘plab foydalanishni ta’minlashning asosiy turlaridan biri sifatida qaraladi.

Kanallarni shakl bo‘yicha ajratish texnologiyasi turli-tuman radiovositalar (mobil terminal, alohida radiostansiyalar, sun’iy yo‘ldosh orqali aloqaning yerdagi stansiyalari va h.k.) ning ΔF umumiy chastotalar polosasida bir vaqtda ishlash imkoniyatini ta’minlaydi.

Radiovositalarning signallari $s_i(t)$ foydalanuvchilarning qabullash qurilmalariga beriladigan yig‘indi (guruh) signali $s_\Sigma(t) = \sum_{i=1}^{N} s_i(t)$ ni tashkil qiladi, $\{s_i(t)\}$ signallarning o‘zaro ortogonalligi korrelyatsion qabullagichning $s_\Sigma(t)$ signaldan kerakli $s_i(t)$ signalni ajratib olish imkonini ta’minlaydi.

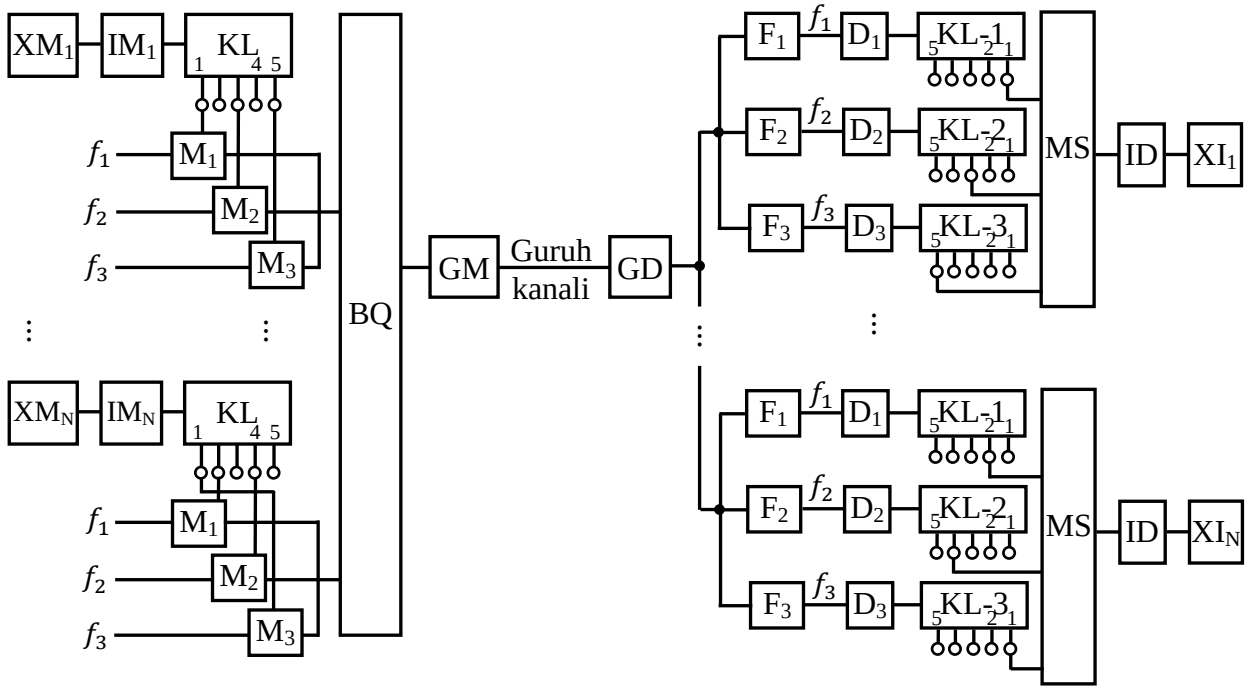
14.5.1. Asinxron-manzilli aloqa tizimlari

Ko‘pgina hollarda sinxronizatsiyani ta’minlash murakkab hisoblanadi. Bunday vaziyat bilan, masalan harakatdagi obyektlar (avtomashina, samolyot) o‘rtasida tezkor aloqani tashkil etishda yoki retranslyatorlar sifatida Yer sun’iy yo‘ldoshidan foydalanib tezkor aloqani tashkil etishda to‘qnash kelish mumkin. Bunday holatlarda barcha abonentlarning signallari umumiy chastotalar polosasida

uzatiluvchi, kanallari esa vaqt bo‘yicha o‘zaro sinxronizatsiyalanmagan asinxron ko‘p kanalli aloqa tizimidan foydalanish mumkin. Erkin kirishli tizimlarda har bir kanal (abonent) ga belgilangan signal shakli biriktiriladi, va bu ushbu abonentni farqlovchi belgisi, ya’ni “manzili” hisoblanadi. Asinxron-manzilli aloqa tizimlari nomi ham shundan kelib chiqqan.

Abonentning manzili tasodifiysimon (shovqinsimon) signallar shaklida yoki bir xil yoki turlicha chastota bilan to‘ldirilgan bir qancha radioimpulslar ketma-ketligi shaklida kodlanishi mumkin. Agar radioimpulslar turlicha chastota bilan to‘ldirilgan bo‘lsa, u holda manzil chastota-vaqt matritsa (ChVM) shaklida kodlangan deb qaraladi. Manzillar radioimpulslar o‘rtasida vaqt oralig‘i asosida, shuningdek ularning to‘ldirilish chastotalari asosida bir-biridan farqlanadi.

Asinxron-manzilli aloqa tizimlarining ishlash prinsipini 14.12-rasmda keltirilgan umumlashgan strukturaviy sxema asosida ko‘rib chiqamiz.



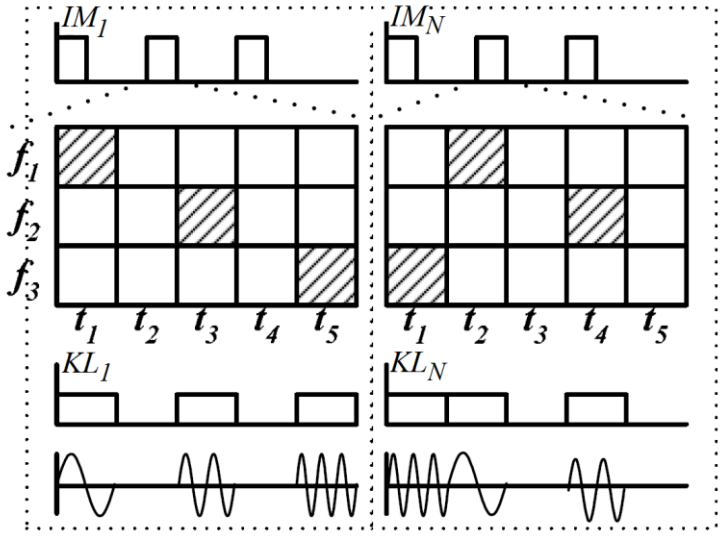
14.12-rasm. *Asinxron-manzilli aloqa tizimining umumlashgan strukturaviy sxemasi*

XM_1, ..., XM_N manbalardan olingan xabarlar impulsli modulyatsiyalanadi. Ba’zi tizimlarda impulslar fazasi modulyatsiyasidan foydalanilsa, boshqalarida

delta modulyatsiyaning ayrim turlaridan foydalaniladi. So‘ng birlamchi impulsli modulyatsiya natijasida olingan har bir impuls pauzalar bilan ajratilgan n ta impulsdan iborat manzil ketma-ketligiga aylantiriladi.

Manzil ketma-ketligini shakllantirish 14.12-rasmda ko‘rsatilgan l ta tarmoqli kechiktirish liniyasi (KL) yordamida amalga oshiriladi. Manzilni shakllantirish uchun l ta tarmoqdan faqat n tasi ishlatiladi, bunda boshqa manzilni shakllantirish uchun n ta tarmoqning boshqa birikmasi (kombinatsiyasi) dan foydalaniladi.

Ushbu n impulslar o‘zining to‘ldirilish chastotasi bilan farqlanadi (zichlashtirish tizimida bunday chastotalar jami m ta) va vaqt bo‘yicha l ta turli holatlarni egallashi mumkin. Misol sifatida $n = m = 3$ va $l = 5$ bo‘lgan tizim uchun bunday manzil ketma-ketligini shakllantirish varianti 14.13-rasmda keltirilgan.

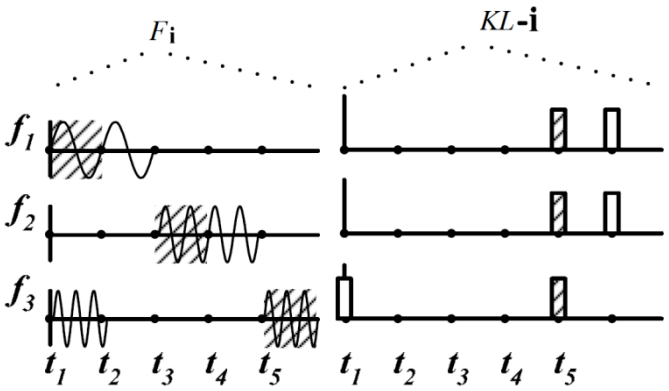


14.13-rasm. *Asinxron-manzilli aloqa tizimlari uchun manzil ketma-ketligi*

Shunday qilib, xabarni birlamchi impulsli modulyatsiyalash natijasida hosil bo‘lgan impuls kechiktirish liniyasida n ta impulsga ajratiladi. Ushbu n impulslarning har biri vaqt bo‘yicha l ta holatdan birini egallashi mumkin va o‘zining chastotasida uzatiladi.

Birinchi impulsga nisbatan impulslar holatini vaqt bo‘yicha o‘zgartirib, shuningdek impulslarning to‘ldirilish chastotasini o‘zgartirib, ko‘plab sonli manzil kod kombinatsiyalarini (zichlashning katta darajasini) hosil qilish mumkin.

Har bir alohida qabul qilgich kechiktirish liniyasi va mos tushish sxemasi (MS) dan iborat bo‘lgan nochiziqli qurilmadan iborat bo‘ladi va faqat belgilangan (aniq) radioimpulslar ketma-ketligiga ta’sirlanadi (14.14-rasm).



14.14-rasm. *Xabarlarni ajratish jarayoni*

Qabul qilgich har biri tegishli chastotaga sozlangan n ta $F_1, F_2, \ldots, F_N$ polosa filtrlariga ega. Har bir filtrning chiqishidagi impuls detektorlanadi va ushbu qabul qilgichga biriktirilgan manzilga muvofiq loyihalashtirilgan kechiktirish liniyasiga beriladi, bunda qabul qilgich chiqishidagi barcha n impulslar vaqt bo‘yicha bir-biriga mos tushadi (keladi).

Mos tushish nochiziqli sxemasida impuls faqatgina kechiktirilgan kirish impulslari, barcha tarmoqda bir-biriga mos kelsagina hosil bo‘ladi. Agar kechiktirish liniyasi chiqishidan mos tushish sxemasi kirishiga impulslardan loaqal bittasi qolganlari bilan bir vaqtda yetib kelmasa ham MS chiqishida signal hosil bo‘lmaydi. Shu sababli, qabul qilgich unga biriktirilgan manzilli kod kombinatsiyasiga ta’sirlanadi.

Ko‘rib chiqilgan xabarlarni ajratish jarayoni, ya’ni faqat qabul qilgichga biriktirilgan manzilli kod kombinatsiyasini ajratish 14.14-rasm asosida tushuntiriladi. Qabullagich kirishiga xususiy holda ikkita xabar (shtrixlangan va shtrixlanmagan radioimpulslar) dan iborat guruh signali keladi. Qabul qiluvchi qurilma faqat unga biriktirilgan shtrixlangan impulslarni aks ettiruvchi manzilli chastota-vaqt kobinatsiyasiga ta’sirlanadi, ya’ni xabarni ajratib oladi. MS

chiqishidagi impulslar impulslar demodulyatorida xabarga o‘zgartiriladi va xabar iste’molchiga yetkaziladi.

Aniq abonent bilan aloqa o‘rnatish uchun uzatkichda manzil kod kombinatsiyasiga muvofiq individual kechiktirish liniyasining mos n holatini tanlash yetarli hisoblanadi. Ushbu tizimlarda hech qanday chastotani qayta sozlash talab etilmaydi, bu esa apparaturani arzonlashtiradi va uning ishonchliligini ta’minlaydi.

Nazorat savollari

1. *Ko‘p kanalli aloqa tizimlari qanday hollarda qo‘llaniladi?*
2. *“Multipreksorlash” va “ko‘plab foydalanish” tushunchalariga ta’rif bering. Ularning o‘xshash va farqli tomonlari nimalardan iborat?*
3. *Kanallarni birlashtirish va ajratishning qanday usullari mavjud?*
4. *KChAga asoslangan tizimning strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
5. *KVAga asoslangan tizimning strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
6. *KKAga asoslangan tizimning strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
7. *Signallarni shakl bo‘yicha ajratishning mohiyati nimadan iborat?*
8. *Ko‘p kanalli tizimlar va ko‘plab kira olish (foydalanish) tizimlarining asosiy farqi nimalardan iborat?*
9. *Ko‘plab foydalanish usullari haqida tushuncha bering.*
10. *O‘tish xalaqitlarini kamaytirish uchun qanday choralar ko‘riladi?*
11. *Ko‘plab foydalanish tizimlarining qanday qurilish protokollari mavjud?*
12. *KChA va KVAga asoslangan tizimlarning afzallik va kamchiliklari nimalardan iborat?*

GLOSSARIY

“Oq” shovqin
ingl: «white» noise
rus: «белый» шум

Vaqt bo‘yicha uzluksiz va doimiy amplitudali shovqin, uning spektral tashkil etuvchilari quyi va yuqori chegaralar bilan cheklangan chastotalarning keng polosasida bir tekis taqsimlanadi.

Additiv “oq” Gauss shovqini
ingl: additive white Gaussian noise
rus: аддитивный «белый» гауссовский шум

Normal taqsimlangan “oq” shovqin.

Aloqa vositalari
ingl: communication tools
rus: средства связи

Elektr aloqasi xabarlari yoki pochta jo‘natmalarini shakllantirish, ishlov berish, uzatish yoki qabul qilib olish uchun foydalaniladigan texnika vositalari, shuningdek aloqa xizmatlarini ko‘rsatishda foydalaniladigan binolar, inshootlar yoki odam yashamaydigan xonalar, boshqa texnika vositalari.

Analog
ingl: analog
rus: аналоговый

Uzluksiz shaklda aks etuvchi to‘xtovsiz o‘zgaruvchi fizikaviy kattaliklar yoki ma’lumotlar hamda ushbu ma’lumotlardan foydalanuvchi jarayonlar va funksional qurilmalarga tegishli ta’rif.

Analog modulyasiya
ingl: analog modulation
rus: аналоговая модуляция

Nurlanuvchi tebranish parametrlari (amplituda, chastota, faza) modulyasiyalovchi kirish signalining amplitudasiga proporsional o‘zgaradigan modulyasiya usuli.

Analog signal
ingl: analog signal
rus: аналоговый сигнал

To‘xtovsiz o‘zgaruvchi elektr kuchlanish yoki elektr toki shaklidagi axborot tashuvchisi.
Vaqt davomida o‘zgaruvchan analog signalining amplitudasi tashuvchi axborotning miqdoriga mos bo‘lib, odatda o‘lchangan fizik kattalikni bildiradi, masalan, harorat, tezlik va h.k. Analog signalni tashuvchi axborotga kompyuterda ishlov berish uchun analog-raqamli o‘zgartirgich zarur.

Asosiy polosa kanali
ingl: baseband channel
rus: основополосный канал

Signal modulyatsiya qilinmasdan uzatiladigan fizik kanal. Eng sodda vositalar: o‘ralgan juft yoki yassi ekranlanmagan kabel asosida yaratiladi. Ko‘rilayotgan kanalning nomi asosiy polosa signali, ya’ni modulyatsiyasiz, asosiy polosada (kenglikda) uzatilayotgan signal nomidan kelib chiqqan.

Asosiy polosa signali
ingl: baseband signal
rus: основополосный сигнал

Dastlabki shaklda, modulyasiya bilan o‘zgartirilmay, uzatilayotgan signal.

Asosiy raqamli kanal
ingl: primary digital channel

64 Kbit/sekund tezlikda signallar uzatishga mo‘ljallangan namunaviy raqamli kanal.

rus: основной цифровой канал

Chastota
ingl: frequency
rus: частота

Vaqt birligi, masalan, bir sekund ichida davrlar yoki tugallangan o‘zgarishlar soni. Umuman olganda chastota ma’lum vaqt birligida ma’lum hisobni bildiradi.

Cheklash
ingl: limiting
rus: ограничение

Kirish signalini nochiziqli qayta ishlash jarayoni bo‘lib, signalning amplitudasi avtomatik ravishda pasayadi. Amplitudaviy cheklash impulsli xalaqitlar bilan kurashishning asosiy usullaridan biridir.

Diskret
ingl: discrete
rus: дискретный

Ramzlar kabi alohida elementlardan iborat bo‘lgan ma’lumotlar yoki aniq ko‘rsatilgan qiymatlarning chekli soniga ega bo‘lgan fizik miqdorlarga, shuningdek, jarayonlar va ushbu ma’lumotlardan foydalanuvchi funksional moslamalarga tegishli ta’rif.

Diskretlash chastotasi
ingl: sampling rate
rus: частота дискретизации

Vaqtda uzluksiz signalning diskretla-nishida (xususan, analog-raqamli o‘zgartirgich tomonidan) uning hisobotlarini olish chastotasi. Gerslarda o‘lchanadi. Diskretlash chastotasi qanchalik katta bo‘lsa, diskret signalida shunchalik keng signal spektri taqdim etilishi mumkin.

Doppler effekti
ingl: the Doppler effect
rus: эффект Допплера

To‘lqinlar manbai ularni qabul qiluvchi vositaga nisbatan harakatlanayotganda (tovush, elektromagnit) to‘lqinlar chastotasining o‘zgarshi. Manba va qabul qilgich o‘zaro yaqinlashganda chastota ortadi, uzoqlashganda kamayadi.

Dupleks uzatish
ingl: duplex transmission
rus: дуплексная передача

Axborotni ikkala yo‘nalishda navbatma-navbat (yarim dupleks) yoki ikkala yo‘nalishda bir vaqtning o‘zida (to‘liq dupleks) uzatish.

Duplekslash
ingl: duplexing
rus: дуплексирование

Abonentlar o‘rtasida ikki tomonlama aloqani tashkil qilish. Bunda har biri orqali axborot faqat bitta yo‘nalishda uzatilishi mumkin bo‘lgan, fizik jihatdan bog‘liq bo‘lmagan ikkita simpleks kanaldan foydalaniladi. Amaliyotda ikki xil – qabul qilish va uzatish kanallarini chastota (FDD) va vaqt (TDD) bo‘yicha ajratilgan duplekslash qo‘llaniladi.

Elektr aloqa
ingl: electrical communication
rus: электрическая связь

Simli, radio, optik va boshqa elektromagnit tizimlar orqali belgilar, signallar, yozma matn, tasvirlar va tovushni har qanday uzatish va qabul qilish.

Elektromagnit to‘lqin
ingl: electromagnetic wave
rus: электромагнитная волна

Fazoda tarqaladigan elektromagnit tebranishlar. Radionurlanish, yorug‘lik va boshqa turdagi elektromagnit tebranishlar tebranishlar chastotasi har xil bo‘lgan elektromagnit to‘lqinlardir. Ular elektromagnit spektrni tashkil qiladi.

Faza siljishi
ingl: phase shift
rus: сдвиг по фазе

Chastotasi bir xil bo‘lgan ikki signalning fazalari o‘rtasidagi farq. Gradus, radianlarda yoki garmonik tebranish davrining ulushlarida o‘lchanadi.

Filtr
ingl: flter
rus: фильтр

1. Filtrlashni bajarish uchun ishlatiladigan qurilma (sodda elektr sxema) yoki dastur. Filtr kirishdagi signallar yoki ma’lumotlar oqimini bir necha kerakli qismlarga bo’ladi.
2. Ma‘lumotlarni tanlab olish sharti. Filtr faqat berilgan shartlarga javob beruvchi ma’lumotlarni chiqarib beradi.

Filtrlash
ingl: fltering
rus: фильтрация

Signallar yoki ma’lumotlarning umumiy oqimidan ularning kerakli mezonlarga ega bo‘lganlarini ajratib qo‘yish jarayoni. Filtrlash filtr yordamida amalga oshiriladi.

Generator
ingl: generator
rus: генератор

1. Mexanik energiyani elektr energiyasiga aylantirib beruvchi qurilma.
2. Muttasil signal chiqaradigan qurilma.

Geterodin
ingl: heterodyne
rus: гетеродин

Radioqabulqilgichdagi chastotani o‘zgartirish uchun qo‘llaniladigan garmonik tebranishlar generatori.

Impuls
ingl: pulse
rus: импульс

Amplitudasi noldan nisbatan qisqa vaqt oralig‘i mobaynida farq qiladigan diskret signal. Impuls signalning frontlar deb ataladigan o‘sish va pasayish uchastkalari impuls shaklini belgilaydi. Impuls shakli to‘g‘ri burchakli, uchburchak yoki eksponensial bo‘ladi.

Impuls-kodli modulyatsiya
ingl: pulse-code modulation (PCM)
rus: импульсно-кодовая модуляция

Modulyasiya usuli, unga ko‘ra, analog signal qat’iy uzunlikdagi ketma-ket uzatiladigan n-razryadli (odatda n=8), kodli so‘zlardan iborat raqamli ma’lumotlar oqimiga aylantiriladi. Tovushni uzatish 64Kbit/c tezlik hamda kompanderlash bilan amalga oshiriladi. Impuls-kodli modulyatsiya yordamida o‘zgartirilgan tovush signalining sifati yuqori bo‘ladi.

Ishonchlilik
ingl: reliability
rus: надежность

O‘rnatilgan vaqt davomida tizimning o‘z vazifalarini bajara olish qobiliyati. Ishonchlilikni baholash uchun ham hisob-kitoblar asosidagi, ham statistik (sinovlar jarayonida olingan) xarakteristikalar qo‘llaniladi va ular odatda, qurilmani ishga layoqatli holatda bo‘la olish vaqtining foizi sifatida aniqlanadi. Ishonchlilikning asosiy ko‘rsatkichlari: buzilishgacha o‘rtacha ishlash muddati, o‘rtacha tiklash vaqti va boshqalar.

Kanal
ingl: channel
rus: канал

Signal yoki ma’lumotlar uzatish vositasi yoki yo‘li. Signallarni uzatish vositasi fizik kanal deb ataladi. Ma’lumotlar manbadan uni qabul qiluvchiga uzatiladigan yo‘lni mantiqiy kanal aniqlab beradi. Kanallarning ikki klassni farqlashadi: asinxron va

sinxron. Sinxron kanalda amalga oshirilayotgan uzatish jarayonini sinxronlashtirish ta’minlangan bo‘ladi. Asinxron kanal shu bilan ajralib turadiki, u orqali ma’lumotlar uzatishda jo‘natuvchi va qabul qiluvchi ishlari sinxronlashtirilmaydi. Uzatilayotgan signallarning shakliga qarab kanallar analog va diskret turlarga bo‘linadi. Signallarni uzatish usuliga qarab kanallar bir necha turlarga bo‘linadi – simpleks, yarim dupleks, dupleks kanallar.

Keng polosali kanal
ingl: broadband channel
rus: широкополосный канал

Ma’lumotlarni tezkor uzatishni ta’minlovchi fizik kanal. Keng polosali kanallar koaksial kabellar, radiokanallar va optik kanallar asosida yaratiladi. Ular nisbatan qimmat bo‘lgani sababli, ma’lumotlarni yuqori tezlikda uzatish talab qilinmasa, tor polosali kanallar yoki polosa asosli kanallardan foydalaniladi.

Keng polosali simsiz aloqa
ingl: wireless broadband
rus: широкополосная беспроводная связь

Keng polosali simsiz aloqa – bu katta hududda yuqori tezlikdagi simsiz internet va ma’lumotlar tarmog‘ini ta’minlovchi texnologiya. Keng polosali simsiz aloqa tezligi ADSL kabi keng eshittirish tarmog‘inikiga deyarli teng.

Ko‘p nurli signal
ingl: multipath signal
rus: многолучевой сигнал

Uzatkichdan qabul qilish nuqtasiga turli yo‘llar (nurlar) orqali keladigan, amplitudasi, boshlang‘ich fazalari hamda dopler chastota siljishi turlicha bo‘lgan signal-larning vaqt bo‘yicha siljigan bir nechta nusxalarini o‘zida ifodalovchi signal.

Ko‘p nurli tarqalish
ingl: multipath propagation
rus: многолучевое распространение

Uzatish qurilmasi chiqishidan qabullash qurilmasi kirishiga bitta yagona signalning bir necha alohida-alohida yo‘l (trassa)da tarqalishi.

Ko‘p nurlilik
ingl: multipath
rus: многолучевость

Aynan bir signalning turli yo‘llar (trayektoriyalar) orqali tarqalishiga bog‘liq va qabul qilish nuqtasida interferensiya paydo bo‘lishini keltirib chiqaradigan hodisa.

Korrelyator
ingl: correlator
rus: коррелятор

Tasodifiy signallarning korrelyatsion funksiyasini hisoblash uchun mo‘ljallangan qurilma.

Kvantlagich
ingl: guantizer
rus: квантователь

Analog signalni raqamli signalga aylantirish uchun mo‘ljallangan qurilma. Kvantlagich diskret signalning qiymatlari kattaligini unga yaqin bo‘lgan diskret sathlardagi qiymatlari bilan almashtiradi.

Kvantlash
ingl: quantization
rus: квантование

1. Biror bir uzluksiz kattalik qiymatlari kengligini chekli bir-biri bilan kesishmaydigan oraliqlarga bo‘lish.
2. Ma’lumotlarni uzluksiz shakldan diskret shaklga o‘tkazish amali.

Kvantlash qadami
ingl: quantization step
rus: шаг квантования

Ikkita qo’shni kvantlash darajasi o‘rtasidagi farq. U yoki bu kvantlash qadami chegarasida signalni uning yuqori qiymatiga mos keladigan darajagacha yaxlitlash amalga oshiriladi.

Kvantlash shovqini
ingl: quantization noise
rus: шум квантования

Kvantlash jarayonida yuzaga keladigan hamda additiv tarzda tiklangan foydali signal bilan qo‘shiladigan qo’shimcha shovqinli signal. Bu xil buzilishlarni bartaraf etib bo‘lmaydi, lekin uning kattalagini kvantlash darajalari sonini oshirish yoki kvantlash qadamini kichiklashtirish yo‘li bilan kamaytirish mumkin. Kvantlashda tasodifiy shovqindan tashqari, o‘ta yuklanishdagi shovqin, parchalash shovqini kabi signalning qator spesifik buzilishlari, shuningdek, kvazidoimiy darajali signallarni uzatishda vujudga keladigan buzilishlar paydo bo‘ladi.

Kvantlash xatosi
ingl: quantization error
rus: ошибка квантования

Chiqish (kvantlangan) va kirish (analog) signallari shakllarining muvofiq kelmasligi. Kvantlash qadami kattaligiga va diskretlash chastotasiga bog‘liq.

Modulyatsiya
ingl: modulation
rus: модуляция

Bitta stasionar signalning boshqa signal shakliga ko‘ra o‘zgarishi jarayoni. Modulyatsiya ma’lumotlarni elektromagnit nurlanish yordamida uzatishda amalga oshiriladi.

Multiplekslash
ingl: multiplexing
rus: мультиплексирование

Ikki yoki undan ortiq signallarni chastotata, vaqt yoki signallar shakli bo‘yicha zichlashtirish bilan bitta fizik kanal orqali uzatish. Masalan, vaqt bo‘yicha ajratilgan multiplekslash aloqada va ajratilgan taym-slotlardan foydalangan holda, raqamli ma’lumotlarni uzatishdagi multiplekslash texnikasi (usuli) bo‘lib hisoblanadi.
Shuningdek, to‘lqin uzunligi bo‘yicha ajratish bilan multiplekslash mavjud, u liniya agregat kanali to‘lqin uzunligi bo‘yicha turlicha n ta kanalni birlashtirish yo‘li bilan shakllantiriladigan multiplekslash. Bu signallarni multiplekslash usuli bitta optik-tolali kabel orqali to‘lqin uzunligi turlicha bo‘lgan bir nechta (odatda, 16 gacha) yorug‘lik dastasini uzatish imkonini beradi.

Multipleksor
ingl: multiplexer
rus: мультиплексор

1. Bir nechta ma’lumotlar oqimi yoki kanalni bitta chiqish signali, guruhi yoki ko‘p kanalli xabarga birlashtiruvchi qurilma.
2. Bir nechta radiouzatuvchilarning o‘zaro xalaqitlarsiz bitta antennaga ishlashini ta’minlovchi qurilma.

Nutq polosasi
ingl: voice band
rus: речевая полоса

Nutq uzatishni ta’minlaydigan chastotalar polosasi 3000 Hz (300 dan 3400 gacha) ga teng deb qabul qilingan.

O‘tkazish qobiliyati
ingl: capacity
rus: пропускная способность

Vaqt birligi ichida kanal yoki tizim orqali uzatilishi mumkin bo‘lgan axborot birligining maksimal miqdorini belgilovchi ko‘rsatkich. Kanalning o‘tkazish

qobiliyati fundamental nazariy tushuncha bo‘lib, kanalning mavjud imkoniyatlarini belgilaydi.

Polosa
ingl: bandwidth
rus: полоса

Chastotaning ikki qo‘shni qiymatlari o‘rtasidagi o‘zgarmas chastotalar diapazoni. Chastotalar polosasi deb ham ataladi. Optik-tolali kabelni tavsiflashda bu atamadan faqat ko‘p modali tolalarning o‘tkazish qobiliyatini aniqlashda foydalaniladi. Bir modali tolalar uchun “dispersiya” atamasi ishlatiladi.

Polosa filtri
ingl: bandpass flter
rus: полосовой фильтр

Qirqimning yuqori va nolinchi bo‘lmagan quyi chastotasi bilan cheklangan muayyan chastotalar polosasini o‘tkazuvchi filtr. Berilgan polosadan tashqarida qolgan barcha chastotalar filtr tomonidan bostiriladi. Qirqimning quyi chastotasi nolinchi, yuqori chastotasi esa oxirgi chastota bo‘lsa, u holda bunday filtr quyi chastotalar filtri deyiladi. Qirqimning uzluksiz katta yuqori chastotasiga hamda quyi chegara bo‘yicha cheklashga ega bo‘lgan filtr yuqori chastotalar filtri deb ataladi.

Polosa kengligi
ingl: bandwidth
rus: ширина полосы

1. Yuqori va past chastota chegara kattaliklari orasidagi farq.
2. Aniq vaqt oralig‘ida (odatda 1 sekund) uzatilishi mumkin bo‘lgan ma’lumotlar hajmi. Raqamli qurilmalarda polosa kengligi odatda bit sekundda yoki bayt sekundda ifodalanadi. Analog qurilmalar uchun polosa kengligi davr sekundda yoki Gerslarda (Hz) ifodalanadi. Polosa kengligi, ayniqsa, kiritish-chiqarish qurilmalari uchun katta ahamiyatga ega.

Radioaloqa
ingl: radio communication
rus: радиосвязь

Radioto‘lqinlar yordamida amalga oshiriladigan aloqa.

Radiokanal
ingl: radio channel
rus: радиоканал

Ma’lumotlar uzatish uchun radionurlanish-dan foydalanadigan kanal. Radiokanal radiouzatkich va radio qabul qiluvchidan tarkib topadi. Axborot tarmoqlarida radiokanallar ikki maqsadda ishlatiladi. Birinchisi – abonent tizimni kabellar guruhi asosida qurilgan tarmoq bilan ulashdir. Bunga yer bo‘ylab kabel tortish iloji bo‘lmasa yoki tizim bir joydan boshqasiga ko‘chib yursa ehtiyoj tug‘iladi. Ikkinchi maqsad – radiotarmoq yaratishdir.

Radionurlanish
ingl: radio-frequency radiation
rus: радиоизлучение

Elektromagnit spektrda infraqizil nurlanishdan oldin joylashgan elektromagnit nurlanish. Tebranish chastotasi 3-30 kHz dan 300-6000 GHz gacha bo‘lgan elektromagnit to‘lqinlari radionurlanishga oiddir.

Radiorele liniyasi
ingl: microwave radio

O‘ta yuqori chastota diapazonida ishlaydigan radiokanal. Radiorele liniyasi 2, 7, 13, 15, 18, 23, 38

rus: радиорелейная линия

GHz chastotalarda ishlaydigan, o‘tkazish polosasining kengligi 3,5-28 MHz bo’lgan, 50 km uzoqlikkacha ma’lumotlarni uzata oladigan yerusti radiotarmoqning tarkibiy qismidir.

Radiostansiya
ingl: radio station
rus: радиостанция

Bitta yoki bir necha uzatkich yoki qabul qiluvchilar, shu jumladan, uzatkich va qabul qiluvchilarning yordamchi uskunalar birikmasi. U belgilangan joyda radioaloqa xizmatini yoki radioastronomiya xizmatini bajarish uchun xizmat qiladi.

Radioto‘lqin
ingl: radio wave
rus: радиоволна

Shartli ravishda chastotasi 3000 GHz dan past deb qabul qilingan elektromagnit to‘lqinlar. Ular fazoda sun’iy to‘lqin o‘tkazgichisiz belgilar, signallar, yozma matn, tasvir va tovushni uzatish yoki qabul qilish uchun tarqatiladi.

Radioto‘lqinlar difraksiyasi
ingl: diffraction of radio waves
rus: дифракция радиоволн

Fazoviy tarqalish muhitining bir jinsli bo‘lmaganligini ifodalovchi to‘siqlar ta’siri ostidagi padioto‘lqinlar maydoni strukturasining o‘zgarishi bo‘lib, ayrim hollarda bu to‘siqlar padioto‘lqinlarning og‘ishiga olib keladi.

Radioxalaqit
ingl: radio interference
rus: радиопомеха

Bir yoki bir necha nurlanishlardan hosil bo‘lgan elektromagnit energiyasining radioaloqa tizimida qabulga ta’siri. U axborot sifati yomonlashishida, xatolar paydo bo‘lishida yoki axborot yo‘qolishida namoyon bo‘ladi.

Raqam-analog o‘zgartirish
ingl: digit-to-analog conversion (DAC)
rus: цифро-аналоговое преобразование

Diskret signalni analog signalga aylantirish jarayoni. Aksariyat hollarda maxsus integral sxemalar yordamida amalga oshiriladi.

Regenerator
ingl: regenerator
rus: регенератор

Uzatish jarayonida qisman buzilgan raqamli signallarni dastlabki signalga aylantiruvchi qurilma.

Shovqin
ingl: noise
rus: шум

1. Liniyada signallarning butligiga xalal beruvchi to‘siq. Shovqin turli manbalardan chiqishi mumkin, shu jumladan, radioto‘lqinlar, yaqinda joylashgan elektr simlari, chiroqlar va sifatsiz ulanishlar. Optik tolali kabellarning metall kabellarga nisbatan afzalligi shundaki, ular shovqin ta’siriga kamroq moyildirlar.
2. Signalni yoki xabarni sof uzatishga to‘sqinlik qiladigan hamma narsa.

Shovqinsimon signal
ingl: spread spectrum signal
rus: шумоподобный сигнал

Tanlangan chastota polosasida ko‘p garmonik (sinussimon) tashkil etuvchilarni o‘z ichiga olgan signal. Bunday signallardan foydalanish ma’lumotlar uzatishning shovqinga bardoshliligini kuchaytiradi,

radiokanallarni elektromagnit shovqin-lardan va turli aralashuvlardan yaxshi muhofazani ta’minlaydi.

Signal
ingl: signal
rus: сигнал

1. Ma’lumotlarni aks ettirish uchun ishlatiladigan fizikaviy kattalikning o‘zgarishi.
2. Parametrlari xabarni mos ravishda aks ettiruvchi, xohlagan fizikaviy jarayonni bildiruvchi moddiy axborot tashuvchisi.
O‘zining fizikaviy tabiatiga ko’ra signal elektr, akustik, optik, elektromagnit va boshqa bo‘lishi mumkin.

Signal bazasi
ingl: process gain
rus: база сигнала

Signal spektri kengligining uning davomiyligiga ko‘paytmasi.

Siljish
ingl: offset
rus: смещение

1. Parametrlar o‘z nominal qiymatidan chetga chiqishi, masalan, taktli impulslarning etalon vaqt shkalasiga nisbatan tasodifiy siljishi yoki chastotaning parazit siljishi.
2. Signal barcha elementlarining, ularning joylashish tartibi o‘zgarmagan hamda boshlang‘ich chegarasi saqlangan holda bir vaqtda ko‘chishi.

Sinxron
ingl: synchronous
rus: синхронный

Muntazam vaqt muddatlarida ro‘y beruvchi. Sinxronning teskarisi asinxron. Komyuterlar va qurilmalar orasidagi ko‘pchilik aloqalar asinxron – ular hohlagan paytda va muntazam bo‘lmagan muddatlarda ro‘y berishi mumkin.

Spektr
ingl: spectrum
rus: спектр

Signal amplitudasi va fazasi o‘zgarishining chastotaga bog‘liqligini tavsiflovchi hamda uning xossalari va xarakteristikalarini qat’iy belglovchi funksiya.

Takt
ingl: clock tick
rus: такт

Sinxronlovchi signallar ketma-ketligi oralig‘idagi davr. Takt davomiyligi shunday tanlanadiki, uning o‘tib borishi davomida ko‘rilayotgan obyektda kirish signali yuzaga chiqargan barcha o‘tkinchi jarayonlar yakunlanib bo‘ladi. Taktning boshi va oxirini aniqlaydigan impulslar taktlash impulslari deb ataladi. Taktlash impulsining mavjudlik vaqti taktlash davrining qismi bo‘ladi. Bu impulslarni paydo bo‘lish chastotasi taktlash chastotasi deb ataladi. Taktlash impulslarining mavjudligi evaziga tizim yoki tarmoq ishini sinxronlash amalga oshiriladi.

Takt impulsi
ingl: clock pulse
rus: тактовый импульс

Sinxronlash yoki vaqt bo‘yicha muvofiqlashtirish uchun foydalaniladigan, davriy uzatiluvchi impuls.

Taktlash chastotasi
ingl: clock rate
rus: тактовая частота

Taktlash impulslarining paydo bo‘lish chastotasi. Signallarning bir qiymatdan boshqasiga aktiv o‘tishlari oralig‘idagi vaqt bilan aniqlanadi. Chastota gerslarda o‘lchanib, bir sekunddagi aktiv o‘tishlar sonini

anglatadi. Har bir aktiv o‘tishdan so‘ng passiv o‘tish keladi va signal o‘zining avvalgi qiymatini oladi. Impulslar takrorlanish chastotasi yuqori aniqlik bilan ushlab turiladi.

Tayanch chastota generatori
ingl: reference oscillator
rus: генератор опорной частоты

Ishchi chastotalar to‘rini tuzishda asos sifatida foydalaniladigan tayanch tebranishlarni hosil qiluvchi generator. Amaliyotda, etalon chastotalar generatorining seziyli, rubidiyli va kvarsli turlaridan foydalaniladi.

Tayanch signallar generatori
ingl: reference generator
rus: генератор опорных сигналов

Tizim ayrim elementlarining ishini sinxronlash uchun foydalaniladigan qurilma. Ishlab chiqariladigan impulslar doimiy takrorlanish chastotasiga, davomiylik va amplitudaga ega bo‘ladi, ularning vaqt bo‘yicha holati esa, yuqori aniqlikdagi vaqt shkalasiga bog‘langan.

Telekommunikasiya vositalari
ingl: telecommunication means
rus: средства телекоммуникации

Elektromagnit yoki optik signallarni hosil qilish, uzatish, qabul qilish, qayta ishlash, kommutasiya qilish hamda ularni boshqarish imkonini beruvchi texnik qurilmalar, asbob-uskunalar, inshootlar va tizimlar.

Telekommunikasiyalar
ingl: telecommunications
rus: телекоммуникации

1. Signallar, belgilar, matnlar, tasvirlar, tovushlar yoki axborotning boshqa turlarini o’tkazgichli, radio, optik yoki boshqa elektromagnit tizimlaridan foydalangan holda uzatish, qabul qilish, qayta ishlash.
2. Axborot-kommunikasiya texnologiyalari asosida ma’lumotlarni masofadan uzatish jarayoni.
3. Predmeti axborot uzatish uslublari va vositalari bo’lgan faoliyat sohasi.

Texnik vositalar
ingl: technical means
rus: технические средства

Elektrotexnika, radiotexnika, elektronika qonunlariga asoslangan mahsulotlar, apparaturalar yoki ularning funksional qismlari bo‘lib, ular: kuchaytirish, generasiyalash, xotirada saqlash, uzib-ulash, o‘zgartirish vazifalaridan birini yoki bir nechtasini bajaruvchi elektron komponentlari va sxemalardan iborat bo‘ladi. Texnik vosita radioelektron vosita (REV), hisoblash texnikasi vositasi (HTV), elektron avtomatika vositasi (EAV), elektrotexnik vosita shu bilan birga sanoat, ilmiy ishlarni bajarish va medisina vositalari bo‘lishi mumkin.

Tovush
ingl: sound
rus: звук

Muhitning tebranma harakati. Tabiatning har qanday hodisalari qatori asboblar, apparatlar, mashinalar, transport vositalari ham tovush manbai bo’lishi mumkin.
Tovushning alohida turlari sifatida nutq va musiqani keltirish mumkin. Inson 16 Hz dan 20 kHz gacha chastota oralig‘idagi tovushlarni qabul qila oladi. Texnik qurilmalar esa ancha keng oraliqdagi tovushni, hatto ultratovush va gipertovushni ham qabul qila oladi.

Translyator
ingl: translator
rus: транслятор

1. Signallarni bir shaklda qabul qilib (odatda aniq chastotatali analog shaklda), boshqa shaklda uzatadigan kommunikasiya qurilmasi.
2. Axborotni bir tizimdan boshqa tizimdagi teng kuchli axborotga o‘giruvchi qurilma.
3. Teleko‘rsatuv va radioeshittirishlarda, bosh stansiyadan signalni qabul qilib, so‘ng uni kuchaytirib uzatadigan stansiya.
4. Telefoniya uskunalarida, terilgan raqamlarni qo‘ng‘iroq uchun axborotga o‘giruvchi qurilma.

Uzatish
ingl: transmission
rus: передача

Axborotni aloqa kanali bo‘ylab manbadan qabul qilgichga ko‘chirish jarayoni.

Uzatish kanali
ingl: transmission channel
rus: канал передачи

Texnik vositalar va tarqalish muhiti majmui. U aniq chastotalar kengligida yoki aniq tezlikda tarmoq stansiyalari, tarmoqlar tugunlari orasida yoki tarmoq stansiyasi yoki tarmoq tuguni va birlamchi tarmoqning chekka qurilmasi orasida telekommunikasiyalar signallarini uzatishni ta’minlaydi. Telekommunikasiyalar signallarini uzatish usullariga qarab, uzatish kanali analog yoki raqamli deb ataladi.

Uzatish liniyasi
ingl: transmission line
rus: линия передачи

Umumiy liniya inshootlari, ularga xizmat ko‘rsatish qurilmalari va xizmat ko‘rsatish qurilmalarining ishlash doirasida yagona tarqatish muhitiga ega bo‘lgan uzatish tizimlarining liniya traktlari va/yoki namunaviy fizik zanjirlar majmui.

Uzatish sifati
ingl: quality of transmission
rus: качество передачи

Uzatuvchi foydalanuvchidan qabul qiluvchi foydalanuvchiga kelayotgan telekommuni-kasiya signalini qayta tiklash darajasi.

Uzatish tezligi
ingl: rate
rus: скорость передачи

Aloqa sohasidagi ma’lumotlarni bitlar yoki baytlar bo‘yicha uzatishda tizimning samaradorligini belgilovchi fundamental tushuncha.

Xalqaro elektraloqa ittifoqi (XEI)
ingl: International telecommunications union (ITU)
rus: Международный союз электросвязи (МСЭ)

Elektr aloqasidan foydalanish va uni rivojlantirish masalalari bilan shug‘ullanuvchi xalqaro tashkilot. XEI Jeneva (Shveysariya)da joylashgan bo‘lib, Birlashgan Millatlar Tashkiloti (BMT) tomonidan boshqariladi. XEI 1865 yilda tashkil topgan, 1932 yilgacha Xalqaro telegraf ittifoqi deb atalgan. XEI maqsadi barcha aloqa turlaridan mintaqaviy foydalanishda xalqaro hamkorlikni ta’minlash va kengaytirish, texnik vositalarini mukamallashtirish va ulardan samarali foydalanishdir. XEI, shuningdek, simsiz tarmoqlar uchun chastotalarni ro‘yxatga olishga ham javobgardir.

ILOVALAR

Ilova1. Ba'zi trigonometrik formulalar

Keltirish formulalari

$\cos(90^\circ \pm \alpha) = \mp \sin\alpha, \quad \sin(90^\circ \pm \alpha) = +\cos\alpha, \quad \mathrm{tg}(90^\circ \pm \alpha) = \mp \mathrm{ctg}\alpha,$
$\cos(180^\circ \pm \alpha) = -\cos\alpha, \quad \sin(180^\circ \pm \alpha) = \mp \sin\alpha, \quad \mathrm{tg}(180^\circ \pm \alpha) = \mp \mathrm{tg}\alpha,$
$\cos(270^\circ \pm \alpha) = \pm \sin\alpha, \quad \sin(270^\circ \pm \alpha) = -\cos\alpha, \quad \mathrm{tg}(270^\circ \pm \alpha) = \mp \mathrm{ctg}\alpha,$
$\cos(360^\circ - \alpha) = +\cos\alpha, \quad \sin(360^\circ - \alpha) = -\sin\alpha, \quad \mathrm{tg}(360^\circ - \alpha) = -\mathrm{tg}\alpha.$

Burchaklar va funksiyalar yig'indisi va ayirmasi formulalari

$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos\alpha\cos\beta \mp \sin\alpha\sin\beta,$
$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin\alpha\cos\beta \pm \cos\alpha\sin\beta,$
$\cos\alpha + \cos\beta = 2\cos[(\alpha+\beta)/2]\cos[(\alpha-\beta)/2],$
$\cos\alpha - \cos\beta = -2\sin[(\alpha+\beta)/2]\sin[(\alpha-\beta)/2],$
$\sin\alpha + \sin\beta = 2\sin[(\alpha+\beta)/2]\cos[(\alpha-\beta)/2],$
$\sin\alpha - \sin\beta = 2\cos[(\alpha+\beta)/2]\sin[(\alpha-\beta)/2].$

Ko'paytmadan yig'indiga o'tish formulalari

$\cos\alpha\cos\beta = 0.5[\cos(\alpha-\beta) + \cos(\alpha+\beta)],$
$\sin\alpha\sin\beta = 0.5[\cos(\alpha-\beta) - \cos(\alpha+\beta)],$
$\sin\alpha\cos\beta = 0.5[\sin(\alpha-\beta) + \sin(\alpha+\beta)].$

Karrali argumentlar formulalari

$\cos^2\alpha = 0.5(1+\cos 2\alpha), \quad \cos^3\alpha = (3/4)\cos\alpha + (1/4)\cos 3\alpha,$
$\cos^4\alpha = 3/8 + (1/2)\cos 2\alpha + (1/8)\cos 4\alpha,$
$\cos^5\alpha = (5/8)\cos\alpha + (5/16)\cos 3\alpha + (1/16)\cos 5\alpha,$
$\sin^2\alpha = 0.5(1-\cos 2\alpha), \quad \sin^3\alpha = (3/4)\sin\alpha - (1/4)\sin 3\alpha,$
$\sin^4\alpha = 3/8 - (1/2)\cos 2\alpha + (1/8)\cos 4\alpha,$
$\sin^5\alpha = (5/8)\sin\alpha \pm (5/16)\sin 3\alpha + (1/16)\sin 5\alpha.$

Ikkilamchi, uchlamchi va yarim burchak formulalari

$\sin 2\alpha = 2\sin\alpha\cos\alpha,$
$\cos 2\alpha = \cos^2\alpha - \sin^2\alpha = 1 - 2\sin^2\alpha = 2\cos^2\alpha - 1,$
$\cos 3\alpha = 4\cos^3\alpha - 3\cos\alpha,$
$\sin 3\alpha = 3\sin\alpha - 4\sin^3\alpha,$
$\cos(\alpha/2) = \pm\sqrt{0.5(1+\cos\alpha)},$
$\sin(\alpha/2) = \pm\sqrt{0.5(1-\cos\alpha)}.$

Giperbolik funksiyalar

$$shx = (e^x - e^{-x})/2, \quad \sin x = -jsh(jx) = \left(e^{jx} - e^{-jx}\right)/2j,$$
$$chx = (e^x + e^{-x})/2, \quad \cos x = ch(jx) = \left(e^{jx} + e^{-jx}\right)/2j,$$
$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t, \quad e^{-j\omega t} = \cos\omega t - j\sin\omega t.$$

Ilova 2. Spektr to‘g‘risidagi asosiy teoremalar

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	$S_1(t) + ... + S_n(t)$	$\dot{S}_1(\omega) + ... + \dot{S}_n(\omega)$
3	(τ) vaqtga siljitilgan 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*

$$\dot{S}(\omega)\otimes\dot{U}(\omega) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\xi)\dot{U}(\omega-\xi)d\xi;$$

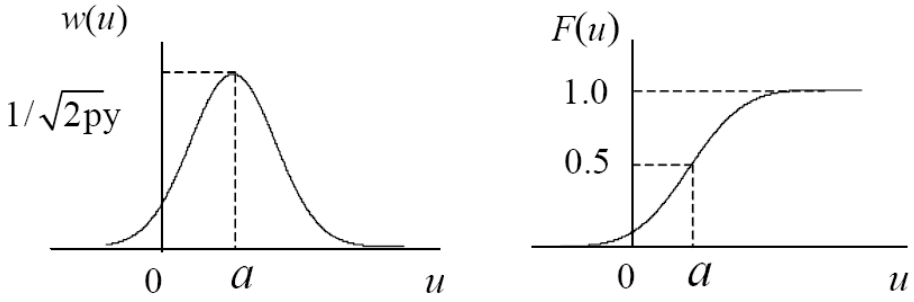
$$S(t)\otimes U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau)U(t-\tau)d\tau.$$

Ilova.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:

$$w(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(u-a)^2/2\sigma^2} = \frac{1}{\sigma}\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} = \frac{1}{\sigma} w(x), \qquad \text{(I.1)}$$

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‘ladi, ya’ni

$$P(-\infty \le X \le x) = F(x) = \int_{-\infty}^{x} w(z)dz = \Phi(x), \qquad (\text{I. 2})$$

bunda, $$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{z^2}{2}} dz\,, \quad \Phi(-x) = 1 - \Phi(x) \qquad (\text{I. 3})$$

– 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	.8849	1.8	.9641	2.4	.9918	3.0	.9986
0.1	.5598	0.7	.7580	1.3	.9032	1.9	.9713	2.5	.9938	3.2	.9990
0.2	.5793	0.8	7881	1.4	.9192	2.0	.9772	2.6	.9953	3.4	.9993
x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$	x	$\Phi(x)$
0.3	.6179	0.9	.8159	1.5	.9332	2.1	.9821	2.7	.9965	3.6	.9995
0.4	.6554	1.0	.8413	1.6	.9452	2.2	.9861	2.8	.9974	3.8	.9997
0.5	.6915	1.1	.8643	1.7	.9554	2.3	.9893	2.9	.9981	4.0	.9999

Ilova 4. Berg koeffisientlarini hisoblash formulalari

$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{SU_m} = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi}, \qquad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{SU_m} = \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\pi},$$

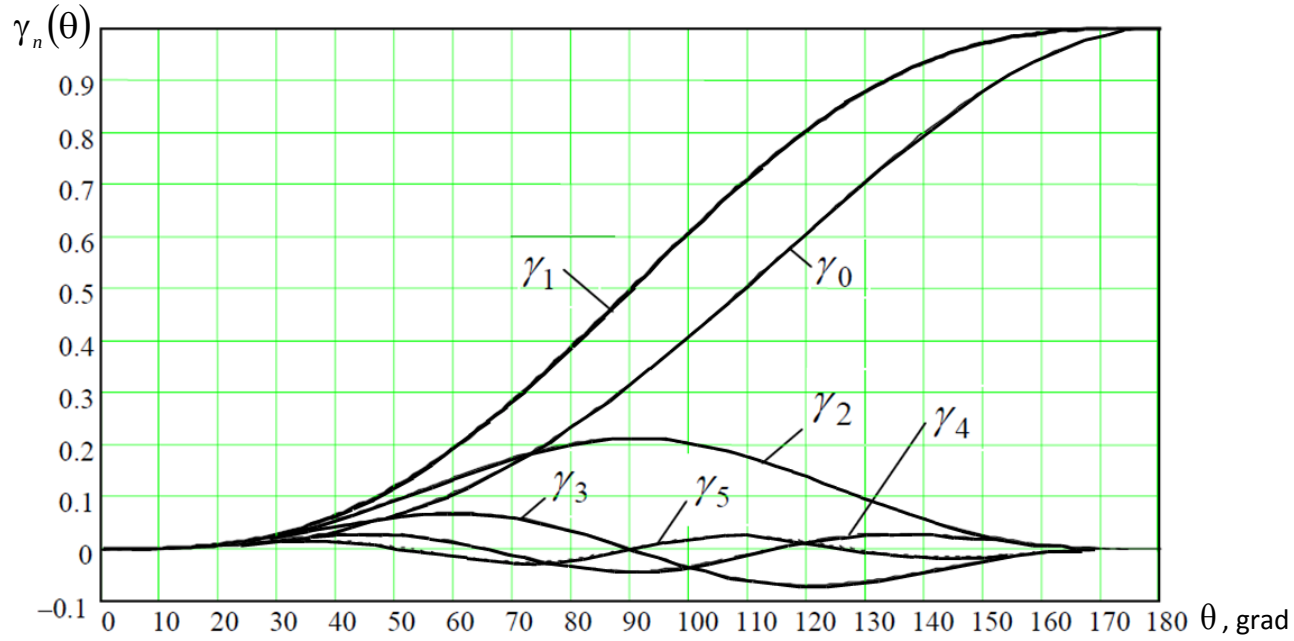
$$\gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{SU_m} = \frac{2}{\pi}\frac{\sin(n\theta)\cos\theta - n\cos(n\theta)\sin\theta}{n(n^2-1)}, \quad n = 2,3,4,\ldots$$

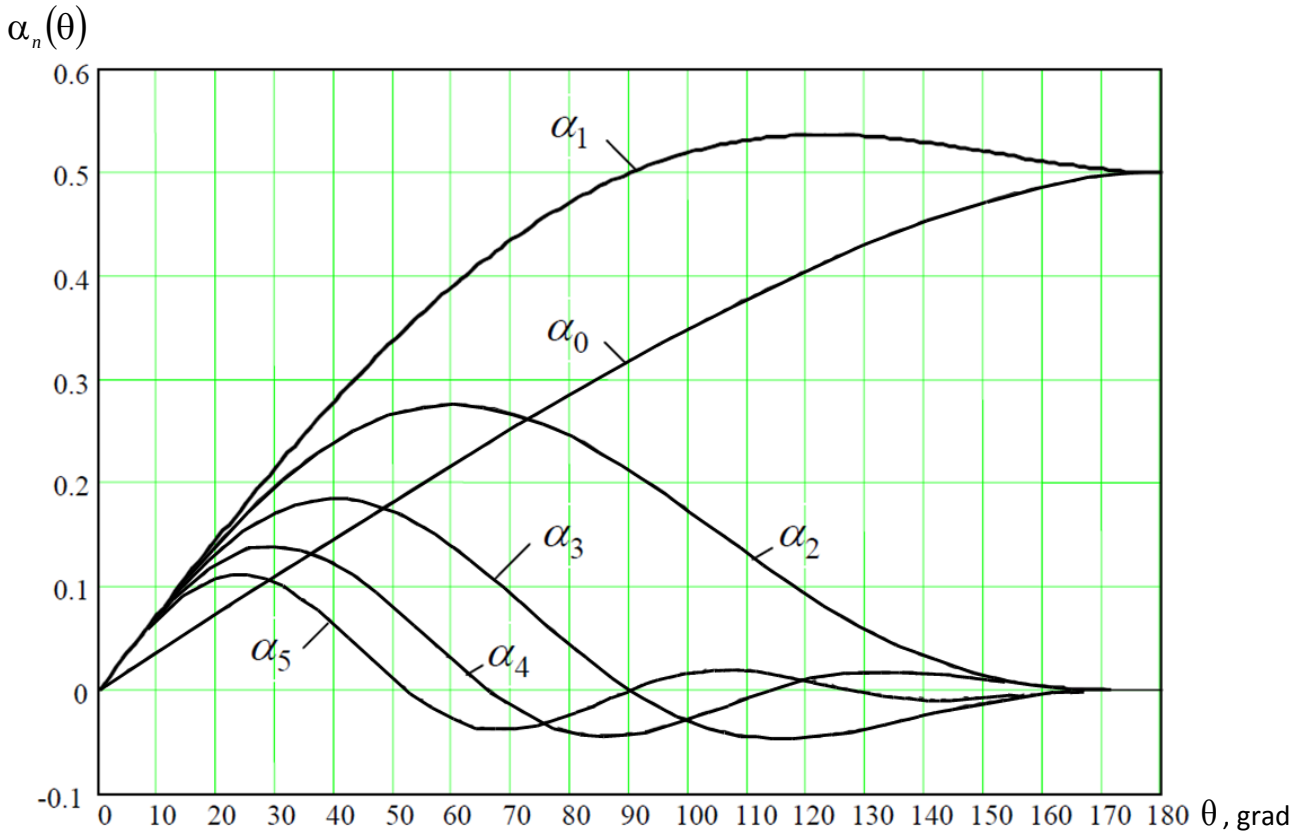
$$\alpha_n(\theta) = \frac{I_n}{I_{max}} = \frac{\gamma_n(\theta)}{1-\cos\theta}, \qquad I_{max} = SU_m(1-\cos\theta),$$

$$\cos\theta = (U_s - U_0)/U_m \;\; agar \;\; S > 0, \qquad \cos\theta = (U_0 - U_s)/U_m \;\; agar \;\; S > 0.$$

I.3-jadval.

θ	γ_0	γ_1	γ_2	$10\,\gamma_3$	$10\,\gamma_4$	α_0	α_1	α_2	$10\,\alpha_3$	$10\,\alpha_4$
5	.0001	.0001	.0001	.0014	.0014	.0185	.0370	.0369	.3678	.3658
10	.0006	.0011	.0011	.0109	.0107	.0370	.0738	.0731	.7203	.7049
15	.0019	.0038	.0037	.0355	.0388	.0555	.1102	.1080	1.0430	.9930
20	.0045	.0088	.0085	.0798	.0730	.0739	.1461	.1408	1.3229	1.2102
25	.0086	.0170	.0160	.1452	.1258	.0923	.1811	.1710	1.5494	1.3432
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


$\gamma_n(\theta)$
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
–0.1
γ_1
γ_0
γ_2
γ_4
γ_3
γ_5
0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140 150 160 170 180 θ, grad


$\alpha_n(\theta)$
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
-0.1
α_1
α_0
α_3
α_2
α_5
α_4
0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140 150 160 170 180 θ, grad

I.2-rasm.

Ilova 5. Bessel funksiyalari

$$\sin(x\sin\alpha) = 2J_1(x)\sin\alpha + 2J_3(x)\sin 3\alpha + \dots,$$
$$\sin(x\cos\alpha) = 2J_1(x)\cos\alpha - 2J_3(x)\cos 3\alpha + \dots,$$
$$\cos(x\sin\alpha) = J_0(x) + 2J_2(x)\cos 2\alpha + 2J_4(x)\cos 4\alpha + \dots,$$
$$\cos(x\cos\alpha) = J_0(x) - 2J_2(x)\cos 2\alpha + 2J_4(x)\cos 4\alpha - \dots,$$

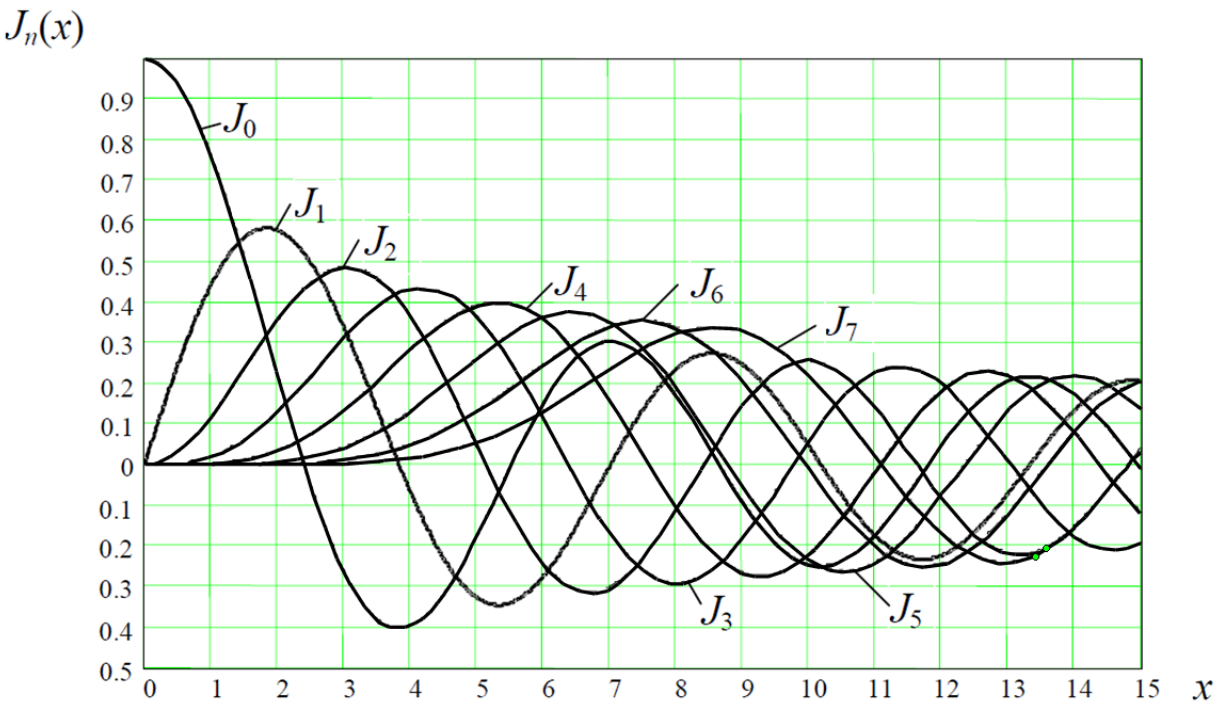
bunda, $J_n(x)$ – birinchi tur Bessel funksiyasi n-tartibli koeffisienti. Bessel funksiyalari qiymatlari I.4-jadvalda va grafigi I.3-rasmda keltirilgan. I.5-jadvalda birinchi tur Bessel funksiyasining $J_n(x)$ qiymati nolga teng bo‘luvchi x ning qiymatlari keltirilgan.

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	.031							
1.0	.765	.440	.115	.019	.002	.000	.000	.000	.000	.000
1.5	.512	.558	.232							
2.0	.224	.577	.353	.129	.034	.007	.001	.000	.000	.000
2.5	-.048	.497	.446							
3.0	-.260	.339	.486	.309	.132	.043	.011	.002	.000	.000
3.5	-.380	.137	.459							
4.0	-.397	-.066	.364	.430	.281	.132	.049	.015	.004	.001
4.5	-.320	-.231	.218							
5.0	-.178	-.328	.047	.365	.391	.261	.131	.053	.018	.005
5.5	-.007	-.341	-.117	.252	.396	.320	.187	.087	.034	.011
6.0	.151	-.277	-.243	.115	.358	.362	.246	.129	.056	.021
6.5	.260	-.154	-.307	-.035	.274	.373	.300	.180	.088	.037
7.0	.300	-.005	-.301	-.168	.158	.348	.339	.234	.128	.059
7.5	.266	.135	-.230	-.257	.024	.283	.353	.283	.175	.087
8.0	.172	.235	-.113	-.291	-.105	.186	.338	.320	.223	.126
8.5	.042	.273	.022	-.261	-.206	.067	.286	.337	.269	.169
9.0	-.090	.245	.145	-.181	-.265	-.055	.204	.327	.305	.215
9.5	-.194	.162	.228	-.065	-.268	-.160	.099	.268	.323	.256
10.0	-.246	.043	.254	.058	-.220	-.234	-.014	.217	.318	.292
10.5	-.237	-.079	.222	.162	-.128	-.260	-.120	.123	.283	.310
11.0	-.171	-.177	.139	.227	-.015	-.238	-.202	.018	.225	.309
11.5	-.068	-.228	.028	.237	.096	-.170	-.244	-.084	.142	.282
12.0	.048	-.223	-.085	.195	.182	-.073	-.244	-.170	.045	.230
12.5	.147	-.165	-.173	.110	.225	.035	-.198	-.224	-.054	.156
13.0	.207	-.070	-.218	.003	.219	.132	-.118	-.241	-.141	.067
13.5	.215	.038	-.209	-.103	.164	.197	-.018	-.213	-.203	-.027
14.0	.171	.133	-.152	-.177	.076	.220	.081	-.151	-.232	-.114
14.5	.088	.193	-.061	-.209	-.026	.195	.160	-.062	-.220	-.181
15.0	-.014	.205	.042	-.194	-.119	.130	.206	.034	-.174	-.220

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



I.3-rasm.

ADABIYOTLAR

1. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2017 йил 7 февралдаги “Ўзбекистон Республикасини янада ривожлантириш бўйича Ҳаракатлар стратегияси тўғрисида”ги ПФ-4947-сон Фармони.
2. Signals and systems: analysis using transform methods and MATLAB. M.J. Roberts. Publisher: McGrow-Hill Science Engineering, 2012.
3. **Jon B. Hagen.** Radio-Frequency Electronics. Circuits and Applications. Cambridge University Press, 2009.
4. **Abduazizov A.A.** Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. – T.: “Fan va texnologiyalar”, 2011. – 416 b.
5. **Abduazizov A.A., Muxitdinov M.M., Yusupov Ya.T.** Radiotexnik zanjirlar va signallar. Darslik. – T.: “Sams-ASA”, 2013. – 480 b.
6. **Abduazizov A.A., Faziljanov I.R., Yusupov Ya.T.** Signallarga raqamli ishlov berish. O‘quv qo‘llanma. – T.: “Cho‘lpon nomidagi NMIU”, 2013. – 160 b.
7. **Abduazizov A.A., Yusupov Ya.T.** Radiotexnik tizimlar. O‘quv qo‘llanma. 1-QISM – T.: “O‘quv-ta’lim metodika”, 2015. – 296 b.
8. **Abduazizov A.A., Raximov T.G.** Radiotexnik tizimlar. O‘quv qo‘llanma. 2-QISM – T.: “O‘quv-ta’lim metodika”, 2015. – 264 b.
9. **Акулиничев Ю.П.** Теория электрической связи: Учебное пособие. – СПб.: Издательство «Лань», 2010. – 240 с.
10. **Биккенин Р.Р., Чесноков М.Н.** Теория электрической связи. Учебное пособие. – М.: Издательский центр «Академия», 2010. – 336с.
11. **Васильев К.К., Глушков В.А., и др.** Теория электрической связи. Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 452с.
12. **Васюков В.Н.** Теория электрической связи. Новосибирск, НГТУ, 2006.
13. **Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С.** Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. – М.: Эко-трендз, 2005. – 392с.

14. **Денисенко А.Н.** Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 704с.
15. **Зюко А.Г., Кловский Д.Д., и др.** Теория электрической связи. Учебник для вузов. Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432с.
16. **Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н.** Теоретические основы радиотехники. Учебное пособие. Под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Высшая школа, 2002. – 306с.
17. **Каганов В.И.** Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005. – 432с.
18. **Прокс Дж.** Цифровая связь. – М: Радио и связь, 2000.
19. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. – М.: Радио и связь, 2005.
20. **Романюк В.А.** Основы радиосвязи. – М.: ЮРАЙТ, 2011. – 287с.
21. **Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. – М.: «Вилямсь», 2003. – 1104с.
22. **Феер К.** Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. – М: Радиои связь, 2000.
23. **Tulyaganov A.A., Shayusupova X.X., Sobirova U.Sh., Yusupov Ya.T. Yadgarova N.A.** Signallar va tizimlar. O‘quv qo‘llanma. – T.: “Aloqachi”, 2017. – 216 b.
24. **Tulyaganov A.A., Shayusupova X.X., Sobirova U.Sh., Yusupov Ya.T.** Elektr aloqa asoslari. O‘quv qo‘llanma. – T.: “Aloqachi”, 2017. – 248 b.
25. Радиочастота спектри, радиоэлектрон воситалар ва электромагнит мослашувига оид атамаларнинг русча-ўзбекча изоҳли луғати. «UNICON.UZ» ДУК директори А. Файзуллаевнинг умумий таҳрири остида. Тошкент, 2010.
26. Axborot-kommunikatsiya texnologiyalari izohli lug‘ati. Toshkent, 2010.

MUNDARIJA

QISQARTMALAR 3
KIRISH 6
1. AXBOROT, XABAR VA SIGNALLAR HAQIDA UMUMIY TUSHUNCHALAR 9
1.1. Umumiy tushunchalar 9
1.2. Signallar va ularning parametrlari 11
1.3. Aloqa kanallari 15
1.4. Kodlash va dekodlash, modulyatsiya va demodulyatsiya 17
1.5. Aloqa kanalidagi xalaqitlar va buzilishlar 24
1.6. Aloqa tizimlarining sifat ko‘rsatkichlari 26
Nazorat savollari 31

2. SIGNALLARNING MATEMATIK MODELLARI 33
2.1. Determinant signallarning matematik modellari 33
2.2. Davriy signallarni Furye qatoriga yoyish 36
2.3. Ba’zi davriy signallarning spektrlari 41
2.4. Furye almashtirishi 46
2.5. Furye almashtirishning xossalari 49
2.5.1. Signalni vaqt bo‘yicha surish 49
2.5.2. Vaqt masshtabini o‘zgartirish 51
2.5.3. Signal spektrini surish 52
2.5.4. Signallarni differensiallash va integrallash 52
2.5.5. Signallarni qo‘shish 53
2.5.6. Ikki signalning ko‘paytmasi 53
2.6. Ba’zi nodavriy signallarning spektrlari 54
2.7. Davriy signal quvvatining uning spektrida taqsimlanishi 60
2.8. Signalning vaqt va spektr xarakteristikalari orasidagi bog‘liqlik 61
Nazorat savollari 63

3. NOCHIZIQLI ELEMENTLAR XARAKTERISTIKALARINI APPROKSIMATSIYALASH 65
3.1. Ko‘phad bilan aprroksimatsiyalash 66
3.2. Eksponenta bilan approksimatsiyalash 67
3.3. To‘g‘ri chiziq bo‘laklari bilan approksimatsiyalash 69
3.4. Giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalash 70
Nazorat savollari 73

4. NOCHIZIQLI ELEKTR ZANJIRLARNI TAHLIL ETISH USULLARI 74
4.1. NElarning ishlash rejimlari va ularni tahlil etish usullari 74
4.2. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli..... 75
4.3. Uch va besh ordinatalar usuli 78
4.4. Bessel funksiyasidan foydalanish usuli..... 80
4.5. Kesish burchagi usuli 81
4.6. Tok spektri foydali tashkil etuvchilarini ajratish 85
Nazorat savollari..... 87

5. ANALOG MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR..... 88
5.1. Asosiy tushunchalar 88
5.2. Amplituda modulyatsiyasi..... 89
5.3. AM signallarni olish usullari..... 93
5.3.1. Diodli amplituda modulyatori..... 93
5.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori..... 95
5.4. Balansli modulyatsiya 98
5.5. Bir polosali modulyatsiya..... 101
5.6. Burchak modulyatsiyalangan signallar 104
5.6.1. Garmonik burchak modulyatsiyasi 106
5.6.2. Garmonik burchak modulyatsiyali signal spektri 108
5.7. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish 111
5.8. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish..... 114
Nazorat savollari..... 117

6. ANALOG MODULYATSIYALANGAN SIGNALLARNI DETEKTORLASH
..... 118
6.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash 118
6.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi..... 121
6.3. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashi..... 124
6.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni sinxron detektorlash 127
6.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash..... 132
6.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash 135
6.6.1. Chastota o‘zgarishini amplituda o‘zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori..... 136
6.6.2. Tebranish konturlari o‘zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori 137
6.6.3. O‘zaro induktiv bog‘langan, kirish ChM signalining o‘rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan ChD..... 139
Nazorat savollari..... 142

7. DISKERT VA IMPULSLI MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR..... 143
7.1. Diskret modulyatsiyalangan signallarning turlari va ularning spektrlari..... 143
7.2. Impulslar ketma-ketligini modulyatsiyalash (impulsli modulyatsiya) 149
7.3. Impuls amplitudasi modulyatsiyalangan signal spektri 151
Nazorat savollari..... 153

8. UZLUKSIZ SIGNALLARNI DISKRETLASH VA KVANTLASH 155
8.1. Asosiy tushunchalar va ta'riflar 155
8.2. Uzluksiz signallarni bir xil oraliqlarda diskretlash. Kotelnikov teoremasi ... 158
8.3. Diskretlangan signal spektri..... 165
8.4. Adaptiv diskretlash..... 168
8.5. Kvantlash..... 170
Nazorat savollari..... 173

9. UZLUKSIZ SIGNALLARNI RAQAMLI SHAKLDA UZATISH 175
9.1. Asosiy tushunchalar 175
9.2. Impuls-kodli modulyatsiya..... 176
9.3. Differensial impuls-kodli modulyatsiya..... 180
9.4. Delta modulyatsiya..... 182
Nazorat savollari..... 184

10. RAQAMLI MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR 185
10.1. Amplituda manipulyatsiyasi (ASK)..... 186
10.2. Ikkilik faza manipulyatsiyasi (BPSK)..... 188
10.3. Kvadraturali faza manipulyatsiyasi (QPSK)..... 190
10.4. Siljishli kvadraturali faza manipulyatsiyasi (SQPSK)..... 195
10.5. Kvadraturali amplituda modulyatsiyasi (QAM) 198
10.6. Amplituda-faza manipulyasiyasi (APK)..... 204
10.7. Chastota manipulyatsiyasi (FSK)..... 206
10.8. Minimal faza siljishili chastota manipulyatsiyasi (MSK)..... 210
10.9. Gauss minimal faza siljishili chastota manipulyatsiyasi (GMSK) 214
Nazorat savollari..... 215

11. TASODIFIY JARAYONLAR VA ULARNING ENERGETIK SPEKTRI .. 216
11.1. Signal va xalaqitlar – tasodifiy jarayon..... 216
11.2. Gauss tasodifiy jarayoni 222
11.3. Tasodifiy jarayonlarning energetik spektri 225
11.4. Tasodifiy jarayonning spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasidagi bog'liqlik. Oq shovqin..... 227
Nazorat savollari..... 229

12. SIGNALLARNI QABUL QILISH ASOSLARI 231
12.1. Signallarga ishlov berish usullari 233
12.1.1. Sinxron to‘plash usuli 233
12.1.2. Integrallash usuli 236
12.2. Kogerent va nokogerent qabullash usuli 238
12.3. Signallarni korrelyatsiya va avtokorrelyatsiya usulida qabullash 243
12.4. Signallarni moslashgan filtrlardan foydalanib qabul qilish 245
12.4.1. Yakka videoimpulsni optimal filtrlash 251
12.4.2. Radioimpulsni optimal filtrlash 252
12.5. Uzluksiz signallarni optimal filtrlash 255
Nazorat savollari 260

13. DISKRET SIGNALLARNI OPTIMAL QADUL QILISH 261
13.1. Signallarni qabul qilish optimal algoritmlari 261
13.2. Ikkita diskret signalni qabul qilish 261
13.3. $\boldsymbol{m}$ ta diskret signallarni qabul qilish 268
13.4. Tasodifiy boshlang’ich fazali ikkita signalni qabul qilish 274
13.5. Tasodifiy boshlang’ich fazali $\boldsymbol{m}$ ta signalni qabul qilish 276
Nazorat savollari 278

14. KO‘P KANALLI ALOQA TIZIMLARI 280
14.1. Umumiy kanal resursini taqsimlash usullari 280
14.2. Signallarni birlashtirish va ajratish masalasining qo‘yilishi 286
14.3. Kanallarni chastota bo‘yicha ajratish 288
14.3.1. Kanallarni chastota bo‘yicha birlashtirish va ajratish prinsipi 288
14.3.2. Guruh signali, uning tarkibi va xarakteristikalari 290
14.4. Kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish 293
14.4.1. Kanallarni vaqt bo‘yicha ajratish prinsipi 294
14.4.2. KVAga asoslangan tizim guruh signalining xarakteristikalari 296
14.5. Signallarni shakl bo‘yicha ajratish 300
14.5.1. Asinxron-manzilli aloqa tizimlari 300
Nazorat savollari 304

GLOSSARIY 305
ILOVALAR 315
ADABIYOTLAR 323

ОГЛАВЛЕНИЕ

Сокращение ……. 3
Введение 6
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИНФОРМАЦИИ, СООБЩЕНИЙ И СИГНАЛОВ 9
1.1. Общие сведения..... 9
1.2. Сигналы и их параметры..... 11
1.3. Каналы связи..... 15
1.4. Кодирование и декодирование, модуляция и демодуляция……. 17
1.5. Помехи и искажения в каналах связи…….. 24
1.6. Качественные показатели систем связи…….. 26
Контрольные вопросы……. 31

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИГНАЛОВ…..... 33
2.1. Математические модели детерминированных сигналов…….. 33
2.2. Разложение в ряд Фурье периодических сигналов…… 36
2.3. Спектры некоторых периодических сигналов……... 41
2.4. Преобразование Фурье……. 46
2.5. Свойства преобразование Фурье……. 49
2.5.1. Сдвиг сигнала во времени …… 49
2.5.2. Изменение масштаба времени ……. 51
2.5.3. Сдвиг спектра сигнала …….. 52
2.5.4. Дифференцирование и интегрирование сигналов…….. 52
2.5.5. Сложение сигналов…… 53
2.5.6. Умножение двух сигналов……. 53
2.6. Спектры некоторых непериодических сигналов …….. 54
2.7. Распределение мощности в спектре колебаний……. 60
2.8. Связь между временными и спектральными характеристиками…….. 61
Контрольные вопросы……. 63

3. АППРОКСИМАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ……... 65
3.1. Аппроксимация полиномом……. 66
3.2. Аппроксимация экспонентой …….. 67
3.3. Кусочно-линейная аппроксимация…….. 69
3.4. Аппроксимация гиперболическими функциями…… 70
Контрольные вопросы……. 73

4. МЕТОДЫ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ…….. 74
4.1. Режимы работы НЭ и методы анализа ……..…… 74
4.2. Методы использования тригонометрических функций…… 75
4.3. Методы трех и пяти ординат…… 78
4.4. Метод функции Бесселя ……... 80

4.5. Метод угла отсечки …….. 81
4.6. Выделение полезных составляющих тока…… 85
Контрольные вопросы……. 87

5. СИГНАЛЫ АНАЛОГОВОЙ МОДУЛЯЦИИ …….. 88
5.1. Общие сведения …….. 88
5.2. Амплитудная модуляция…….. 89
5.3. Методы получения АМ сигналов ……... 93
5.3.1. Диодные амплитудные модуляторы…… 93
5.3.2. Транзисторные амплитудные модуляторы……. 95
5.4. Балансная модуляция…… 98
5.5. Однополосная модуляция……. 101
5.6. Сигналы с угловой модуляцией…….. 104
5.6.1. Гармоническая угловая модуляция…….. 106
5.6.2. Спектр колебания при гармонической угловой модуляции…….. 108
5.7. Формирование частотно-модулированных сигналов…… 111
5.8. Формирование фазомодулированных сигналов……. 114
Контрольные вопросы……. 117

6. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ……. 118
6.1. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов……. 118
6.2. Квадратичный режим амплитудного детектора ……..……... 121
6.3. Линейный режим амплитудного детектора…… 124
6.4. Синхронное детектирование АМ сигналов…… 127
6.5. Детектирование ФМ сигналов……. 132
6.6. Детектирование ЧМ сигналов……. 135
6.6.1. Детектирование ЧМ сигнала путем её преобразования в АМ сигнал …… 136
6.6.2. Частотный детектор с расстроенными контурами..... 137
6.6.3. Частотный детектор с настроенными и взаимно связанными контурами..... 139
Контрольные вопросы……. 142

7. ДИСКРЕТНО И ИМПУЛЬСНО МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ… 143
7.1. Виды дискретно модулированных сигналов и их спектры …….. 143
7.2. Модуляция импульсной последовательности (импульсная модуляция) …….. 149
7.3. Спектр сигнала при импульсной амплитудной модуляции……. 151
Контрольные вопросы……. 153

8. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ И КВАНТОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ……. 155
8.1. Основные понятия и определения …….... 155
8.2. Равномерная дискретизация непрерывных сигналов. Теорема

Котельникова ……... 158
8.3. Спектр дискретизированного сигнала …… 165
8.4. Адаптивная дискретизация ……. 168
8.5. Квантование…….. 170
Контрольные вопросы……. 173

9. ПЕРЕДАЧА НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОМ ВИДЕ… 175
9.1. Общие сведения……. 175
9.2. Импульсно-кодовая модуляция…….. 176
9.3. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция……. 180
9.4. Дельта модуляция……..... 182
Контрольные вопросы……. 184

10. СИГНАЛЫ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ…… 185
10.1. Амплитудная манипуляция (ASK)…… 186
10.2. Бинарная фазовая манипуляция (BPSK)…….. 188
10.3. Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)…….. 190
10.4. Квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (SQPSK)……..... 195
10.5. Квадратурная амплитудная модуляция (QAM)…… 198
10.6. Амплитудно-фазовая манипуляция (APK)……... 204
10.7. Частотная манипуляция (FSK)…….. 206
10.8. Минимальная частотная манипуляция (MSK)……. 210
10.9. Гауссовская минимальная частотная манипуляция (GMSK)……. 214
Контрольные вопросы……. 215

11. СЛУЧАЙНЫЕ ПРОЦЕССЫ И ИХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СПЕКТРЫ.. 216
11.1. Сигналы и помехи – случайные процессы…… 216
11.2. Гауссовский случайный процесс……..... 222
11.3. Энергетический спектр случайных процессов …… 225
11.4. Связь между спектральной плотностью и корреляционной функции случайных процессов. Белый шум…… 227
Контрольные вопросы……. 229

12. МЕТОДЫ ПРИЕМА СИГНАЛОВ ……..... 231
12.1. Методы обработки сигналов ……. 233
12.1.1. Метод синхронного накопления …… 233
12.1.2. Метод интегрирования ……..... 236
12.2. Когерентные и некогерентные приемы …… 238
12.3. Методы корреляционного и автокорреляционного приема сигналов……. 243
12.4. Прием сигналов при помощи согласованных фильтров……. 245
12.4.1. Оптимальная фильтрация одиночного видеоимпульса…… 251
12.4.2. Оптимальная фильтрация одиночного радиоимпульса…… 252
12.5. Оптимальная фильтрация непрерывных сигналов…… 255
Контрольные вопросы……. 260

13. ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ…… 261
13.1. Оптимальные алгоритмы приема сигналов……..... 261
13.2. Прием двух дискретных сигналов…… 261
13.3. Прием m дискретных сигналов …….. ……. 268
13.4. Прием двух дискретных сигналов с неизвестными начальными фазами …….. 274
13.5. Прием m дискретных сигналов с неизвестными начальными фазами ……. 276
Контрольные вопросы……. 278

14. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ …….. 280
14.1. Методы распределения ресурса общего канала …… 280
14.2. Постановка задачи объединения и разделения сигналов…… 286
14.3. Частотное разделение каналов …….. 288
14.3.1. Принцип частотного объединения и разделения каналов…… 288
14.3.2. Групповой сигнал, его структура и характеристики…….. 290
14.4. Временное разделение каналов ……. 293
14.4.1. Принцип временного разделения каналов……. 294
14.4.2. Характеристики группового сигнала систем с ВРК……. 296
14.5. Разделение сигналов по форме…….. 300
14.5.1. Асинхронно-адресные системы связи…… 300
Контрольные вопросы……. 304

ГЛОССАРИЙ ……... 305
ПРИЛОЖЕНИЯ ……... 315
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ……. 323

CONTENTS

The list of abbreviations..... 3
Introduction..... 6
1. THE GENERAL CONVERGENCE ON THE INFORMATION, MESSAGES AND SIGNALS..... 9
1.1. The general convergence..... 9
1.2. Signals and them parameters 11
1.3. Communication channels..... 15
1.5. Coding and decoding, modulation and demodulation…… 17
1.6. Noises and distortions in communication paths…….. 24
1.7. Quality indicators of communication systems…… 26
Control questions …….. 31

2. MATHEMATICAL MODELS OF SIGNALS …..... 33
2.1. Mathematical models of the determined signals …… 33
2.2. Expansion abreast Fourier of periodic signals …….. 36
2.3. Spectra of some periodic signals …… 41
2.4. Conversion Fourier …… 46
2.5. Properties conversion Fourier …… 49
2.5.1. Signal shift in time…….. 49
2.5.2. Time scale change…… 51
2.5.3. Shift of a spectrum of a signal…….. 52
2.5.4. Differentiation and integration of signals…… 52
2.5.5. Addition of signals……... 53
2.5.6. Multiplication of two signals …….. 53
2.6. Spectra of some non-cycle signals ……. 54
2.7. Capacity allocation in a spectrum of oscillations…… 60
2.8. Communication between temporal and spectral characteristics……. 61
Control questions …….. 63

3. APPROXIMATION OF CHARACTERISTICS OF NON-LINEAR ELEMENTS ……. 65
3.1. Approximation by a polynomial …… 66
3.2. Approximation by an exponent …….. 67
3.3. Piecewise linear approximation …….. 69
3.4. Approximation by hyperbolic functions ……... 70
Control questions …….. 73

4. METHODS OF SPECTRUM ANALYSIS OF NON-LINEAR ELECTRICAL CIRCUITS …….. 74
4.1. Operation modes non-linear element and methods of their analysis ……. 74
4.2. Methods of usage of trigonometric functions ……..…….. 75
4.3. Methods of three and five ordinates …….. 78
4.4. A method of function of Bessel ……. 80

4.5. A method of a corner of a cut-off …….. 81
4.6. Selection of the useful components of a current ……..... 85
Control questions …….. 87

5. SIGNALS OF ANALOG MODULATION ……. 88
5.1. The general convergence …… 88
5.2. Amplitude modulation …… 89
5.3. Methods of obtaining AM of signals …….. 93
5.3.1. The diode amplitude modulators ……. 93
5.3.2. Transistor amplitude modulators……. 95
5.4. Balance modulation…… 98
5.5. The single-sideband modulation …… 101
5.6. Signals with angle modulation …….. 104
5.6.1. Harmonic angle modulation……. 106
5.6.2. A spectrum oscillations at harmonic angle modulation…….. 108
5.7. Formation of frequency-modulated signals…… 111
5.8. Formation of phase modulated signals…… 114
Control questions …….. 117

6. DETECTION OF THE ANALOGO-MODULATED SIGNALS ……
118
6.1. Detection of amplitude modulated signals …… 118
6.2. A square mode of the amplitude detector…….. 121
6.3. An amplitude detector linear operation ……. 124
6.4. The synchronous detection AM of signals ……. 127
6.5. Detection of PM of signals……. 132
6.6. Detection of FM of signals…….. 135
6.6.1. Detection of FM of a signal by its conversion in AM a signal…… 136
6.6.2. The frequency detector with detuned circuits…… 137
6.6.3. The frequency detector with adjusted and mutually connected circuit… 139
Control questions …….. 142

7. DISCRETELY AND PULSEWISE MODULATED SIGNALS ……. 143
7.1. Types of discretely modulated signals and their spectra …… 143
7.2. Modulation of impulse sequence (pulse modulation)…… 149
7.3. A signal spectrum at impulse amplitude shift keying …… 151
Control questions …….. 153

8. SAMPLING AND QUANTIZATION OF THE CONTINUOUS
SIGNALS …….. 155
8.1. The main concepts and determinations ……..... 155
8.2. The uniform sampling of the continuous signals. The theorem of
Kotelnikova …….. 158
8.3. A spectrum of a sampled signal ……. 165
8.4. The adaptive sampling …… 168

8.5. Quantization…… 170
Control questions …….. 173

9. TRANSMISSION OF THE CONTINUOUS SIGNALS TO THE DIGITAL FORM …….. 175
9.1. The general convergence …… 175
9.2. PCM conversion …… 176
9.3. Differential pulse code modulation …… 180
9.4. Delta modulation……. 182
Control questions …….. 184

10. DIGITAL MODULATION SIGNALS …….. 185
10.1. Amplitude manipulation (ASK)…… 186
10.2. Binary phase manipulation (BPSK) ……. 188
10.3. Quadrature phase manipulation (QPSK) ……..... 190
10.4. Quadrature phase manipulation with shift (SQPSK) …….. 195
10.5. Quadrature amplitude shift keying (QAM)…….. 198
10.6. Amplitude-phase manipulation (APK) …… 204
10.7. Frequency manipulation (FSK) …….. 206
10.8. Minimum frequency manipulation (MSK) …….. 210
10.9. Gauss minimum frequency manipulation (GMSK)……. 214
Control questions …….. 215

11. CASUAL PROCESSES AND THEIR ENERGY SPECTRUMS……. 216
11.1. Signals and noises - casual processes ……..... 216
11.2. Gauss casual processes …..... 222
11.3. Energy spectrum of casual processes ……. 225
11.4. Communication between spectral density and correlative function of casual processes. A white noise …… 227
Control questions …….. 229

12. SIGNAL PICK-UP METHODS ……. 231
12.1. Signal processing methods ……... 233
12.1.1. A method of the synchronous accumulation…… 233
12.1.2. An integration method…… 236
12.2. The coherent and incoherent receptions …….. 238
12.3. Methods of correlative and autocorrelated signal pick-up …… ….. 243
12.4. Signal pick-up by means of the coordinated filters …… 245
12.4.1. An optimal filtration of a single video pulse……. 251
12.4.2. An optimal filtration of a single radio pulse……. 252
12.5. An optimal filtration of the continuous signals…… 255
Control questions …….. 260

13. OPTIMAL RECEPTION OF THE DISCRETE SIGNALS ……... 261
13.1. Optimal algorithms of signal pick-up …….. 261

13.2. Reception of two discrete signals ……. 261
13.3. Reception m the discrete signals …….. ….. 268
13.4. Reception of two discrete signals with unknown initial phases …….. 274
13.5. Reception m the discrete signals with unknown initial phases …… 276
Control questions …….. 278

14. MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEMS …… … 280
14.1. Methods of allocation of a resource of the general channel …… 280
14.2. Setting of the task of join and sharing of signals ……. 286
14.3. Frequency demultiplication of channels …….. 288
14.3.1. A principle of the frequency join and sharing of channels …… 288
14.3.2. A group signal, its structure and characteristics …… 290
14.4. Time division of channels …… 293
14.4.1. A principle of time division of channels …….. 294
14.4.2. Characteristics of a group signal of systems with TDM…… 296
14.5. Sharing of signals under the form……. 300
14.5.1. Asynchronous address communication systems…… 300
Control questions …….. 304

GLOSSARY……. 305
APPLICATIONS…….. 315
LIST OF REFERENCES……. 323

Tulyaganov Abduxalil Abdujalilovich
Nazarov Abdulaziz Mo‘minovich
Abduazizov Amandjan Abdumadjidovich
Faziljanov Ismoil Rustamovich
Alisher Agbarovich Yarmuhamedov
Yusupov Yarashbek Toxirbayevich

SIGNALLARNI UZATISH NAZARIYASI

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