

I.R. Faziljanov, H.H. Shayusupova,
U.Sh. Sobirova, X.I. Foziljonov

TIZIMLAR VA SIGNALLARNI QAYTA ISHLASH



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

I.R. Faziljanov, H.H. Shayusupova, U.Sh. Sobirova, X.I. Foziljonov

TIZIMLAR VA SIGNALLARNI QAYTA ISHLASH

**“5350100-Telekommunikasiya texnologiyalari
 (“Telekommunikasiyalar”, “Teleradioeshittirish”, Mobil' tizimlar)” va
“5330500 -Komp'yuter injiniringi” bakalavriat ta‘lim yo‘nalishlari
 talabalari uchun
 o‘quv qo‘llanma**

**O‘zbekiston Respublikasi Oliy va o‘rta maxsus ta‘lim vazirligining
 Muvofiqlashtiruvchi kengashi tomonidan o‘quv qo‘llanma sifatida
 tavsiya etilgan**

**«Mahalla va oila nashriyoti»
 Toshkent – 2021**

UO‘K: 32.811.1ya73

T 47

Tizimlar va signallarni qayta ishlash [Matn] : o‘quv qo‘llanma / I.R. Faziljanov, H.H. Shayusupova, U.Sh. Sobirova, X.I. Foziljonov .- Toshkent: Mahalla va Oila,2021.-208 b.

KBK 32.811.1ya73

Ushbu o‘quv qo‘llanmada axborot, xabar, tizimlar va signallarni qayta ishlash haqida umumiy tushunchalar, signallarning matematik modellari, davriy signallarni Furye qatoriga yoyish, Furye almashtirishi va uning xossalari, nochiziqli elementlar xarakteristikalarini approksimatsiyalash, nochiziqli zanjirlarni tahlil etish usullari, analog modulyatsiyalangan signallar, analog modulyatsiyalangan signallarni detektorlash, diskret va impulsli modulyatsiya, uzluksiz signallarni diskretlash va kvantlash, uzluksiz signallarni raqamli shaklda uzatish, raqamli modulyatsiyalangan signallar, tasodifiy jarayonlar, tasodifiy jarayonlar ning energetik spektri, signallarni qabul qilish asoslari, diskret signallarni optimal qabul qilish masalalari yetarli darajada yoritilgan.

O‘quv qo‘llanma oliy ta’lim muassasalarining “5350100-Telekommunikasiya texnologiyalari (“Telekommunikasiyalar”, “Teleradioeshittirish”, Mobil' tizimlar)” va “5330500 -Komp'yuter injiniringi” bakalavriat ta’lim yo‘nalishlari talabalariga mo‘ljallangan bo‘lib, tizimlar va signallarni qayta ishlash fanini o‘rganishda foydalanishlari mumkin.

ISBN 978-9943-7776-2-0

**© I.R. Faziljanov, H.H. Shayusupova,
U.Sh. Sobirova, X.I. Foziljonov. 2021 y.
© «Mahalla va oila nashriyoti»2021 y.**

ANNOTATSIYA

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

O'quv qo'llanma oliy ta'lim muassasalarining "5350100-Telekommunikasiya texnologiyalari ("Telekommunikasiyalar", "Teleradioeshittirish", Mobil' tizimlar)" va "5330500 -Komp'yuter injiniringi" bakalavriat ta'lim yo'nalishlari talabalari, hamda tizimlar va signallarni qayta ishlash sohasiga qiziquvchilar uchun mo'ljallangan.

АННОТАЦИЯ

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 и цепях, случайные процессы, энергетический спектр сигналов. Рассмотрены методы формирования аналоговой, дискретной, импульсной и цифровой модуляции, и их спектры, детектирование сигналов аналоговой модуляции. В достаточной степени освещены вопросы дискретизации и квантования непрерывных сигналов, передача непрерывных сигналов в цифровом виде, методы оптимального приема дискретных сигналов.

Учебное пособие предназначено для студентов высших образовательных учреждений, обучающихся по направлению образования «5350100-Телекоммуникационные технологии» и «5330500-Компьютер инжиниринг», а также лицам заинтересованных в системы и обработка сигналов.

SUMMARY

The manual contains the parameters and characteristics of information, messages and signals, mathematical models of signals and interference, methods for approximating the characteristics of nonlinear elements, spectral analysis of oscillations in nonlinear converters and circuits, random processes, and the energy spectrum of signals. Methods of forming analog, discrete, pulse and digital modulation, and their spectra, detection of analog modulation signals are considered. The issues of discretization and quantization of continuous signals, the transmission of continuous signals in digital form, and methods for optimal reception of discrete signals are sufficiently covered.

The manual is intended for students of higher educational institutions studying in the field of education “5350100-Telecommunication technologies” and “5330500-Computer engineering”, as well as to persons interested in systems and signal processing.

QISQARTMALAR

1. AChX – amplituda-chastota xarakteristikasi
2. AD – amplituda detektori
3. AE – aktiv element
4. AG – avtogenerator
5. AIM – amplituda impuls modulyatsiyasi
6. AK – aloqa kanali
7. AKF – avtokorrelyatsiya funksiyasi
8. AL – aloqa liniyasi
9. AM – amplituda modulyatsiyasi
10. AMP – amplituda manipulyatsiyasi
11. AO – axborot oluvchi
12. ARO' – analog raqam o'zgartirgich
13. AS – analog signal
14. AUT – axborot uzatish tizimi
15. BE – boshqaruvchi element
16. BM – balansli modulyator
17. BT – bipolyar tranzistor
18. ChA – chastota almashtirgich
19. ChD – chastota detektori
20. ChE – chiziqli element
21. ChEZ – chiziqli elektr zanjir
22. ChM – chastota modulyatsiyasi
23. ChMp – chastota manipulyatsiyasi
24. D – detektor
25. DK – dekodek
26. Dm – demodulyator
27. DS – diskret signal
28. EK – elektron kalit
29. EM – elektr manbai
30. F – filtr
31. FChX – faza chastota xarakteristikasi
32. FD – faza detektori
33. FM – faza modulyatsiyasi
34. FMp – faza manipulyatsiyasi

- 35. IKM – impuls kod modulyatsiyasi
- 36. IM – impuls modulyatsiyasi
- 37. K – koder
- 38. KF – korrelyatsiya funksiyasi
- 39. M – modulyator
- 40. MT – maydon tranzistori
- 41. NE – nochiziqli element
- 42. NFMp – nisbiy faza manipulyatsiyasi
- 43. O'KF – o'zaro korrelyatsiya funksiyasi
- 44. OChF – oraliq chastota filtri
- 45. PChF – past chastotalar filtri
- 46. QQ – Qabul qilish qurilmasi
- 47. RAO' – raqam analog o'zgartirgich
- 48. RK – radiokanal
- 49. SD – sinxron detektor
- 50. SMX – statik modulyatsion xarakteristika
- 51. TK – tebranish konturi
- 52. UQ – uzatish qurilmasi
- 53. US – uzluksiz signal
- 54. VAX – volt-amper xarakteristikasi
- 55. VIM – vaqt impuls modulyatsiyasi
- 56. XM – xabar manbai
- 57. YuChF – yuqori chastotalar filtri

KIRISH

Hozirgi zamon telekommunikasiya va aloqa tizimlari: radioaloqa, televidenie, ko'p kanalli uzatish tizimlari, radioeshittirish, sun'iy yo'ldosh orqali aloqa qurilmalari murakkab radioelektron tizimlar sirasiga kiradi. Tizimlar va signallarni qayta ishlash fanida telekommunikasiya qurilmalarida va tizimlaridagi asosiy funksional qurilmalar, ularning ishlash prinsipi va asosiy xarakteristikalari; aloqa kanallari orqali axborotlarni uzatish va ulardan foydalanish samaradorligini oshirish usullari o'rganiladi.

Tizimlar va signallarni qayta ishlash fani axborotlar, signallar bilan tanishtirish; signallarning asosiy turlari va asosiy xarakteristikalari; turli radiotexnik signallarni shakllantirish va ular radiotexnik qurilmalardan o'tish jarayonlari va o'zgarishlar (modulyatorlar, detektorlar, signallarni integrallash va differensiallash, signal chastotasini o'zgartirish va h.k.) raqamli signallar; turli xildagi halaqitlarning matematik modellari; radioqurilmalar halaqitbardoshligi va axborot uzatish qobiliyati; halaqitbardosh kodlar; signallarni optimal qabul qilish; analog va raqamli fil'trlash; turli modulyasiyalangan signallar halaqitbardoshligini solishtirish o'rganiladi.

Shunday qilib, tizimlar va signallarni qayta ishlash fani zamonaviy aloqa qurilmalari va tizimlarining rivojlanish yo'nalishlarini ham ko'rsatib beradi.

Tizimlar va signallarni qayta ishlash 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 hissaları 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 tadbiqu, signal va xalaqitlarga korrelyatsion ishlov berish asoslarini yaratishgan.

Ushbu o'quv qo'llanma "5350100- Telekommunikasiya texnologiyalari ("Telekommunikasiyalar", "Teleradioeshittirish", Mobil tizimlar)" va "5330500 - komp'yuter injiniringi" ta'lim yo'nalishlari bo'yicha bakalavrlar tayyorlashga mo'ljallangan.

Tizimlar va signallarni qayta ishlash fani nazariy fan bo'lib, talabalarga telekommunikasiya va aloqa tizimlari: radioaloqa, televidenie, komp'yuter injiniringi, ko'p kanalli uzatish tizimlari, radioeshittirish, sun'iy yo'ldosh orqali aloqaning istiqbolli

yo'nalishlarini ko'rsatib, amaliyotda yangi texnikani o'rganishga yordam beradi.

Tizimlar va signallarni qayta ishlash fanini o'rganishdan maqsad turli radiosignallarni shakllantirish, radioqabul qilish, radiouzatish qurilmalari asosiy funksional qismlari, komp'yuter injiniringidagi fizik jarayonlar, ularni matematik modeli orqali tahlil etish, asosiy ko'rsatgichlarini o'lchash va tahlil etishdan iborat.

Tizimlar va signallarni qayta ishlash 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.

Fanni o'rganish davomida axborotlar, signallar va turli xalaqitlarni matematik tarzda tasvirlash signallarni shakllantirish usullari, ularning elektr zanjirlardan o'tganda o'zgarishi, analog va raqamli shaklda axborotlarni uzatish asoslari, aloqa qurilmalari xalaqitbardoshligi; aloqa tizimlari axborot uzatish qobiliyati; xalaqitbardosh kodlar; signallarni optimal qabul qilish; optimal fil'trlash; aloqa tizimidan samarador foydalanish usullari, uyali aloqa tizimi asoslari o'rganiladi.

Fanning vazifasi talabalarga tizimlar va signallarni qayta ishlash asoslari va uning kelajak rivoji haqida, zamonaviy komp'yuter injiniringi va telekommunikasiya texnologiyalaridan samarali foydalanish, ularning ishlash jarayonini tahlil etishga, sifat va texnik ko'rsatkichlarini takomillashtirishga chora-tadbirlar ko'rishga o'rgatishdan iborat.

O'quv qo'llanma kirish, 9 ta bob, glossariy va adabiyotlar ro'yxatidan iborat bo'lib, fanning o'quv dasturi asosida tayyorlangan. O'quv qo'llanmaning oxirida glossariy keltirilgan bo'lib, atamalarning rus va ingliz tilidagi tarjimai ham berilgan.

1. TELEKOMMUNIKASIYA TIZIMLARI VA SIGNALLAR HAQIDA UMUMIY MA'LUMOTLAR

1.1. Axborot, xabar va signallar haqida umumiy tushunchalar

Axborot – bu xar xil fizik jarayonlar, jismlar, tarixiy va kundalik xodisalar to‘g‘risidagi ma‘lumotdir.

Informasiyani uzatish uchun uni ma‘lum bir shaklga keltirish lozim (tekst, jadval, grafik, rasm, xarakatdagi tasvir, va boshqalar). Bunday shakillanish natijasida informasiya xabarga aylanadi. Xabarni fazoniy bir nuqtasidan ikkinchi nuqtasiga uzatish uchun xabarni biror bir fizik jarayonga yuklashimiz ya'ni uni signalga aylantirishimiz lozim.

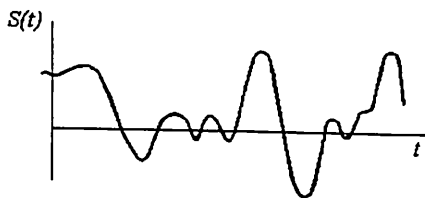
Signal deb biror bir fizik jarayonning bir yoki nechta parametrlarini xabarga mos ravishda o‘zgarishiga aytiladi.

Elektr signali deb – elektr jarayonining bir yoki bir nechta parametrlarini xabarga mos ravishda o‘zgarishiga aytiladi. 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.

Telekommunikasiya tizimlarida har qanday signal (elektrik, yorug‘lik, tovush va shu kabilar) $s(t)$ vaqt funksiyasi deb hisoblanadi. Signallarni ko‘rinishiga qarab quyidagi *turlarga* ajratish qabul qilingan [1]:

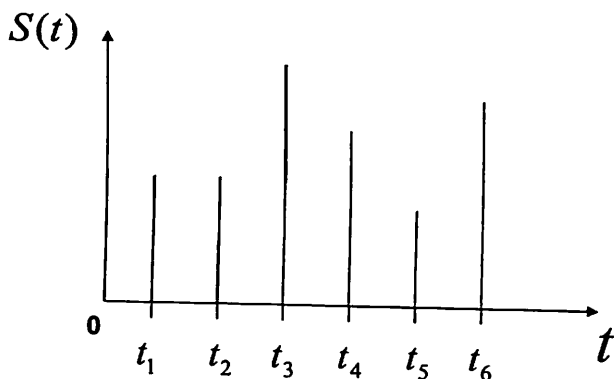
- uzluksiz signal;
- satx bo‘yicha uzluksiz, vaqt bo‘yicha esa diskret signal;
- satx va vaqt bo‘yicha diskret signal;
- satx bo‘yicha diskret, vaqt bo‘yicha esa uzluksiz signal;
- ikki asosli raqamli signal.

Belgilangan chegaralar ichida har qanday qiymatga ega bo‘lishi mumkin bo‘lsa, signal uzluksiz hisoblanadi . Matematik nuqtai nazardan, uzluksiz signal doimiy funktsiya sifatida ifodalanishi mumkinligini anglatadi. Mikrofondan tovush to‘lqinining membranasidagi bosimi yoki termojuftdan o‘lchangan harorat haqidagi signal bu kabi signallarga misol bo‘ladi.



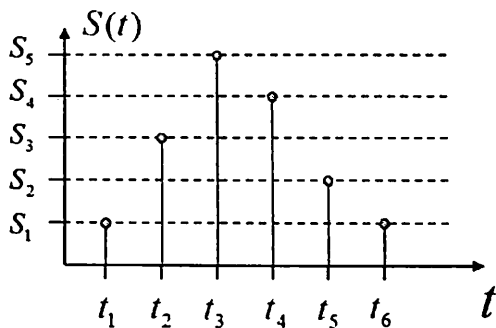
1.1-rasm. Uzlüksiz signal

Aksariyat signallar tabiatda uzluksiz (analog) signallar. Ular vaqt o'tishi bilan uzluksiz ravishda o'zgarib turadi va ma'lum bir oraliqda har qanday qiymatni qabul qilishi mumkin. Kompyuterga bunday signalni kiritish va uni qayta ishlash mumkin emas, chunki u har qanday vaqt oralig'ida cheksiz ko'p qiymatlarga ega. Shu sababli, raqamli ishlov berish tizimlarida signal alohida diskret vaqt momentlarida olingan signal qiymatlari bilan ifodalanadi (1.2-rasm). Ushbu qiymatlarga signalning oniy qiymati deyiladi. Bunday signallarga satx bo'yicha uzluksiz, vaqt bo'yicha esa diskret signal deb ataladi.



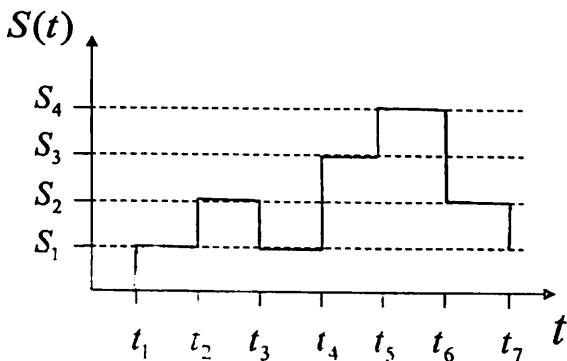
1.2-rasm. Satx bo'yicha uzluksiz, vaqt bo'yicha esa diskret signal

Xozirgi zamon raqamli telekommunikasiya, mobil aloqa va rompyuterda uzluksiz signalga to'g'ridan to'g'ri raqamli ishlov berib bo'lmaydi. Shuning uchun uzluksiz signal ham vaqt va sath buyicha diskretlanadi (1.3-rasm). Bunday signallarga satx va vaqt bo'yicha diskret signal signal deb ataladi.



1.3-rasm. Satx va vaqt bo'yicha diskret signal signal

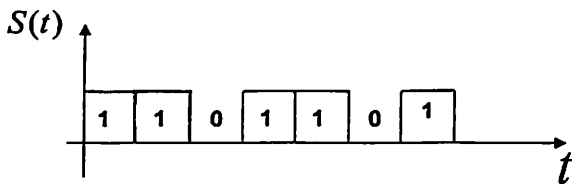
Raqamli ishlov berish tizimlarining raqamli uzluksiz aylantirgich qurilmalarining chiqishidagi past chastotali filtrgacha bo'lgan nuqttagacha signal satx bo'yicha diskret, vaqt bo'yicha esa uzluksiz signal (1.4-rasm) deb ataladi.



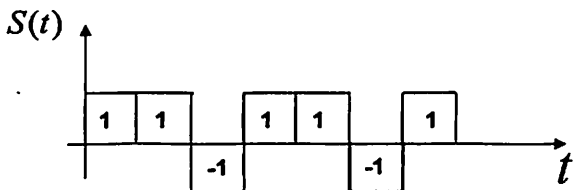
1.4-rasm. Satx bo'yicha diskret, vaqt bo'yicha esa uzluksiz signal

Raqamli signal bu diskret (raqamli) qiymatlar ketma-ketligi sifatida namoyish etilishi mumkin bo'lgan signaldir. Hozirgi vaqtda ikkilik raqamli signallar (bit oqimi) kodlashning osonligi va ikkilik elektronikasida ulardan foydalanish qulayligi tufayli eng keng tarqalgan.

Xozirgi zamon raqamli simli va simsiz aloqa tizimlarida keng ravishda raqamli signallar ishlatiladi. Raqamli signallar unipolyar (bir qutbli) va bipolyar (ikki qutbli) ko'rinishida bo'ladi (1.5-rasm).



a)

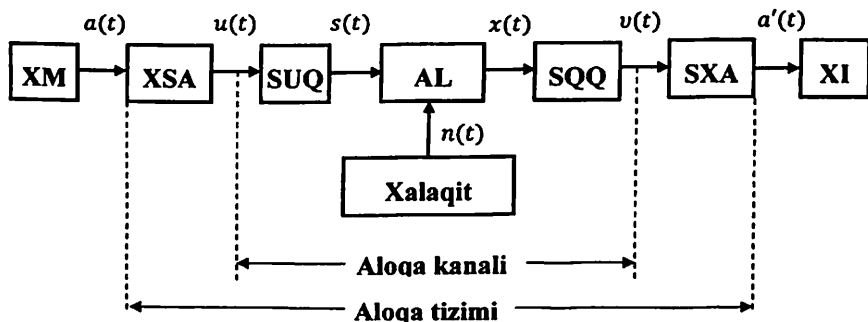


b)

1.5-rasm. Raqamli signallarning turlari: a) – unipolyar (bir qutbli); b) – bipolyar (ikki qutbli)

1.2. Elektraloqa tizimining funksional sxemasi

Xabarni manbadan xabar iste'molchiga yetkazib berish uchun foydalaniladigan texnik qurilmalar to'plami **aloqa tizimi** deb ataladi (1.6-rasm). Aloqa tizimi: xabar manbai (XM), xabarni elektr signalga aylantirish qurilmasi (XSAQ), signal uzatish qurilmasi (SUQ), aloqa liniyasi (AL), signal qabullash qurilmasi (SQQ), elektr signalni xabarga aylantirish qurilmasi (SXAQ) va xabar iste'molchi (XI) dan iborat. Umumiy ko'rinishdagi aloqa tizimining funksional sxemasi 1.6-rasmda keltirilgan[2].



1.6-rasm. Aloqa tizimining funksional 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.

Aloqa kanali deb xabar manbasi va iste'molchi o'rtasidagi xohlagan ikkita nuqta orasidagi texnik qurilmalar to'plamiga aytiladi. Aloqa kanallari ularning kirishi va chiqishidagi signal turiga qarab, uzliksiz va diskret aloqa kanaliga bo'linadi.

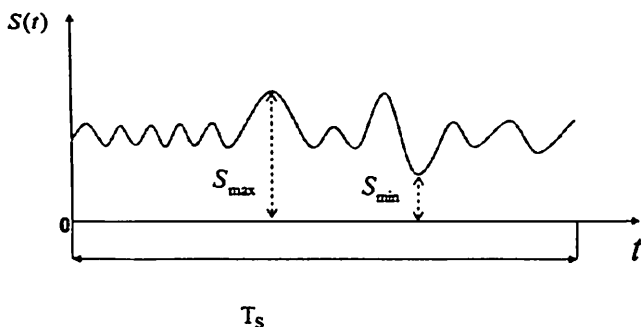
Sun'iy tarqatish vositasidan foydalangan aloqa kanallari va tizimlari (metall simlar, optik tolalar) simli deb ataladi va signallari ochiq fazo (makon, bo'shliq) orqali uzatiladigan aloqa kanallari va tizimlari radio kanallari va radio tizimlari deb ataladi.

Foydali signallar kamdan-kam hollarda buzilmasdan qabul qilinadi. Deyarli har doim shovqin va xalaqitlar ularga zararli ta'sir qiladi. Bunday holda, foydali signalni uzatish paytida u buziladi va xabar ba'zi xatolar bilan qabul qilinadi.

Xalaqitlar, odatda, uzatish tizimiga ta'siri tabiati bilan ajralib turadi: aditiv va multiplikativ xalaqitlar. Aditiv xalaqitlar, uzatish yo'lining har qanday nuqtasida foydali signal bilan qo'shiladi. Multiplikativ xalaqitlar foydali signalga ko'paytiriladi.

1.3. Signal va aloqa kanallarining parametrlari

Har qanday signal ma'lum bir T_s vaqt davomiyligida uzatiladi (1.7-rasm). Signal T_s vaqt oralig'ida o'zining eng kichik oniy qiymati S_{min} bilan eng katta oniy qiymati S_{max} oralig'ida o'zgaradi. Signal eng katta qiymati S_{max} ning uning eng kichik qiymati S_{min} ga nisbati, ya'ni $\frac{S_{max}}{S_{min}} = D_s$ signal **dinamik diapazoni** deb ataladi. Signal T_s vaqt davomida o'zining S_{max} qiymatidan S_{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.



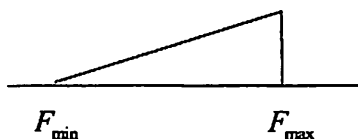
1.7-rasm. Signal parametrlarini aniqlash

Shunday qilib signal asosan uchta ko'rsatkichi bilan baholanadi
[1]:

- T_s – signal davomiyligi;
- D_s – signal dinamik diapazoni;
- F_s – signal spektri kengligi.

Signal quvvati orqali aniqlanadigan dinamik diapazoni

$$D_c = 10 \cdot \lg \frac{P_{max}}{P_{min}} \quad [\text{dB}] \quad (1.1)$$



1.8-rasm. Signal spektri kengligi aniqlash

$$F_s = F_{max} - F_{min} \quad (1.2)$$

Signal asosiy uch ko'rsatkichlarining ko'paytmasi

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

signal hajmi deb ataladi.

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

$$T_k \cdot D_k \cdot F_k = V_k \quad (1.4)$$

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

Signalni aloqa kanali orqali uzatish uchun quyidagi shartlar bajarilishi lozim:

$$T_k \geq T_s, D_k \geq D_s \text{ va } F_k \geq F_s \text{ yoki } V_k \geq V_s. \quad (1.5)$$

(1.5) 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.

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. *Aloqa kanallarining asosiy xossalari nimalardan iborat?*
7. *Xalaqitning qanday turlarini bilasiz?*
8. *Additiv xalaqit nima? Xalaqitning qaysi turlari additiv xalaqitga kiradi?*
9. *Multiplikativ xalaqit nima?*

2. FUNKSIONAL FAZOLAR VA ULARNING BAZISLARI. DAVRIY VA DAVRIY BO'LMAGAN SIGNALLARNI SPEKTRI

2.1. Signallarni funksional fazoda tasvirlash

Signallar murakkab jarayon bo'lganligi uchun ularni to'g'ridan – to'g'ri tahlil qilish juda qiyin. Shuning uchun signallarni tahlil qilishda, ularni oddiy tashkil etuvchilarga ajratib, ularni xususiyatlarini aniqlab, umumlashtirib signal haqida ma'lumot olish mumkin.

Yuqorida aytib o'tilganlarni amalga oshirish uchun n o'lchovli fazadagi vektor deb qarash mumkin. Bu vektorning har bir koordinata o'kidagi proeksiyalar uning tashkil etuvchilari bo'ladi. Uch o'lchovli fazadagi vektorni ko'rib chiqaylik.

$$\vec{A} = iAx + jAy + kAz \quad (2.1)$$

A – vektor uchta Ax, Ay, Az vektorlarнинг йиғиндисидан иборат.

$$d_A = \|\vec{A}\| = \sqrt{A_x^2 + A_y^2 + A_z^2} \quad (2.2)$$

d_A – A vektorning normasi yoki uzunligi deyiladi.

n o'lchovli fazo uchun (2.2) formulani quyidagicha yozish mumkin.

$$d_A = \sqrt{\sum_{k=1}^n A_k^2} \quad (2.3)$$

Agar uch o'lchovli fazoda ikkita A va B vektorlar berilgan bo'lsa, bu ikkita vektor orasidagi masofa quyidagi ifoda bo'yicha topiladi:

$$d_{AB} = \sqrt{\sum_{k=1}^n (A_k - B_k)^2} \quad (2.4)$$

Ortogonal fazo deb, faza o'qlari uzaro perpendikulyar bo'lgan (90°) fazoga aytiladi.

Signallarni tahlil qilishda umumiy ko‘rinishdagi Fur'e qatori juda qo‘l keladi.

$$S(t) = \sum_{k=0}^n a_k \varphi_k(t) \quad (2.5)$$

a_k – Fur'e qatori koeffisienti.

$\varphi_k(t)$ – Fur'e qatorining bazis funksiyasi.

Agar $\varphi_k(t)$ bazis funksiya vaqtga bog‘liq bo‘lsa, bunday fazo funksional fazo deyiladi. Agar (2.3) formulada $n \rightarrow \infty$ desak, u holda signalni normasi yoki signalni uzunligi quyidagi ifoda bo‘yicha topiladi:

$$d_{s1} = \sqrt{\int_0^T S_1^2(t) dt} \quad (2.6)$$

Signalni energiyasi quyidagi ifoda bo‘yicha topiladi:

$$E = \int_0^T S_1^2(t) dt \quad (2.7)$$

S_1 va S_2 signallar orasidagi masofa quyidagi ifoda bo‘yicha topiladi:

$$d_{S_1, S_2} = \sqrt{\int_0^T (S_1(t) - S_2(t))^2 dt} \quad (2.8)$$

Bazis funksiyalar ortogonal bo‘lishi uchun ular orasidagi burchak 90° bo‘lishi lozim, ya'ni quyidagi shart bajarilishi kerak:

$$\begin{cases} \int_0^T \varphi_l(t) \varphi_k(t) dt = 0 & , k \neq l \\ \int_0^T \varphi_k^2(t) dt \neq 0 & , k = l \end{cases} \quad (2.9)$$

Umumiy ko‘rinishda Fur'e qatorini quyidagicha yozish mumkin:

$$S(t) = \sum_{k=0}^n a_k \varphi_k(t) = a_0 \varphi_0(t) + a_1 \varphi_1(t) + a_2 \varphi_2(t) + \dots + a_k \varphi_k(t) + \dots \quad (2.10)$$

a_k – koeffitsientlari quyidagi formula orqali topiladi:

$$a_k = \frac{\int_0^T S(t) \varphi_k(t) dt}{\int_0^T \varphi_k^2(t) dt} \quad (2.11)$$

Bazis funksiyalar sifatida quyidagi ko‘rinishdagi funksiyalar ishlatiladi:

$$\text{Sin } k\Omega t, \text{ Cos } k\Omega t, \frac{\text{Sink}\Omega t}{k\Omega t} \quad \text{va} \quad e^{-jk\Omega t} \quad (2.12)$$

2.2. Davriy bo‘lgan signallarni spektri

Davriy signal (tok yoki kuchlanish) bu ma'lum bir T vaqt oralig‘idan keyin signal shakli takrorlanadi va bu oraliq signal davri deb ataladi. Davriy bo‘lgan signal uchun quyidagi shart bajariladi:

$$S(t + kT) = S(t) \quad (2.13)$$

Davriy bo‘lmagan signal uchun bu shart qondirilmaydi. Eng oddiy davriy signal bu garmonik tebranishdir.

$$S(t) = A \sin(\Omega t + \varphi) \quad (2.14)$$

bu erda A , Ω , φ - amplituda, burchak chastotasi va tebranish boshlang‘ich fazasi.

Davriy signalning eng oddiy shakli bu amplituda, davr va boshlang‘ich faza bilan ajralib turadigan garmonik signal yoki sinus to‘lqini. Boshqa barcha signallar garmonik bo‘lmagan yoki sinusoidal bo‘lmagan bo‘ladi[3].

Shuni ko‘rsatish mumkinki va amaliyot shuni isbotlaydiki, agar kirish signali davriy bo‘lsa, u holda chiziqli zanjirning xar bi r shaxobchasidagi boshqa barcha tok yoki kuchlanish (chiqish signallari) ham davriy bo‘ladi.

Elektr zanjirida davriy garmonik bo'lmagan signallarni (kirish ta'sirilari va ularning reaksiyalari) o'rganish uchun umumiy usul mavjud bo'lib, bu signallarni Furye qatorlariga yoyishga asoslanadi.

Bu usul shundan iboratki, har qanday davriy signallarni ma'lum bo'lgan amplituda, chastota va boshlang'ich fazalarga ega bir qator garmonik (ya'ni sinusoidal) signallarni algebraik yig'indisi sifatida qarash mumkin, chunki bunday yig'indini qiymati istalgan vaqtda ushbu davriy signalni qiymatlariga tengdir.

Furye trigonometrik qatori. Cheklanmagan interval $t \in (-\infty, \infty)$ da aniqlangan davriy $S(t)$ signalni quyidagi Furye trigonometrik qatori ko'rinishida ifodalash mumkin.

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\Omega t + b_k \sin k\Omega t), \quad (2.15)$$

Bu erda, $\Omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{F}$, $F = \frac{1}{T}$ va $k = 1, 2, \dots$

Signalni bunday yoyilma (2.16) shaklida ifodalash uchun $S(t)$ 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 koeffitsiyentlar quyidagi formulalar orqali aniqlanadi

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cos k\Omega t \, dt, \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \sin k\Omega t \, dt. \quad (2.16)$$

a_0 koeffitsiyent davriy signalni o'zgarmas tashkil etuvchisiga tengdir.

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \, dt. \quad (2.17)$$

Amaliyotda Furye trigonometrik (2.15) qatorning ikkinchi ko'rinishidan foydalanish qulay:

$$S(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\Omega t + \varphi_k), \quad (2.18)$$

Bu erda,

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

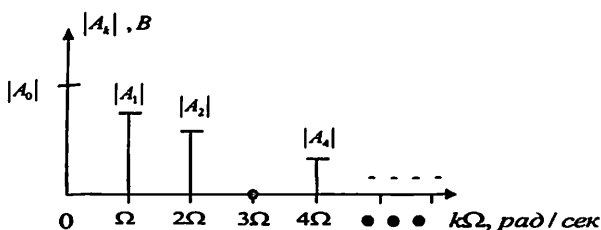
Berilgan davriy signalni tashkil etadigan turli xil chastotali garmonik tebranishlari to'plamiga signalning chastota spektri deyiladi.

Agar garmonik tebranishlar chastotasining to'plami diskret bo'lsa, u holda signalning spektri diskretdir, agar chastota to'plami uzluksiz bo'lsa, u holda signalning spektri uzluksizdir. Davriy signallarning spektri albatta diskretdir.

Davriy signallarning spektri uch xil bo'ladi:

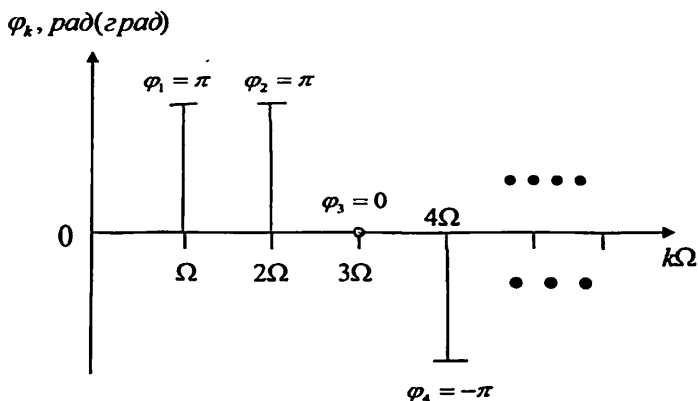
1. Amplituda spektri
2. Faza spektri
3. Quvvat spektri

Amplituda spektri - bu signalning garmonik tashkil etuvchilarini amplitudalarini chastota bo'yicha taqsimlanishi (2.1-rasm).



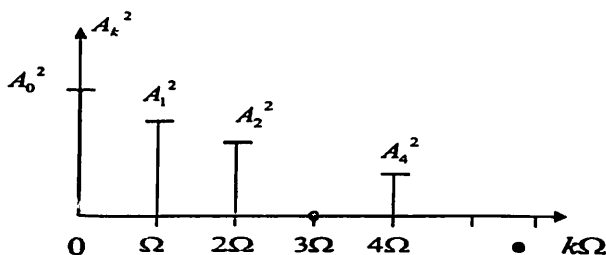
2.1-rasm. Davriy signalning amplituda spektri

Fazalar spektri - bu signalning garmonik tashkil etuvchilarini boshlang'ich fazalarini chastota bo'yicha taqsimlanishi (2.2-rasm).



2.2-rasm. Davriy signalning faza spektri

Quvvat spektri - bu signalning garmonik tashkil etuvchilarini quvvatlarini chastota bo'yicha taqsimlanishi (2.3-rasm).



2.3-rasm. Davriy signalning quvvat spektri

Davriy signallarning spektrlarini tahlil qilishda kompleks shakldagi Fyur qatorlari ham qo'llaniladi. Bunday holda, trigonometrik funktsiyalar eksponensial funktsiyalar bilan almashtiriladi. Furye kompleks qatorini quyidagicha ixcham ko'rishda yozish mumkin:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{c}_k e^{jk\Omega t}. \quad (2.19)$$

Bu erda, \hat{c}_k Fyure kompleks qatorning koeffitsiyentlari.

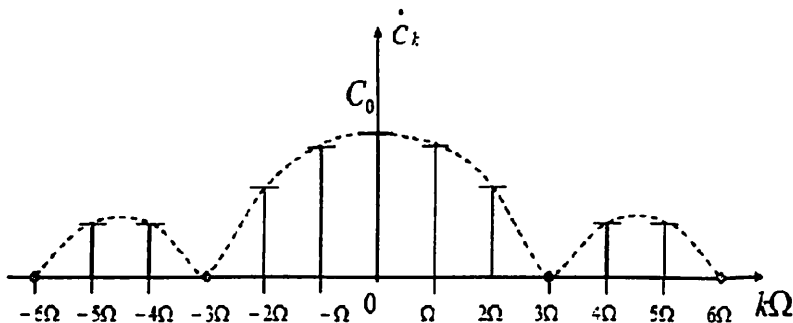
$$\dot{C}_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) e^{-jk\Omega t} dt. \quad (2.20)$$

$$\dot{C}_k = \frac{1}{2}(a_k - jb_k), \quad \dot{C}_{-k} = \frac{1}{2}(a_k + jb_k) \quad (2.21)$$

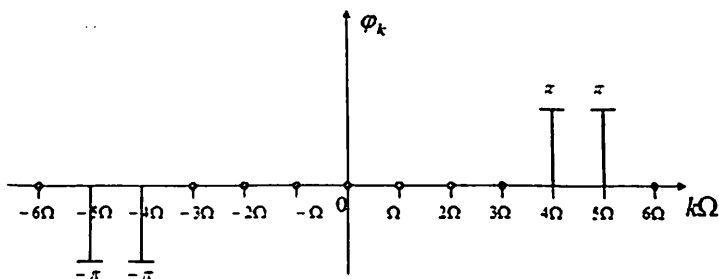
$$\dot{C}_k = \frac{1}{2} A_k \quad (2.21)$$

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad \varphi_k = -\arctg \frac{b_k}{a_k} \quad (2.22)$$

Furye kompleks qatori yordamida aniqlangan kompleks amplituda va faza spektrlari 2.4 va 2.5 rasmlarda ko'rsatilgan.



2.4-rasm. Davriy signalning kompleks amplituda spektri



2.5-rasm. Davriy signalning Furye kompleks qatori yordamida aniqlangan faza spektri

Shunday qilib davriy signalning amplituda spektri juft funksiya, faza spektri esa toq funksiya bo'ladi.

2.3. Davriy bo'lmagan signallarni spektri

Cheklangan intervalda (t_1, t_2) berilgan davriy bo'lmagan (impul'sli) $S(t)$ signallarning spektrini aniqlash uchun Furye qatorlaridan to'g'ridan-to'g'ri foydalanib bo'lmaydi.

Yakka impul'sli signal davriy emas. Bunday signalning spektrini aniqlash uchun quyidagilarni bajarish lozim:

1. impul'sli signal (t_1, t_2) oraliqni o'z ichiga olgan xoxlagan T davrga ega davriy signalga aylantiriladi;
2. ushbu yo'l bilan xosil qilingan davriy signal $S_{\text{davr}}(t)$ Fur'e qatoriga yoyiladi;
3. keyin T cheksizlikka yo'naltirib, $S_{\text{davr}}(t)$ davriy signaldan $S_{\text{nodavr}}(t)$ nodavriy signalga o'tiladi.

T cheksizlikka intilganda signalning asosiy chastotasi $\Omega = 2\pi/T$ nolga intiladi. Spektrni tashkil etuvchilarni soni cheksizda ko'payadi. Qo'shni garmonik tebranishlarni chastotalari $n\Omega$ va $(n+1)\Omega$ shunday yaqin bo'ladiki signalning spektr uzluksiz ko'rinishda bulib qoladi. Bu holda no davriy signalning spektrni hisoblash uchun Furierning teskari va to'g'ri almashtirishlari juda qo'l keladi[5].

Fur'ening to'g'ri almashtirishi yoki signalning spektr zichligi:

$$\dot{S}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.23)$$

Fur'ening teskari almashtirishi:

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

Signalning spektr zichligini ko'rsatkichli kurinishda yozish mumkin:

$$\dot{S}(j\omega) = S(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.25)$$

Bu erda,

$S(\omega)$ – signalning amplituda spektri

$\varphi(\omega)$ – signalning faza spektri

Signalning spektr zichligini algebraic kurinishda yozish mumkin:

$$\dot{S}(j\omega) = S_1(\omega) - jS_2(\omega) \quad (2.26)$$

Bu erda, $S_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot \cos \omega t dt$, $S_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot \sin \omega t dt$

$S_1(\omega)$ – signalning spektrining xaqiqiy qismi,

$S_2(\omega)$ – signalning spektrining mavhum qismi.

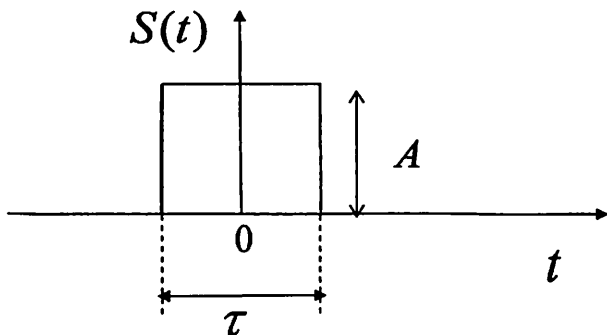
Signalning amplituda va faza spektrlari quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$S(\omega) |\dot{S}(j\omega)| = \sqrt{S_1^2(\omega) + S_2^2(\omega)} \quad (2.27)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)} \quad (2.28)$$

Spektral funksiya $\hat{S}(\omega)$ ning o'lchov birligi signalning o'lchov birligining vaqtga ko'paytmasi kabidir: ya'ni agar $s(t)$ signalning o'lchov birligi – voltlarda bo'lsa, u holda spektral funksiyaning o'lchov birligi $[\hat{S}(\omega)] = V \cdot s = V/Gs$.

Vaqt o'qining noli yagona to'rtburchakli impulsning (1-rasm) o'rtasiga to'g'ri keladi signalning spektrini ko'rib chiqaylik.



2.6-rasm. Yagona to'rtburchakli impuls

Berilgan davriy bo'lmagan signalning matematik ifodasi quyidagi ko'rinishga ega:

$$S(t) = \begin{cases} A, & -\tau/2 \leq t \leq \tau/2 \\ 0, & t < -\tau/2; t > \tau/2 \end{cases} \quad (2.29)$$

Signalning spektrini aniqlash uchun 2.26 formuladan foydalanamiz:

$$\begin{aligned} S_1(\omega) &= \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A \cdot \cos \omega t dt = A \frac{1}{\omega} \cdot \sin \omega t \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = \\ &= A \frac{1}{\omega} [\sin \omega \tau/2 - \sin \omega(-\tau/2)] = A \frac{1}{\omega} 2 \sin \omega \tau/2 = A \cdot \tau \frac{\sin \omega \tau/2}{\omega \tau/2} \\ S_2(\omega) &= \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A \sin \omega t dt = -A \frac{1}{\omega} \cos \omega t \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = -A \frac{1}{\omega} [\cos \omega \tau/2 - \cos \omega(-\tau/2)] = 0 \end{aligned}$$

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

$$S(\omega) = \left| \dot{S}(j\omega) \right| = \sqrt{S_1^2(\omega) + S_2^2(\omega)}$$

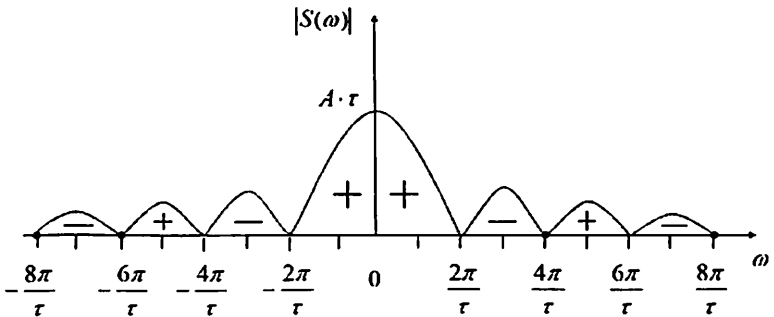
$$S(\omega) = \left| \dot{S}(j\omega) \right| = \sqrt{S_1^2(\omega)} = S_1(\omega) = A \cdot \tau \frac{\sin \omega \tau / 2}{\omega \tau / 2}$$

Shunday qilib yagona to'rtburchakli impulsning amplituda spektri quyidagi ifoda yordamida aniqlanad:

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

Bu erda, $\omega = \frac{k\pi}{\tau}$.

Yagona to'rtburchakli impulsning amplituda spektri 2.7-rasmda keltirilgan.

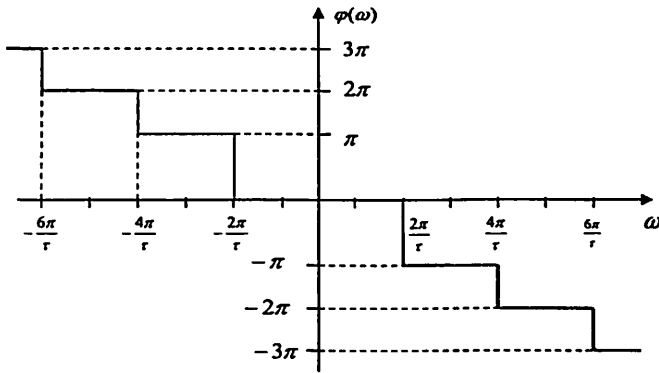


2.7-rasm. Yagona to'rtburchakli impulsning amplituda spektri

Yagona to'rtburchakli impulsning faza spektri quyidagi ifoda yordamida aniqlanad:

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg} \frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}$$

Yagona to'rtburchakli impulsning faza spektri 2.8-rasmda keltirilgan.



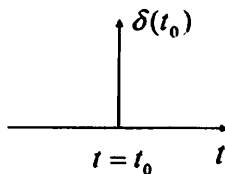
2.8-rasm. Yagona to'rtburchakli impulsning faza spektri

Shunday qilib 2.7 va 2.8-rasmlardan yagona to'rtburchakli impulsning amplituda spektri juft funksiya, faza spektri esa toq funksiya.

Delta funksiyasi tushunchasi radioelektronika va aloqa nazariyasida juda qisqa kuchlanish impulslarini chiziqli zanjirlarga ta'sirini o'rganishda keng qo'llaniladi.

Delta impuls deb – amplitudasi cheksizlikka intilgan, impul's kengligi “0” –ga intilgan, yuzasi esa “1”-ga teng bo'lgan matematik impul'sga aytiladi

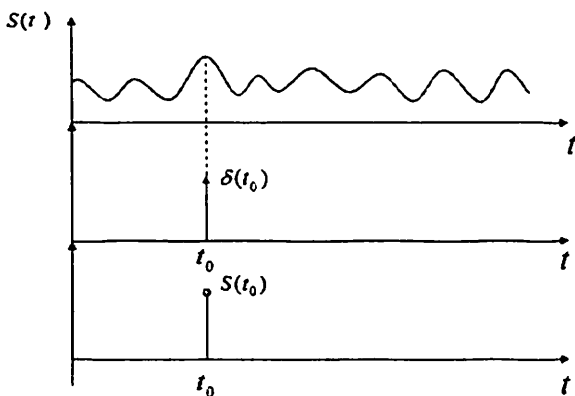
$$\delta(t_0) = \begin{cases} \infty, & t = t_0 \\ 0, & t \neq t_0 \end{cases} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t_0) dt = 1 \quad (2.30)$$



2.9-rasm. Delta impuls

Delta impulsning spektrni aniqlash uchun delta impulsning filtrlash xossasidan foydalanamiz:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot \delta(t_0) dt = S(t_0) \quad (2.31)$$



2.10-rasm. Delta impulsning filtrlash xossasi

Delta funksiyaning spektri qo‘yidagi yo‘l bilan aniqlanadi:

$$\dot{S}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

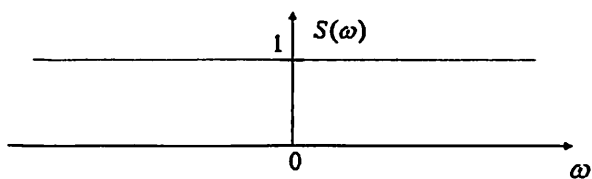
$$\dot{S}_\delta(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t_0}$$

$$\dot{S}_\delta(j\omega) = S_\delta(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} = e^{-j\omega t_0}$$

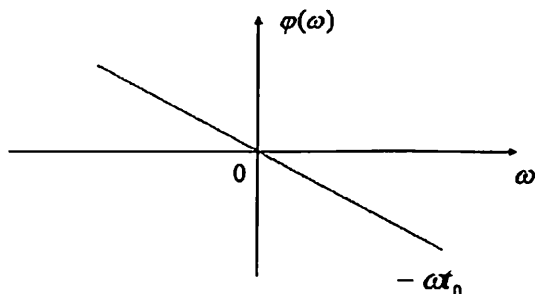
$S_\delta(\omega) = 1$ - Delta funksiyaning amplituda spektri

$\varphi_\delta(\omega) = -\omega t_0$ - Delta funksiyaning faza spektri

2.11 va 2.12 rasmlarda mos ravishda delta funksiyaning amplituda va faza spektrlari keltirilgan.



2.11-rasm. Delta funksiyaning amplituda spektri



2.12-rasm. Delta funksiyaning faza spektri

Shunday qilib, nazariy jihatdan, delta funksiyaning barcha chastotalarda birlik amplituda ega bo'lgan yagona (doimiy va cheksiz) spektrga ega (2.12-rasm).

Nazorat savollari

1. Signallarni Furiye qatoriga yoyish sharti nimadan iborat?
2. Furiye qatorining a_0 , a_k va b_k koeffitsiyentlari qanday aniqlanadi va qanday fizik ma'noga ega?
3. Furiye kompleks qatorining ifodasini yozib bering.
4. Signal amplituda va faza spektri deganda nimani tushunasiz va ular qanday aniqlanadi?
5. Davriy to'g'ri to'rtburchak ko'rinishidagi signal amplituda va faza spektrini chizing.
6. Furiye almashtirishi xossalari sanab bering.

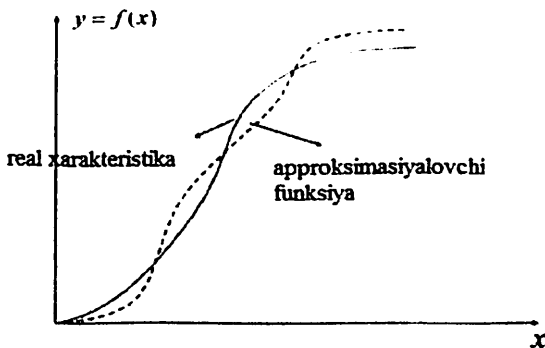
7. Davriy ketma-ketlikning spektri va yakka impulsning spektral funksiyasi orasida bog'liqlik mavjudmi?
8. Delta funksiyaning ifodasini, amplituda va faza spektrlarini keltiring, uning ahamiyatli tomoni nimada?
9. Davriy signal quvvati uning spektrida qanday taqsimlanadi?

3. NOCHIZIQLI VA PARAMETRIK ELEMENTLAR. NOCHIZIQLI ZANJIRLARDA TEBRANISHLARNI SPEKTRAL ANALIZ USULLARI

3.1. Nochiziqli va parametrik elementlar va ularning xarakteristikalarini approksimasiyalash

Nochiziqli element ishlatilgan nochiziqli zanjirlarni xisoblashda grafik va analitik usullar ishlatiladi. Grafik usullar nochiziqli zanjirga elementar garmonik tebranishlar ta'sir qilgandagina ishlatiladi. Analitik usul esa, nochiziqli zanjirga murakkab signallar ta'sir etganda ishlatiladi. Analitik usullarning xisoblash aniqligi grafik usullarga nisbatan yuqori bo'ladi. Nochiziqli elementlarni ishlab chiqaruvchi korxonalar nochiziqli elementlarning xarakteristikalarini spravochniklarda (ma'lumotnomalarda) beradi. Nochiziqli elementlarning o'rtacha volt-ampere xarakteristikalarini (VAX) tajriba yo'li bilan olinib, odatda grafik yoki jadval shaklida keltiriladi[6].

Ammo tarkibida nochiziqli element bo'lgan, nochiziqli zanjirni xisoblashda ishlatilgan nochiziqli elementning analitik ifodasi kerak. Afsuski ushbu nochiziqli elementlarning aniq analitik ifodalari mavjud emas, shuning uchun amaliyotda nochiziqli elementning real xarakteristikasi, analitik ifodasi ma'lum bo'lgan, realligiga o'xshash grafik bilan almashtiriladi. Ya'ni nochiziqli elementlarning xarakteristikalarini approksimasiya qilinadi. Nochiziqli elementning grafik yoki jadval shaklida berilgan VAXni analitik (matematik) ifoda bilan almashtirish **approksimatsiyalash** deb ataladi. (3.1-rasm)



3.1-rasm. Real xarakteristikani approksimasiyalovchi funksiya bilan almashtirish

Approksimatsiyalovchi funksiyalar 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.

Nochiziqli elementlarni xarakteristikalarini approksimatsiya qilishda qo'yidagi approksimatsiyalovchi funksiyalar ishlatiladi:

1. Darajali polinomlar (ko'phadlar).
2. Eksponensial polinomlar.
3. Transendent funksiyalar.
4. Bo'lakli-to'g'ri chiziqli approksimatsiya.

Darajali polinomlar (ko'phadlar). Darajali polinomlar (ko'phadlar) bilan nochiziqli elementlarning volt-ampere xarakteristikalarini approksimatsiya qilish t darajali polinomlar (ko'phadlar) bilan ifodalashdan iborat:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n \quad (3.1)$$

Bu erda, $a_0, a_1, a_2 \dots a_n$ - approksimatsiyalovchi funksiya koeffitsientlari, n -approksimatsiyalovchi polinom darajasi.

Amaliyotda to'liq ikkinchi va uchinchi darajali polinomlardan, ya'ni

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

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

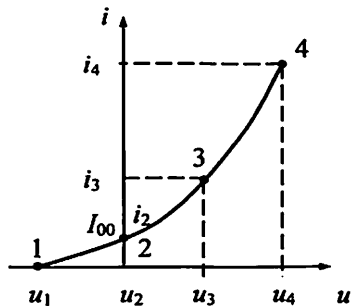
ba'zi hollarda uchinchi va beshinchi darajali qisqartirilgan polinomlardan ham foydalaniladi:

$$i = a_1 u + a_3 u^3; \quad i = a_1 u + a_3 u^3 + a_5 u^5. \quad (3.4)$$

Misol uchun nochiziqli elementning VAXsi 3.2-rasmdagi ko'rinishda bo'lsin.

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

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (3.6)$$



3.2-rasm. *Nochiziqli element volt-ampere xarakteristikasi*

Ushbu approksimatsiyalovchi funksiya a_0 , a_1 , a_2 va a_3 koeffitsientlarining ma'lum bir qiymatida NE real VAXsiga mos keladi. Ushbu koeffitsientlar qiymatini topish uchun tavsifda berilgan U_1 , U_2 , U_3 va U_4 kuchlanishlarga mos tokning i_1 , i_2 , i_3 va i_4 qiymatlarini topamiz, ya'ni

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

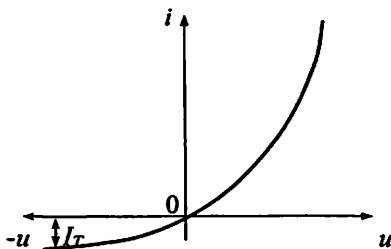
Ushbu to'rt noma'lumli to'rt tenglamani birga yechib a_0 , a_1 , a_2 va a_3 koeffitsientlar qiymati aniqlanadi. Bunda $U_2=0$ qiymatiga NE o'tuvchi boshlang'ich tok I_{00} mos keladi, chunki bunda $i_2 = I_{00} = a_0 + a_1 U_2 + a_2 U_2^2 + a_3 U_2^3$. Approksimatsiyalovchi funksiyadagi a_1 koeffitsienti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

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

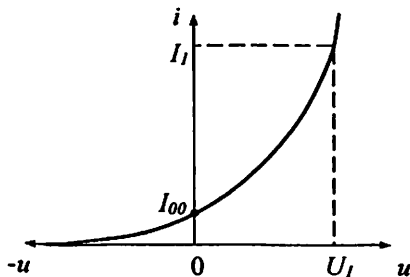
Shuni eslatib o'tish kerakki, agar n -darajali polinom bilan approksimatsiyalashdan foydalanilsa uning koeffitsiyentlari qiymatlarini aniqlash uchun $n+1$ tenglama tuzish kerak, bunda berilgan kuchlanish va toklar soni ham $n+1$ tadan bo'lishi kerak.

Ushbu approksimatsiyalash usuli bir yoki bir nechta garmonik tebranishlarni ko'plab noxiziqli o'zgarirgichlarning (modulyator, demodulyator, generator va boshqa qurilmalarni) ishlash printsiplarini ko'rib chiqishda qulaydir.

EkspONENTA bilan approksimatsiyalash. Yarim o'tkazgich diod va tranzistorlar VAXlari boshlanish qismi eksponensial funksiya orqali yaxshi approksimatsiyalanadi. Misol uchun diod VAXsi 3.3-rasmda berilgan bo'lsin.



3.3-rasm. Yarim o'tkazgich diod volt-ampere xarakteristikasi



3.4-rasm. Elektron lamp diod volt-ampere xarakteristikasi

Bu xarakteristikani vakkum diod xarakteristika (3.4-rasm)ni approksimatsiyalovchi funksiya

$$i=A_0e^{\alpha u} \quad (3.8)$$

bilan solishtirib tahlil etamiz. Bunda $U=0$ bo'lganda tok $i=A_0$, A_0 koeffitsient vakkum dioddan o'tuvchi boshlang'ich tok I_{00} ga mos keladi, shuning uchun (3.8) quyidagi ko'rinishni oladi

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

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

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

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

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

3.3-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 – koeffitsienti 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 funksiya real VAXga moslik darajasini aniqlash uchun (3.8) ifodani logarifmlash orqali chiziqli shaklga keltirish usulidan foydalanamiz.

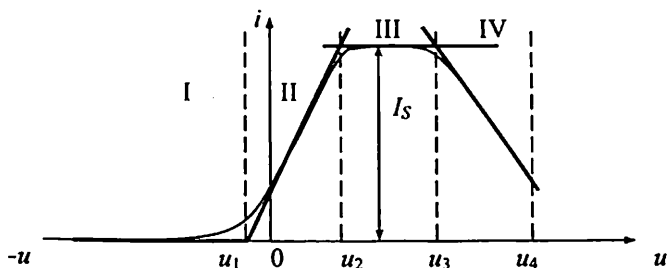
$$\ln i = \ln I_{00} + \alpha u \quad (3.13)$$

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

Bo'lakli-to'g'ri chiziqli approksimatsiyalash. Nochiziqsiz zanjirlar kirish signalining katta amplitudalari bilan ishlaganda, darajali approksimatsiyai yaxshi natijalarni bermasa, bo'lakli-to'g'ri chiziqli approksimatsiyalash qo'llaniladi. Bu turdagi approksimatsiya nochiziqli elementli zanjirlarni tahlil etishni osonlashtiradi. Bo'lakli-to'g'ri chiziqli approksimatsiyada nochiziqli elementning real VAXsi bir necha qismlarga ajratiladi va har bir qismi turli qiyalikli to'g'ri chiziqlar bilan almashtiriladi. Misol uchun, 3.5-rasmda keltirilgan VAXni approksimatsiyalash kerak bo'lsin. Ushbu tavsifni 4 qismga bo'lamiz va ularni to'g'ri chiziqlar bilan approksimatsiyalaymiz.

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

Bo'lakli-to'g'ri chiziqli 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'llaniladi.



3.5-rasm. Murakkab volt-ampere xarakteristikani bo‘lakli-to‘g‘ri chiziqli approksimatsiyalash

Transendent funksiyalar bilan approksimatsiyalash. Bir qator hollarda noxiziqli elementlarning volta-ampere 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 polinom bilan approksimatsiyalash natijasini beradi[7].

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

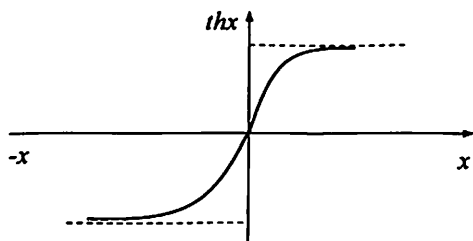
Giperbolik tangens funksiyasi quyidagi umumiy ko‘rinishga ega

$$i = A(1 + \text{th} \ u). \quad (3.15)$$

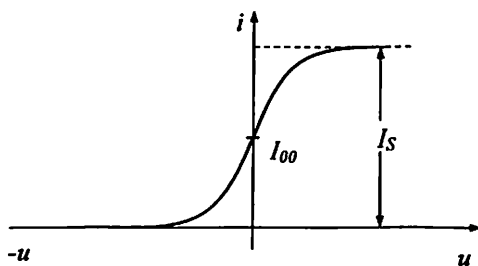
Noxiziqli elementlarning VAXsini giperbolik tangens funksiyasi bilan approksimatsiyalashning asosiy afzalligi, u noxiziqli element xarakteristikasi qiyaligining o‘zgarishini (birinchi va ikkinchi xosilasi) yetarli darajada aniq baholaydi. VAX qiyaligining o‘zgarishi bilan bog‘liq bo‘lgan radiotexnik jarayonlarni tahlil etishda bu asosiy approksimatsiyalash usuli hisoblanadi. Misol uchun, radioqabul qilish qurilmasi kuchaytirish kaskadi kirishiga foydali signal bilan birga kuchli xalaqit signali ta‘sir etganda yuz beradigan modulyatsiya ko‘chishi,

blokirovkalanish, signallar shaklining nohiziqli buzilishi kabi jarayonlarini o'rganishda juda qo'l keladi. Hozirda radioqabullash qurilmalari dastlabki kaskadlarida maydon tranzistorlaridan foydalaniladi. Ularning stok-zatvor xarakteristikalarini approksimatsiyalashda giperbolik tangens funksiyadan foydalanish mumkin.

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



3.6-rasm. Giperbolik tangens funksiyasi grafigi



3.7-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:

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

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

$$i_s = I_{00}(1 + \text{thau}_{zi}) \quad (3.16)$$

Signallarni uzatish nazariyasida va radiotexnikada birinchi va to‘rtinchi approksimasiyalovchi funksiyalar eng ko‘p ishlatiladi. Nochiziqli elementning kirishiga amplitudasi kichik bo‘lgan signal berilsa, u xolda nochiziqli elementning VAX si darajali polinomlar yordamida approksimasiya qilinadi. Agarda nochiziqli elementning kirishiga amplitudasi katta bulgan signal berilsa u xolda nochiziqli elementning VAX si bo‘lakli to‘g‘ri chiziqli approksimasiya qilinadi.

3.2. Nochiziqli zanjirlarda tebranishlarni spektral analiz usullari

Signallar nochiziqli zanjirlarga berilganda ular ustidan xar xil funksional amallar bajariladi. Buning natijasida, nochiziqli zanjir chiqishidagi signalning xam formasi, xam spektri o‘zgaradi. Nochiziqli element chiqishidagi signalning spektrini aniqlash lozim. Buning uchun signallarning spektral analiz o‘nullari ishlatiladi[8].

Signallarning spektral analizining qo‘yidagi usullari mavjud :

1. Karrali argumentli trigonometrik funksiyalarni ishlatish usuli. Bu usul nochiziqli elementnig VAXsi darajali polinom yordamida approksimasiya qilinganda ishlatiladi.

2. Kesma burchak usuli. Bu usul signal garmonik tebranish bo‘lganda, nochiziqli elementning VAXsi esa bo‘lakli to‘g‘ri chiziqli approksimasiya qilinganda ishlatiladi.

3. Uch va besh ordinatar usuli. Bu usul signal garmonik tebranish bo‘lganda, nochiziqli elementning VAXsi esa grafik ko‘rinishda berilganda ishlatiladi.

4. Mavhum argumentli Bessel' funksiyalarni ishlatishga asoslangan usul. Bu usuldan nochiziqli elementning VAXsini eksponentasimon funksiya bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi.

Karrali argumentli trigonometrik funksiyalardan foydalanish usuli. Nochiziqli elementning VAXsi uchinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan bo'lsin:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (3.17)$$

Uning kirishiga bitta garmonik tebranish ta'sir etsin,

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (3.18)$$

(3.17) ni (3.18) ifodaga qo'yib, hamda

$$\begin{aligned} \cos^2 \alpha &= 0,5(1 + \cos 2\alpha) \\ \cos^3 \alpha &= 3/4 \cos \alpha + 1/4 \cos 3\alpha \end{aligned} \quad (3.19)$$

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

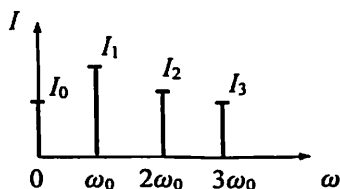
$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + a_2 U_k^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ &+ a_3 U_k^3 \cos^3(\omega_0 t + \varphi_0) = a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,5 a_2 U_k^2 + \\ &+ 0,5 a_2 U_k^2 \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0) + 0,75 a_3 U_k^3 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ &+ 0,25 a_3 U_k^3 \cos(3\omega_0 t + 3\varphi_0). \end{aligned} \quad (3.20)$$

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

$$\begin{aligned} I_0 &= a_0 + 0,5 a_2 U_k^2; \\ I_1 &= a_1 U_k + 0,75 a_3 U_k^3; \\ I_2 &= 0,5 a_2 U_k^2; \\ I_3 &= 0,25 a_3 U_k^3. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Bunda tokning doimiy tashkil etuvchisi va juft garmonikalari approksimatsiyalovchi polinomning juft darajali tashkil etuvchilari va toq garmonikalari toq darajali tashkil etuvchilari hisobiga paydo bo'ladi, shu bilan birga aniqlanadigan tokning eng yuqori garmonikasi approksimatsiyalovchi polinom darajasiga teng bo'ladi. Aniqlanadigan

garmonika soni oshgan sari uni qiymati avvalgilariga nisbatan kamayib boradi. 3.8-rasmda aniqlangan tok spektral tashkil etuvchilari keltirilgan.



3.8-rasm. Chiqish toki spektral tashkil etuvchilari

VAXsi uchinchi darajali polinom (3.4) bilan ifodalangan nohiziqli element kirishiga ikkita tebranish ta'sir etgan holatni ko'rib chiqamiz. Bunda

$$u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad \text{va} \quad u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (3.22)$$

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

(3.22) ni (3.17) ifodaga qo'yamiz va nohiziqli elementdan o'tayotgan tok qiymatlarini aniqlaymiz:

$$i = a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + a_2 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^2 + a_3 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^3. \quad (3.23)$$

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

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

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

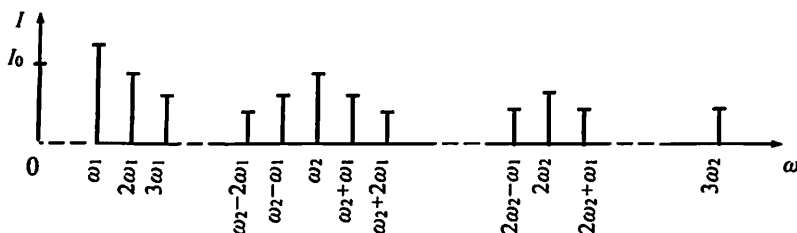
$$\cos^2 \alpha \cdot \cos \beta = 0,5 \cos \beta + 0,25 \cos(\alpha + 2\beta) + 0,25 \cos(\alpha - 2\beta)$$

trigonometrik formulalardan foydalanib (3.23) ni quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$\begin{aligned} i = & a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0.5 a_2 U_1^2 \\ & + 0.5 a_2 U_2^2 + \\ & + 0.5 a_2 U_1^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + 0.5 a_2 U_2^2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) + \\ & + a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] + \\ & a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] + 0.75 a_3 U_1^3 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \\ & + 0.75 a_3 U_2^3 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0.25 a_3 U_1^3 \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_1) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +0.25a_3U_2^3 \cos(3\omega_2t + 3\varphi_2) + 1.5a_3U_1^2U_2 \cos(\omega_2t + \varphi_2) + \\
& +0.75a_3U_1^2U_2 \cos[(\omega_1 - 2\omega_2)t + (\varphi_1 - 2\varphi_2)] + \\
& +0.75a_3U_1^2U_2 \cos[(\omega_1 + 2\omega_2)t + (\varphi_1 + 2\varphi_2)] + \\
& +1.5a_3U_1U_2^2 \cos(\omega_1t + \varphi_1) + 0.75a_3U_1U_2^2 + \\
& +\cos[(2\omega_1 + \omega_2)t + (2\varphi_1 + \varphi_2)] + \\
& +0.75a_3U_1U_2^2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + (2\varphi_1 - \varphi_2)]. \quad (3.24)
\end{aligned}$$

(3.24) ifodadagi nochiziqli element orqali o'tgan tok spektral tashkil etuvchilari spektrini chizamiz (3.9-rasm).



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

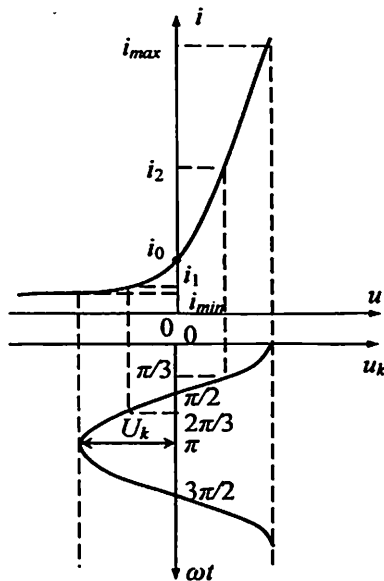
Nochiziqli element orqali umumiy holda: birinchi signal va uning garmonikalari ($n\omega_1+n\varphi_1$); ikkinchi signal va uning garmonikalari ($m\omega_2+m\varphi_2$) va kombinasion chastotalar $[(n\omega_1+n\varphi_1)\pm(m\omega_2+m\varphi_2)]$ paydo bo'ladi. Kombinasion chastotalar murakkabligi ularning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

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

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

Uch ordinata usulini ko'rib chiqamiz. Nochiziqli element VAXsi 3.10-rasmda keltirilgan shaklda bo'lsin.



3.10-rasm. 3 va 5 ordinata usuliga oid chizma

Uning kirishiga

$$u_k(t) = U_k \cos \omega t \quad (3.25)$$

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

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots + I_n \cos n\omega t. \quad (3.26)$$

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

$$\begin{aligned} i_{max} &= I_0 + I_1 + I_2; \\ i_0 &= I_0 - I_2; \\ i_{min} &= I_0 - I_1 + I_2. \end{aligned} \quad (3.27)$$

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

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

$$\begin{aligned} I_0 &= 0,25(i_{max} + i_{min}) + 0,5i_0; \\ I_1 &= 0,5(i_{max} - i_{min}); \\ I_2 &= 0,25(i_{max} + i_{min}) - 0,5i_0. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Besh ordinata usulidan foydalanilganda uch ordinata usulidagiga qo'shimcha ravishda kirish kuchlanishining $\omega t = \pi/3$ va $\omega t = 2\pi/3$ oniy qiymatlariga mos tok qiymatlari i_1 va i_2 ni aniqlaymiz

$$\begin{aligned} i_{max} &= I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4; & \omega t &= 0; \\ i_1 &= I_0 + 0,5I_1 - 0,5I_2 - I_3 - 0,5I_4; & \omega t &= \pi/3; \\ i_0 &= I_0 - I_2 + I_4; & \omega t &= \pi/2; \\ i_2 &= I_0 - 0,5I_1 - 0,5I_2 + I_3 - 0,5I_4; & \omega t &= 2\pi/3; \\ i_{min} &= I_0 - I_1 + I_2 - I_3 + I_4; & \omega t &= \pi, \end{aligned} \quad (3.29)$$

bunda $\cos\pi/3=0,5$ va $\cos2\pi/3=-0,5$ ekanligi e'tiborga olingan.

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

$$\begin{aligned} I_0 &= 1/6 [i_{max} + i_{min} + 2(i_1 + i_2)]; \\ I_1 &= 1/3 [i_{max} - i_{min} + i_1 - i_2]; \\ I_2 &= 0,25 [i_{max} + i_{min} - 2i_0]; \\ I_3 &= 1/6 [i_{max} - i_{min} - 2(i_1 - i_2)]; \\ I_4 &= 1/12 [i_{max} + i_{min} - 4(i_1 + i_2) + 6i_0]. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Uch va besh ordinatalar usuli bilan aniqlangan toklar qiymati xatoligi kirish kuchlanishi amplitudasi oshgan sari ko'payib boradi. Shunga qaramasdan bu usul amalda past chastotali signal kuchaytirgichlari, modulyator va detektorlarda hosil bo'ladigan nochizikli 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

$$K_s = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} * 100\%. \quad (3.31)$$

Bessel funksiyasidan foydalanish usuli. Bu usuldan nochiqli element VAXsini eksponenta va eksponentalar yig'indisi bilan approksimatsiyalanganda foydalaniladi. Misol uchun, yarim o'tkazgichli diod kirishiga:

$$u_k(t) = E_s + U_k \cos \omega_0 t; \quad (3.32)$$

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:

$$i = I_T (e^{\alpha u} - 1). \quad (3.33)$$

(3.33) ifodaga (3.32) ni qo'yamiz, bunda:

$$i = I_T (e^{E_s} \cdot e^{U_k \cos \omega_0 t} - 1) \quad (3.34)$$

ifodani olamiz. (3.34) ifoda juft funksiya bo'lganligi uchun, undan o'tayotgan tok faqat kosinusoidal tashkil etuvchilardan iborat bo'ladi va uni quyidagi Fure qatoriga yoyish mumkin:

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (3.35)$$

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

$$e^{\alpha U_k \cos \omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k(\alpha U_k) \cos k \omega_0 t; \quad (3.36)$$

$$e^{\alpha U_k \sin \omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2B_1(\alpha U_k) \sin \omega_0 t + 2B_2(\alpha U_k) \sin 2\omega_0 t + \dots + 2B_k(\alpha U_k) \sin k \omega_0 t. \quad (3.37)$$

$B_k(\alpha U_k)$ – koeffitsiyentlar qiymati Bessel mavhum argumentlari funksiyasi orqali aniqlanadi. (3.36) ni (3.34) ifodaga qo'yib,

$$i = I_T [e^{\alpha E} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1] + 2I_T e^{\alpha E} \cdot B_1(\alpha U_k) \cos \omega_0 t + 2I_T e^{\alpha E} \cdot B_2(\alpha U_k) \cos 2\omega_0 t + 2I_T e^{\alpha E} \cdot B_3(\alpha U_k) \cos 3\omega_0 t + \dots \quad (3.38)$$

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

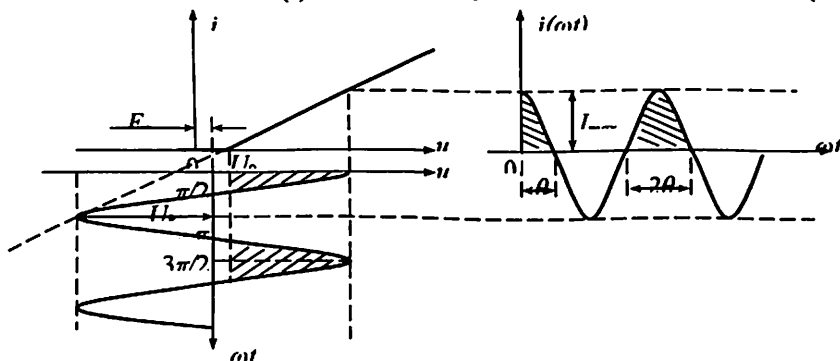
$$\begin{aligned} I_0 &= I_T [e^{\alpha E} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1], \\ I_1 &= 2I_T e^{\alpha E} \cdot B_1(\alpha U_k), \\ I_2 &= 2I_T e^{\alpha E} \cdot B_2(\alpha U_k), \\ &\dots\dots\dots \\ I_n &= 2I_T e^{\alpha E} \cdot B_n(\alpha U_k). \end{aligned} \quad (3.39)$$

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

Kesish burchagi usuli. Bu usuldan nochiziqli element VAXsini sinioq chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalaganda foydalaniladi. 3.11-rasmda nochiziqli elementning approksimatsiyalangan xarakteristikasi keltirilgan.

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

$$u_k(t) = E_s + U_k \cos \omega_0 t. \quad (3.40)$$



3.11-rasm. Kesish burchagi usuliga oid chizma

Siljish kuchlanishi ish nuqtasini koordinata boshidan E_s kattalikka o'ng tomonga suradi. U_0 – nochiziqli element 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 nochiziqli element orqali tok o'tishiga olib kelmaydi. Tok o'tishida qatnashadigan kirish kuchlanishi va chiqish toklari 3.11-rasmda shtrixlangan. Bu rejimda nochiziqli element orqali kirish kuchlanishing bir davri (2π)da faqat 2θ davomida tok o'tadi, qolgan qismi kesiladi. Nochiziqli element chiqishidagi tok kosinusoidal impuls shaklida bo'lib, u ikki ko'rsatkich I_{max} va θ bilan baholanadi, bunda I_{max} – kosinusoidal impuls maksimal qiymati va θ – kesish burchagi.

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

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

$$i = \begin{cases} S(u_k - U_0), & u_k \geq U_0; \\ 0, & u_k \leq U_0; \end{cases} \quad (3.41)$$

bunda: S – nochiziqli element VAX tok o'tkazadigan qismining qiyaligi. (3.41) ifodaga (3.40) ifodani qo'yib

$$i = S(E_s + U_k \cos \omega_0 t - U_0) - S E_s + S \cos \omega_0 t - S U_0 \quad (3.42)$$

olamiz. Bu (3.42) tenglikdan kesish burchagi $\cos \theta$ ni aniqlaymiz

$$\cos \theta = (U_0 - E_k) / U_k \quad (3.43)$$

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

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (3.44)$$

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

$$i(\omega t) = SU_k(\cos \omega t - \cos \theta) \quad (3.45)$$

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

$$I_{max} = I(1 - \cos \theta). \quad (3.46)$$

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

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad (3.47)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos \omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d\omega t = I_1 \cdot \gamma_1(\theta), \quad (3.48)$$

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos 2\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos 2\omega t d\omega t = I_2 \cdot \gamma_2(\theta), \quad (3.49)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos n\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t d\omega t = I_n \cdot \gamma_n(\theta), \quad (3.50)$$

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

$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{I}, \quad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{I}, \quad \gamma_2(\theta) = \frac{I_2}{I}, \quad \dots, \quad \gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{I}. \quad (3.51)$$

Nochiziqli element ish rejimi uchun uning VAX qiyaligi S , kirish kuchlanishi amplitudasi U_k , yopilish kuchlanishi U_0 va siljish kuchlanishi ma'lum bo'lgani uchun, (3.43) va (3.45) ifodalardan foydalanib θ , I_{max} hamda I larni aniqlaymiz. Nochiziqli elementdan o'tayotgan tokning kerakli spektral tashkil etuvchilari qiymatlarini quyidagi ifodalar orqali aniqlash mumkin:

$$I_0 = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad I_1 = I \cdot \gamma_1(\theta), \quad I_2 = I \cdot \gamma_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I \cdot \gamma_n(\theta). \quad (3.52)$$

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

$$\gamma_n(\theta)=\alpha_n(\theta)(1-\cos\theta) \text{ yoki } \alpha_n(\theta)=\frac{\gamma_n(\theta)}{(1-\cos\theta)} \quad (3.53)$$

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

$$I_0 = I_{max} \cdot \alpha_0(\theta), I_1 = I_{max} \cdot \alpha_1(\theta), I_2 = I_{max} \cdot \alpha_2(\theta), \dots, I_n = I_{max} \cdot \alpha_n(\theta). \quad (3.54)$$

$\gamma_n(\theta)$ va $\alpha_n(\theta)$ – qiymatlari ushbu darslikning ilovasida jadval va grafik shaklida keltirilgan. Shuning uchun (3.52) yoki (3.54) ifodalardan foydalanib tokning istalgan tashkil etuvchisi qiymatini aniqlash juda oson.

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

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

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

3.3. Spektrning foydali tashkil etuvchi tebranishlarini ajratib olish

Spektrning foydali tashkil etuvchilari umumiy spektrdan asosan fil'trlash usuli yordamida ajratib olinadi. Umumiy spektrdan, yuqori chastotali tebranishlarni ajratib olish uchun, LC parallel tebranish konturi ishlatiladi. O'zgarmas tashkil etuvchi va past chastotali signallarni ajratib olish uchun esa RC parallel zanjir ishlatiladi.

Nochiziqli element orqali o'tayotgan tok spektri yoki nochiziqli tashkil etuvchi ishlayotgan qurilmalar chiqish signalidan bir qismi foydali qoinganlari esa foydasiz hisoblanadi.

Radiotexnik qurilmalarda tok foydali spektral tashkil etuvchilari fil'trlar yordamida ajratib olinadi [2].

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

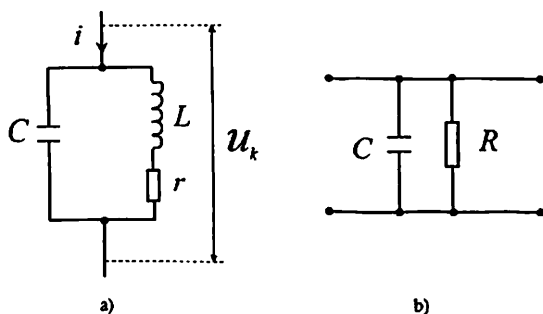
Yuqori chastota LC filtri sxemasi 3.12a-rasmda keltirilgan.

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

$$Z_e(\omega) = \frac{R_e}{\sqrt{1 + Q^2 \varepsilon^2}} = \frac{R_e}{\sqrt{1 + \alpha^2}}, \quad (3.55)$$

bo'lib, bunda $R_e = \frac{L}{rC} = \rho Q$ – parallel konturning rezonans chastotasidagi ekvivalent qarshiligi; $Q = \frac{\rho}{r}$ – konturning aslligi; $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – konturning to'lqin qarshiligi; $\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ – konturning nisbiy nosozligi (ω chastotani ω_0 dan chetlanishi) va α – konturning umumlashgan nosozligi.

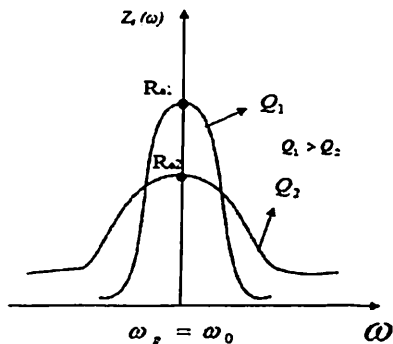
Rezonans chastotasida $Z_e(\omega_0) = R_e$ bo'ladi va kontur orqali tokning chastotasi rezonans chastotadan farqiga qarab asta-sekin kamayib boradi. Shuning uchun kontur orqali turli chastotali tok o'tganda, unda tokning kontur rezonans chastotasiga yaqin, ya'ni o'tkazish polosasiga mos keluvchilari unda asosiy kuchlanish hosil qiladilar. Chastotalari kontur rezonans chastotasidan ancha farq qiluvchilari unda sezilarli kuchlanish hosil qilmaydilar[9].



3.12-rasm. Tok spektral tashkil etuvchilarini ajratish:
a) – yuqori chastota filtri (parallel LC kontur), b) – past chastota filtri (RC parallel zanjir)

Parallel LC konturning $Z_e(\omega)$ qarshiligi maksimal qiymatidan 0,7 sathga kamayishiga mos keluvchi chastotalar farqi konturning o'tkazish polosasi kengligi hisoblanadi

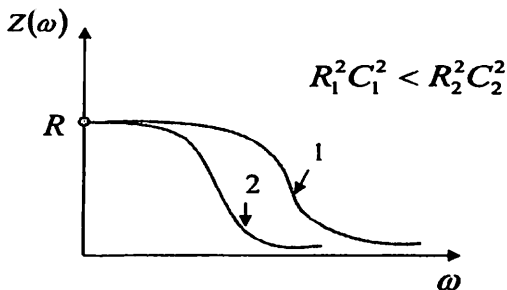
$$2\Delta f_{0,7} = \frac{f_0}{Q} \quad (3.56)$$



3.13-rasm. Parallel LC konturning $Z_e(\omega)$ qarshiligini turli xil kontur aslligidagi grafiklari

Parallel ulangan RC zanjir past chastotalar filtri hisoblanadi (3.12b-rasm). Uning ekvivalent qarshiligi

$$Z(\omega) = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (3.57)$$



3.14 -rasm. Parallel RC zanjirning $Z(\omega)$ qarshiligini turli xil $R^2 C^2$ qiymatlari uchun grafiklari

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

Nazorat savollari

- 1. Nochiziqli element orqali o'tayotgan tok tashkil etuvchilarini qaysi usullar bilan aniqlash mumkin?*
- 2. Sinxron rejim nima? 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 tok past chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?*
- 8. NE orqali o'tuvchi tok yuqori chastotali foydali tashkil etuvchilarini qanday ajratib olish mumkin?*
- 9. Kesish burchagi nima? U qanday orliqda 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?*
- 13. $\alpha_n(\theta)$ va $\gamma_n(\theta)$ koeffitsiyentlari, I va I_{max} yordamida tok spektral tashkil etuvchilari qanday aniqlanadi.*

4. UZLUKSIZ (ANALOG) MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

4.1 Modulyasiya haqida tushuncha

Past chastotali signallar (birlamchi signallar) qo'yidagi spektr kengliklarga ega:

1. Telefon signali (ovoz) $300 \text{ Gs} \div 3400 \text{Gs}$.
2. Radioeshittirish signali $20 \text{ Gs} \div 20000 \text{Gs}$.
3. Telegraf signali $0 \text{ Gs} \div 100 \text{Gs}$.
4. Televizion signali (video) $50 \text{ Gs} \div 6,5 \text{ MGs}$.

Birlamchi past chastotali signallarni to'g'ridan – to'g'ri uzoq masofaga o'zati bo'lmaydi. Ular aloqa liniyasining (elektr aloqa kabelining) uzunligi oshish bilan tez sur'atta so'nib boradilar. Bunga asosiy sabab elektr aloqa kabellarining birlamchi elektr parametrlari:

1. Qarshiligi.
2. Induktivligi.
3. Sig'imi.

Elektr signallarini elektromagnit to'lqinlar (radio to'lqinlar) yordamida uztilganda qo'yidagilarni e'tiborga olish lozim.

Elektromagnit to'lqinlarni (radiotulqinlarni) fazo orqali uzatish antennalar yordamida amalga oshiriladi. Antennaning o'lchami to'lqin uzunligi λ va joriy vazifaga bog'liq. Simsiz telefonlar uchun antennaning uzunligi odatda $\lambda / 4$, to'lqin uzunligi c / f , bu c - erda yorug'lik tezligi $3 \times 10^8 \text{ m / s}$. To'rt diapazonli signalni (masalan, $f = 3000 \text{ Gts}$ chastotaga ega) to'g'ridan-to'g'ri antennaga ulanb uzatishni ko'rib chiqaylik. Bizga qanday antenna kerak? U xolda antennaning uzunligi $\lambda / 4 = 25 \text{ km}$ ni tashkil etadi. Bunday antennani yasash kata muammodir. Agar yuqori chastotali tebranish ishlatilsa, masalan 900 MGts , antennaning o'lchami taxminan 8 sm ni tashkil qiladi[10].

Yuqori chastotali tebranishlarni bema'lol uzoq masofalarga uzatish mumkin, chunki ular past chastotali signallarga nisbatan kamroq so'nadi. Shuning uchun amaliyotda past chastotali tebranishlarni uzoq masofagalarga o'zati uchun ularni yuqori chastotali tashuvchi signallarga yuklatib uzatiladi.

Yuqori chastotali tashuvchi signallar sifatida, yuqori chastotali garmonik tebranishlar yoki to'g'ri to'rt burchakli impul'slar ketma – ketligi ishlatiladi.

Birlamchi signallarni yuqori chastotali tashuvchiga yuklatib uzatish modulyasiya yordamida amalga oshiriladi.

Modulyatsiya uzluksiz va impulsli turlarga bo'linadi.

Uzluksiz modulyatsiyada xabar tashuvchisi sifatida yuqori chastotali garmonik tebranish ishlatiladi.

Yuqori chastotali garmonik tebranish berilgan bo'lsin:

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

bu yerda, U_0 – amplituda; ω_0 – chastota; φ_0 – boshlang'ich faza.

Agarda past chastotali birlamchi signalning spektridagi eng yuqori chastotasi Ω_{\max} bo'lsa va qo'yidagi shart bajarilsa $\Omega_{\max} \ll \omega_0$ u xolda past chastotali birlamchi signalni yuqori chastotali garmonik tashuvchi tebranishga yuklatib, ya'ni tashuvchini modulyasiya qilib uni uzoq masofaga uzatish mumkin.

Ta'rif: **Modulyasiya** deb yuqori chastotali garmonik tashuvchi tebranishning biror bir parametirini (amplitudasini, chastotasini, yoki fazasini) past chastotali birlamchi signalning o'zgarirish qonuniga mos ravishda o'zgarishiga aytiladi.

Sinusoidal signal amplituda, chastota va faza kabi parametrlar bilan tavsiflanganligi sababli uzluksiz modulyatsiyaning uchta asosiy turi mavjud:

1. Amplituda modulyatsiyasi (AM).
2. Chastotani modulyatsiyasi (ChM).
3. Faza modulyatsiyasi (FM).

Impulsli modulyatsiyada xabar tashuvchisi sifatida impul'slar ketma-ketligi ishlatilib u bir qator parametrlar bilan tavsiflanadir: amplituda, davomiyligi, vaqt o'qidagi pozitsiyasi, impulslar soni va boshqalar.

Modulyatsiyaning afzalliklari (modulyasiyalanmagan signal bilan taqqoslaganda):

1. Bitta aloqa liniyasida kanallarni ko'paytirish imkoniyati.
2. Shovqinga bardoshli modulyatsiya usullaridan foydalanganda uzatilayotgan ma'lumotlarning ishonchligini oshirish.
3. Radiokanal orqali uzatishda signal nurlanishi samaradorligini oshirilishi.

4. Aloqa kanallari samaradorligini oshirilishi va xabarlamni uzatish narxini arzonlashishi.

4.2. Amplituda modulyatsiyasi

Yuqori chastotali garmonik tebranish berilgan bo'lsin:

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.2)$$

Ta'rif: **Amplituda modulyatsiyasi** deb yuqori chastotali garmonik tashuvchi tebranishning, amplitudasini past chastotali birlamchi signalning o'zgarish qonuniga mos ravishda o'zgarishiga aytiladi[11].

Yuqoridagi keltirilgan ta'rifga asoslanib AM signalning amplitudasini qo'yidagi ifoda ko'rinishda yozish mumkin:

$$U_{AM}(t) = U_0 + kX(t) \quad (4.3)$$

bu yerda, U_0 – modulyasiyalanmagan tashuvchining amplitudasi; k – proporsionallik koeffitsienti; $X(t)$ – past chastotali birlamchi signal.

U xolda AM signalni matematik ifodasini qo'yidagi umumiy ko'rinishda yozish mumkin:

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_{AM}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = [U_0 + kX(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= U_0 \left[1 + \frac{kX(t)}{U_0} \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (4.43)$$

Past chastotali birlamchi signal sifatida garmonik tebranish olinsin:

$$x(t) = X \cos \Omega t \quad (4.5)$$

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

Tashuvchining boshlang'ich fazasi $\varphi = 0$ teng bo'lsin. U xolda:

$$u_{AM}(t) = U_0 + kX \cos \Omega t \quad (4.6)$$

$$u_{AM}(t) = u_{AM}(t) \cos \omega_0 t = [U_0 + kX \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t \quad (4.7)$$

$U_\Omega = kX$ deb, belgilab 4.7 ni quyidagi ko‘rinishda yozish mumkin:

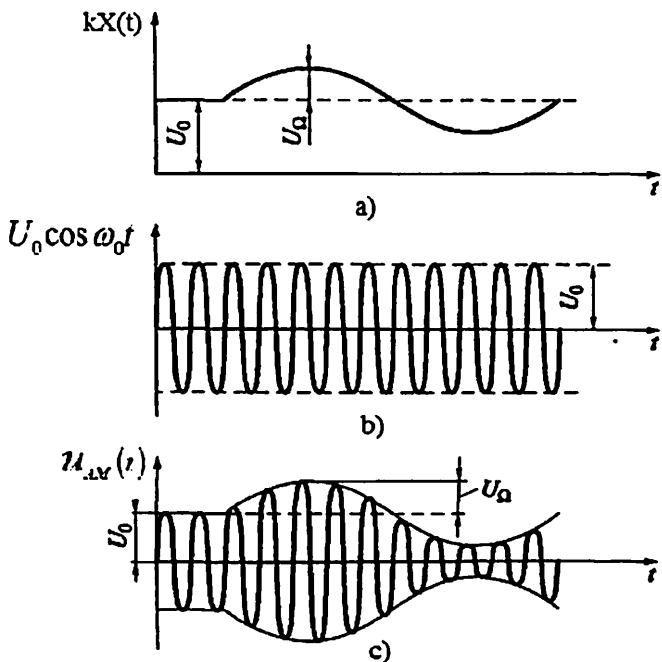
$$u_{AM}(t) = [U_0 + U_\Omega \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t = U_0 \left[1 + \frac{U_\Omega}{U_0} \cos \Omega t \right] \cdot \cos \omega_0 t \quad (4.8)$$

$m = U_\Omega / U_0$ deb, belgilab 4.8 ni quyidagi ko‘rinishda yozib, garmonik AM signalning matematik ifodasini xosil qilamiz:

$$u_{AM}(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (4.9)$$

bu yerda, m – modulyatsiya koeffitsienti.

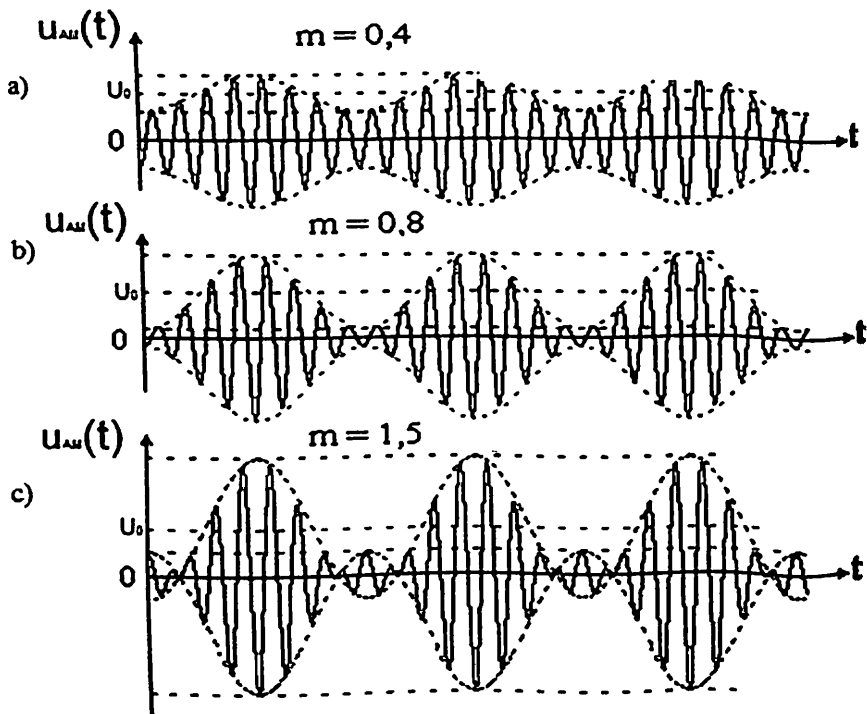
(4.9) ifoda bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan amplitudasi modulyatsiyalangan signalning analitik (matematik) ifodasi hisoblanadi. *Modulyatsiya koeffitsienti* deb modulyatsiyalovchi signal amplitudasining tashuvchi tebranish amplitudasiga nisbatiga aytiladi, ya’ni $m = U_\Omega / U_0$. Uning qiymati 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 o‘rovchisi $u_m(t)$ ni buzilishlar bilan ajratib oladi, chunki qabullash qurilmasida detektor sifatida tokni faqat bir tomonga o‘tkazish xususiyatiga ega bo‘lgan nochiziqli elementlardan foydalaniladi.



4.1-rasm. AM signal xosil qilish vaqt diagrammalari: a) modulyatsiyalovchi past chastotali signal, b) yuqori chastotali tashuvchi, d) AM signal

4.1d-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.

4.2-rasmda AM signalning turli xil m ning qiymatlaridagi vaqt diagrammalari berilgan.



4.2-rasm. AM signalning turli xil m ning qiymatlaridagi vaqt diagrammalari

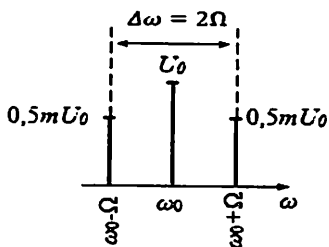
4.2-rasmdan ko‘rinib turibdiki $m=1,5$ bo‘lganda AM signalning egiluvchisini shakli buzilishi (past chastotali signalning shakliga to‘g‘ri kelmasligi) xosil bo‘ladi, ya‘ni o‘tamodulyasiya xodisasi vujudga keladi. $m>1$ bo‘lgandagi AM signallardan qayta pastchastotali (modulyasiyalovchi) signalni tiklab bo‘lmaydi. Bunday xolat bo‘lmasligi uchun m ning qiymati birdan oshmasligi lozim.

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

$$u_{AM}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (4.10)$$

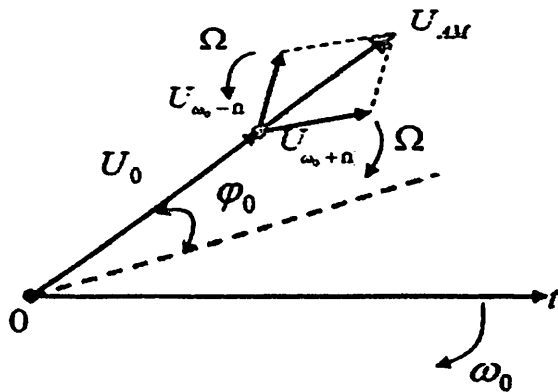
Bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signal uchta tashkil etuvchidan iborat: ω_0 tashuvchi chastota; $(\omega_0 - \Omega)$ pastki yon spektral

tashkil etuvchi va $(\omega_0 + \Omega)$ yuqori yon spektral tashkil etuvchi chastotalar (4.3-rasm).



4.3-rasm. Bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signalning spektri

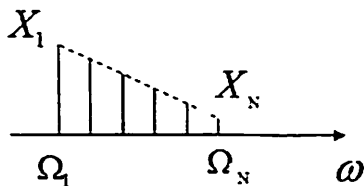
Garmonik AM signalning (bir ton Ω bilan modulyatsiyalangan AM signal) vektor diagrammasi 4.4-rasmda keltirilgan.



4.4-rasm. Garmonik AM signal vektor diagrammasi

Murakkab AM signalning spektrini ko'rib chiqaylik. Murakkab past chastotali birlamchi signal, amplitudalari va chastotalari xar xil bo'lgan "n" – ta garmonik tebranishlar yig'indisidan iborat bo'lsin:

$$X(t) = \sum_{n=1}^N X_n \cos \Omega_n t \quad (4.11)$$



4.5-rasm. Murakkab past chastotali birlamchi signalning spektri

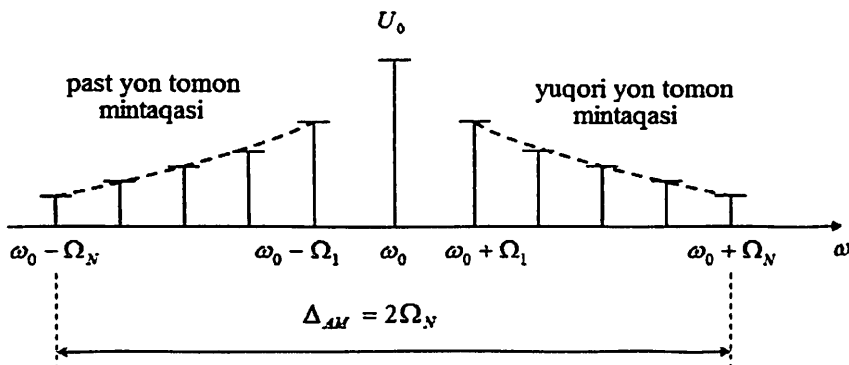
Murakkab pas chastotali signal uchun AM signalning amplitudasining matematik ifodasini ko'ridayagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$U_{AM}(t) = U_0 + k \sum_{n=1}^N X_n \cos \Omega_n t. \quad (4.12)$$

U xolda murakkab AM signalning ifodasini ko'ridayagicha yozish mumkin:

$$u_{AM}(t) = U_0 \left[1 + \sum_{n=1}^N m_n \cos \Omega_n t \right] \cos \omega_0 t, \quad (4.13)$$

Bu yerda, $m_n = U_n/U_{\Omega_n}$, $U_{\Omega_n} = kX_n$, m_n – parsial (xsusiy) modulyasiya koeffisientlari.



4.6-rasm. Murakkab AM signalning spektri

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

$$P_{max} = U_0^2(1 + m)^2. \quad (4.14)$$

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

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

Ushbu ifodadagi birinchi qo'shiluvchi modulyatsiya koeffitsientiga 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) aniqlaymiz,

$$\eta_{AM} = \frac{U_0^2 m^2}{4} / \left(\frac{U_0^2}{2} + \frac{U_0^2 m^2}{4} \right) = \frac{m^2}{m^2 + 2}. \quad (4.15)$$

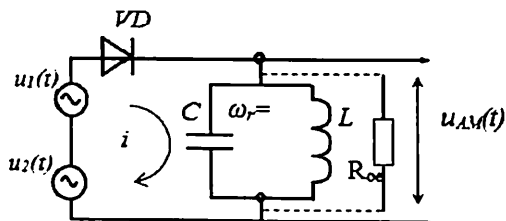
Bundan ko'rinadiki, to'liq quvvatning 66,6% tashuvchini nurlatish uchun, qolgan 33,3% esa ikkita yon (foydali axborotga ega) chastotalarni nurlatishga sarflanar ekan.

4.3. AM signallarni olish usullari

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

4.3.1. Diodli amplituda modulyatori

Bir taktli diodli AM modulyator sxemasi 4.7-rasmda keltirilgan.



4.7-rasm. Diodli amplituda modulyatori sxemasi

Diod VAXsini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2, \quad (4.16)$$

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

$$i = a_0 + a_1 U_0 \cos \omega_0 t + a_1 U_\Omega \cos \Omega t + 0.5 a_2 U_0^2 + 0.5 a_2 U_0^2 \cos 2\omega_0 t + 0.5 a_2 U_\Omega^2 + 0.5 a_2 U_\Omega^2 \cos 2\Omega t + a_2 U_0 U_\Omega \cos(\omega_0 - \Omega)t + a_2 U_0 U_\Omega \cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (4.17)$$

Bu umumiy tok spektridan ω_0 , $\omega_0 + \Omega$ va $\omega_0 - \Omega$ chastotali tebranishlarni parallel kontur yordamida ajratib olamiz. Parallel kontur o'tkazish polosasi AM signal spektriga mos bo'lishi kerak. Parallel kontur yuklama vazifasini bajaradi, uning ekvivalent qarshiligini R_{oe} o'tkazish polosasida doimiy deb hisoblab, undagi kuchlanish $u_k(t)$ ni aniqlaymiz. Konturdagi kuchlanish $u_1(t) = u_{AM}(t)$ bo'lib, amplitudasi modulyatsiyalangan bo'ladi

$$u_k(t) = u_{AM}(t) = R_{oe}(a_1 U_0 \cos \omega_0 t + a_2 U_0 U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_0 t) \quad (4.18)$$

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

$$u_{AM}(t) = a_1 U_0 R_{0e} (1 + 2U_\Omega a_2 / a_1 \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (4.19)$$

(4.19) ifodada

$$2U_\Omega a_2 / a_1 = m, \quad (4.20)$$

deb belgilab, quyidagini hosil qilamiz

$$u_{AM}(t) = a_1 U_0 R_{0e} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (4.21)$$

(4.20) ifoda (4.21) ifoda bilan $a_1 R_{0e}$ doimiy o'zgarmas kattalikka farq qiladi. (4.21) ifodadan ko'rinib turibdiki modulyatsiya koeffitsienti 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 koeffitsientga bog'liq, u qancha katta bo'lsa, ya'ni nochiziqilik qancha katta bo'lsa m shuncha katta bo'ladi [12].

Agar $u = u_1 + u_2$ nochiziqli element 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 $\Omega_m \leq \Omega_{\max}$ bo'lsa), natijada buzilish paydo bo'ladi, tashuvchi bir vaqtda Ω_m va $2\Omega_m$ bilan modulyatsiyalangan bo'ladi.

4.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori

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

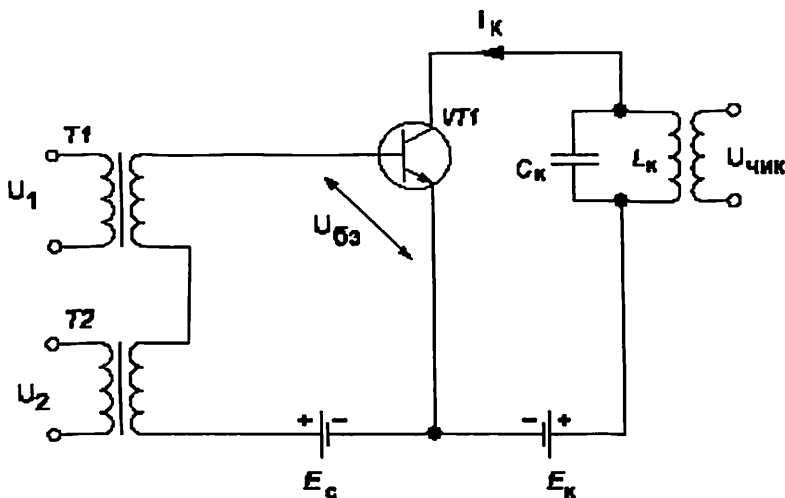
1. Tashuvchi signal $u_t(t)$ va modulyatsiyalovchi signal $u_m(t)$ bipolyar tranzistorning baza-emitter oralig'iga berilgan bo'lsa, baza modulyatsiyasi deb ataladi.

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.

Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatori sxemasi 4.8-rasmda keltirilgan.



4.8-rasm. Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatori sxemasi

Tranzistorning VAXi uchinchi darajali polinom bilan approksimasiya qilingan bo'lsin:

$$i_k = a_0 + a_1 u_{be} + a_2 u_{be}^2 + a_3 u_{be}^3 \quad (4.22)$$

Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyator kirishiga past chastotali u_1 va u_2 yuqori chastotali tashuvchi berilsin:

$$u_1 = U_\Omega \cos \Omega t \quad (4.23)$$

$$u_2 = U_\omega \cos \omega_0 t \quad (4.24)$$

Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatorning chiqish konturining rezonans chastotasi quyidagi shartga bo'ysunsin

$$\omega_r = \omega_0 \quad (4.25)$$

Tranzistorning baza emitter kuchlanishi uchta kuchlanishning yig'indisi – E_c siljish kuchlanishi, u_1 va u_2 kuchlanishlari:

$$u_{be} = E_c + u_1 + u_2 \quad (4.26)$$

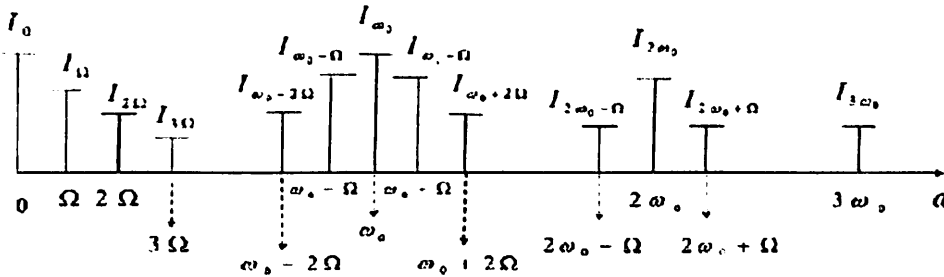
(4.26) ifodaga (4.23) va (4.24) ifodalarni olib borib qo'yamiz va (4.26) ni quyidagi kurinishda yozish mumkin:

$$u_{be} = E_c + U_\Omega \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega_0 t \quad (4.27)$$

(4.27) ifodani (4.22) ifodaga olib borib qo'ysak tranzistorning kollektoridan oqib o'tayotgan tokni aniqlaymiz:

$$i_k = a_0 + a_1(E_c + U_\Omega \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega_0 t) + a_2(E_c + U_\Omega \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega_0 t)^2 + a_3(E_c + U_\Omega \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega_0 t)^3 \quad (4.28)$$

(4.28) ifodani qovuslarini ochib tashlasak 13 ta tashkil etuvchidan iborat kollektor tokini xosil qilamiz. Bu kollektor tokini spektri 4.9 rasmda keltirilgan.



4.9-rasm. Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatori kollektor tokini spektri

Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatorning chiqish konturining rezonans chastotasi $\omega_r = \omega_0$ bo'lganligi uchun chastotasi faqatgina ω_0 chastotaga yaqin bo'lgan toklar ($I_{\omega_0}, I_{\omega_0-\Omega}, I_{\omega_0+\Omega}, I_{2\omega_0-\Omega}$ va $I_{2\omega_0+\Omega}$) konturda kuchlanish xosil qiladi:

$$i_{\omega_0} = I_{\omega_0} \cos \omega_0 t + I_{\omega_0 + \Omega} \cos(\omega_0 + \Omega)t + I_{\omega_0 - \Omega} \cos(\omega_0 - \Omega)t + I_{\omega_0 + 2\Omega} \cos(\omega_0 + 2\Omega)t + I_{\omega_0 - 2\Omega} \cos(\omega_0 - 2\Omega)t; \quad (4.29)$$

Tranzistorli baza modulyasiyal AM modulyatorning chiqishidagi xosil bo'lgan AM signalning modulyasiya koeffitsienti quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$m = \frac{I_{\omega_0 \pm \Omega}}{I_{\omega_0}} = \frac{2a_2 U_{\Omega} + 6a_3 E_c U_{\Omega}}{a_1 + 2a_2 E_c + 3a_3 U_{\Omega}^2 + 3a_3 E_c^2 + \frac{3}{4} a_3 U_0^2} \quad (4.30)$$

Tranzistorli baza modulyasiyal AM modulyatorning chiqishidagi xosil bo'lgan AM signalga $\omega_0 - 2\Omega$ va $\omega_0 + 2\Omega$ tebranishlar AM signalga nohiziqli buzilishlarni olib keladi va nohiziqli buzilish koeffitsienti bilan baholanadi:

$$K_{nb} = \frac{I_{\omega_0 \pm 2\Omega}}{I_{\omega_0 \pm \Omega}} = \frac{\frac{3}{4} a_3 U_{\Omega}}{a_2 U_0 + 3a_3 E_c} \quad (4.31)$$

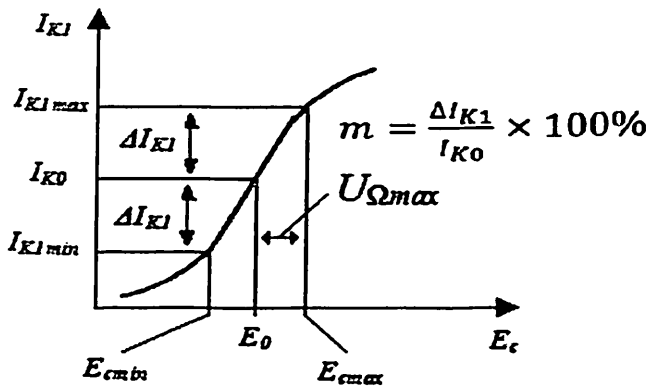
Amplituda modulyatorining to'g'ri ishlash rejimini tanlash uchun uning statik modulyasion karakteristikasi olinadi.

Amplituda modulyatorining statik modulyasion karakteristikasi $I_{k1} = f(E_c)$ deb - $U_0 = \text{const}$, $U_{\Omega} = 0$, bo'lganda kollektor tokining birinchi garmonikasini siljish kuchlanishi E_c ga bog'liqligiga aytiladi.

Tranzistorli baza modulyasiyal AM modulyatorning kollektor tokining birinchi garmonikasini quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

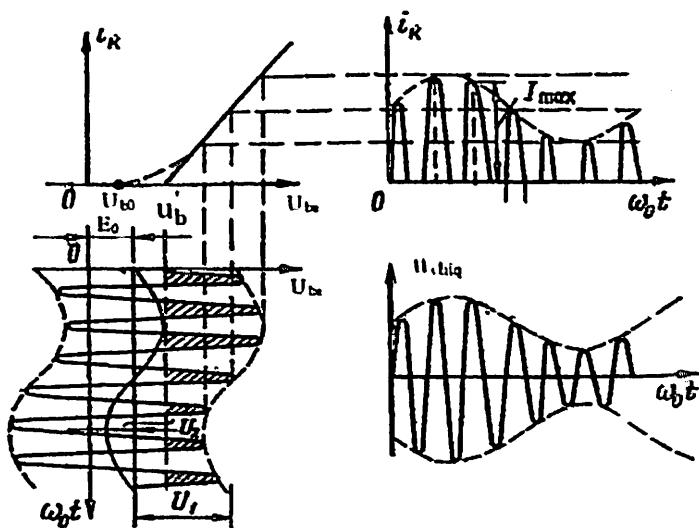
$$I_{k1} = a_1 U_0 + a_2 E U_0 + 3a_3 E^2 U_0 + \frac{3}{4} a_3 U_0^3 \quad (4.22)$$

4.10-rasmda tranzistorli baza modulyasiyal AM modulyatorini statik modulyasion karakteristikasi keltirilgan. Ushbu xarakteristikadan uning to'g'ri chiziqli uchastkasi aniqlanilib, undan E_0 siljish kuchlanishi, past chastotali modulyasiyalovchi signalning maksimal amplitudasi $U_{\Omega \max}$ va modulyasiya chuqurligi m aniqlanadi.



4.10-rasm. Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatorini statik modulyasion harakteristikasi

4.11-rasmda tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatoriining ishlashiga oid vaqt diagrammalar keltirilgan.



4.11-rasm. Tranzistorli baza modulyasiyali AM modulyatorining ishlashiga oid vaqt diagrammalar

4.3.3. 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 [1]. Bitta garmonik signal bilan balansli modulyatsiyalangan (BM) signalning matematik ifodasi quyidagicha

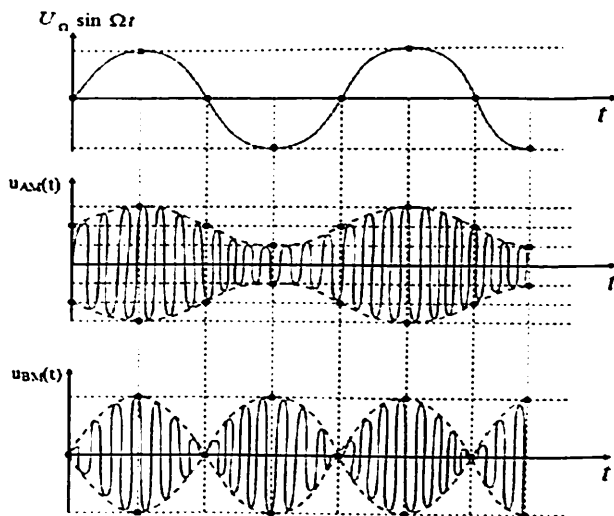
$$\begin{aligned} s_{BM}(t) &= U_0 m \cos \Omega t \cos \omega_0 t \\ &= \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t \end{aligned} \quad (4.23)$$

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

$$u_{BM}(t) = \frac{U_0}{2} \sum_{k=1}^N m_k \cos(\omega_0 - \Omega_k)t + \frac{U_0}{2} \sum_{k=1}^N m_k \cos(\omega_0 + \Omega_k)t \quad (4.24)$$

Bundan ko'rinadiki, BM signal spektri AM signal spektriga o'xshash bo'lib, faqat tashuvchisi mavjud emas. 4.12-rasmda Garmonik AM va garmonik BM signallarning vaqt diagrammalari keltirilgan.

Garmonik 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 [13].

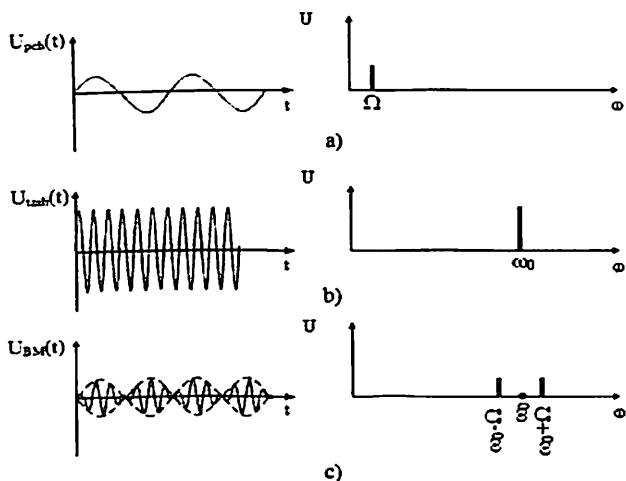


4.12-rasm. Garmonik AM va garmonik BM signallarning vaqt diagrammalari

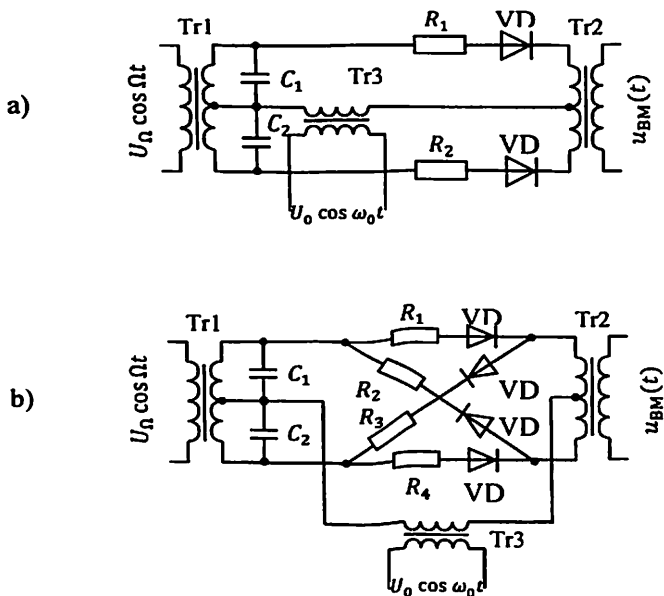
Garmonik BM signalning vaqt diagrammalari va spektri 4.13 rasmda ko'rsatilgan.

BM signalni shakllantirish qurilmasi *balansli modulyator* deb ataladi. Balansli modulyatorning prinsipial sxemalari: diodli ikki taktli amplituda modulyatoridan iborat bo'lgan sxema 4.14a-rasmda, halqali modulyator sxemasi 4.14b-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 (4.14b-rasm).



4.13-rasm. Garmonik BM signalning vaqt diagrammalari va spektri: a) modulyasiyalovchi signal, b) tashuvchi, c) BM signal



4.14-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.

4.3.4. 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 amplituda 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. Garmonik BPM signal agar yuqori polosadan foydalanilsa quyidagicha ifodalanadi [2]

$$s_{BPM}(t) = \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (4.25)$$

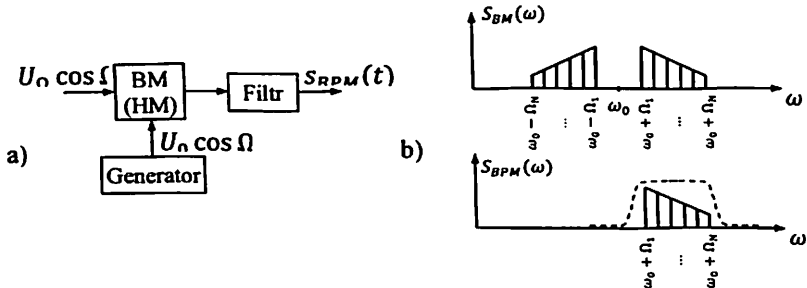
BPM signal agar pastki polosadan foydalanilsa (4.25) ifodadagi Ω oldidagi "+" ishorasi "-" ishorasiga o'zgaradi, ya'ni $\omega_0 - \Omega$ bo'ladi.

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 polosali filtrlardan foydalanish mumkin. BPM signalni shakllantirish qurilmasining strukturaviy sxemasi 4.15a-rasmda va uning ish jarayonini tushuntiruvchi chizma 4.15b-rasmda keltirilgan.



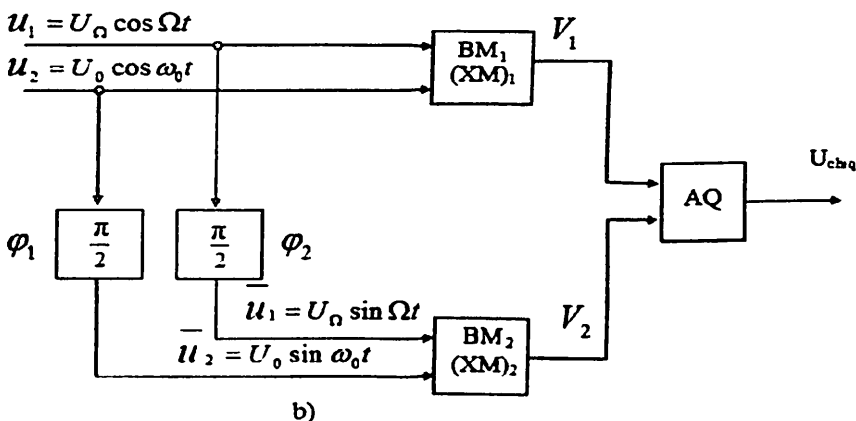
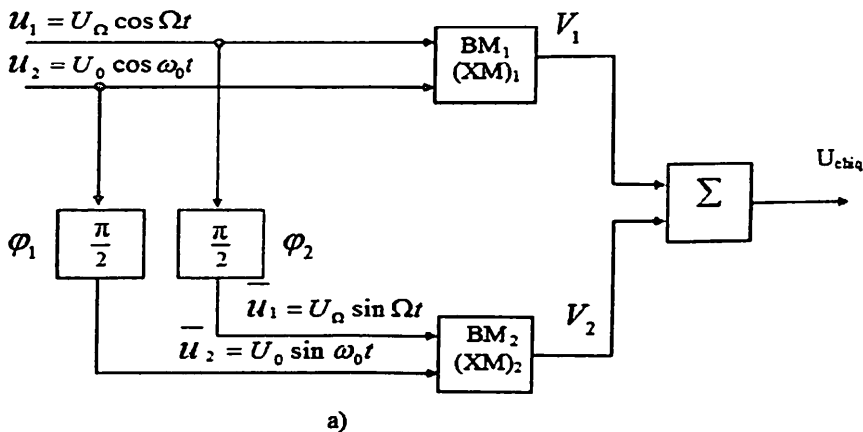
4.15-rasm. a) – BPM signalni shakllantirish qurilmasining strukturaviy sxemasi; b) – uning ish jarayonini tushuntiruvchi chizma

Yuqoridagi ko‘rib chiqilgan filtrlash usuli $\omega_0 + \Omega$ va $\omega_0 - \Omega$ chastotalar orasidagi masofa katta bo‘lganda ishlatiladi, aks holda esa fazakompensasiya usuli qo‘llaniladi. Bu usulda ikkita balansli yoki xalqali modulyatorlar va ikkita fazasurgich summator yoki ayiruvchi qurilmalardan foydalaniladi.

Fazakompensasiya usuli yordamida bitta polosali signalni hosil qilish sxemalari 4.16 rasmda keltirilgan.

Fazakompensasiya usuli yordamida pastki yon polosali signalni va yuqori yon polosali signallarni hosil qilish sxemalari deyarli bir xil bo‘lib ular sxemalari chiqishida summator va ayiruvchi qurilmalar bilan farq qiladi.

Bu sxemalarda BM (XM) - balansli (xalqali) modulyator; F- fazasurgich; AQ- ayiruvchi qurilma. Fazasurgich signalning fazasini 90° ga surib beradi.



4.16-rasm. Fazakompensasiya usuli yordamida bitta polosali signalni hosil qilish sxemalari: a) – pastki yon polosali signalni hosil qilish sxemasi; b) – yuqori yon polosali signalni hosil qilish sxemasi

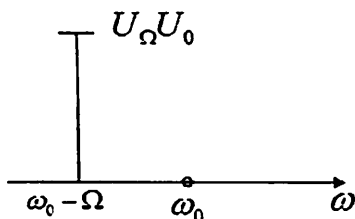
Pastki yon polosali signalni hosil qilish sxemasining (4.16a-rasm) chiqish signalini aniqlaymiz:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= u_1 \cdot u_2 = U_\Omega \cos \Omega t \cdot U_0 \cos \omega_0 t = \\
 &= \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 - \Omega) t + \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 + \Omega) t
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= \bar{u}_1 \cdot \bar{u}_2 = U_\Omega \sin \Omega t \cdot U_0 \sin \omega_0 t = \\
 &= \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t - \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t
 \end{aligned}
 \quad (4.27)$$

$$u_{chiq} = V_1 + V_2 = U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (4.28)$$

(4.28) ifodadan ko‘rinib turibdiki, 4.16a-rasmdagi sxema yordamida pastki yon polosali AM signalni hosil qilish mumkin. Modulyasiyalovchi signal garmonik signal bo‘lgan xolat uchun 4.17-rasmda pastki yon polosali AM signalni spektri keltirilgan.



4.17-rasm. Modulyasiyalovchi signal garmonik signal bo‘lgan xolat uchun pastki yon polosali AM signalni spektri

Yuqori yon polosali signalni hosil qilish sxemasining (4.16b-rasm) chiqish signalini aniqlaymiz:

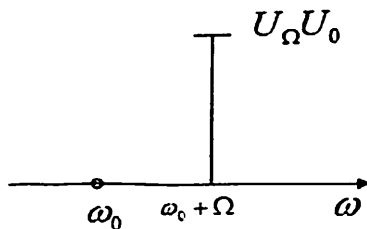
$$\begin{aligned}
 V_1 &= u_1 \cdot u_2 = U_\Omega \cos \Omega t \cdot U_0 \cos \omega_0 t = \\
 &= \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t
 \end{aligned}
 \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= \bar{u}_1 \cdot \bar{u}_2 = U_\Omega \sin \Omega t \cdot U_0 \sin \omega_0 t = \\
 &= \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t - \frac{1}{2} U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t
 \end{aligned}
 \quad (4.30)$$

$$u_{chiq} = V_1 - V_2 = U_\Omega U_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t \quad (4.31)$$

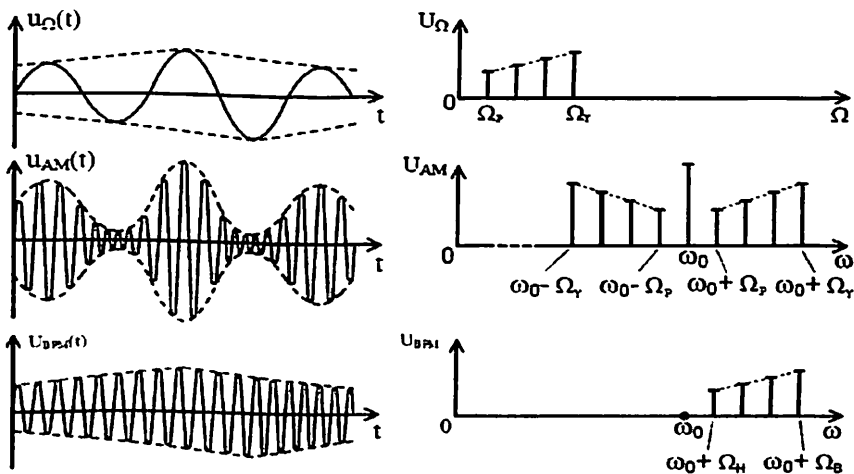
(4.31) ifodadan ko‘rinib turibdiki, 4.16b-rasmdagi sxema yordamida yuqori yon polosali AM signalni hosil qilish mumkin.

Modulyasiyalovchi signal garmonik signal bo'lgan xolat uchun 4.18-rasmda yuqori yon polosali AM signalni spektri keltirilgan.



4.18-rasm. Modulyasiyalovchi signal garmonik signal bo'lgan xolat uchun yuqori yon polosali AM signalni spektri

4.19-rasmda AM va BPM signallarning vaqt diagrammalari va spektrlarini qiyosiy tahlili keltirilgan.



4.19-rasm. AM va BPM signallarning vaqt diagrammalari va spektrlarini qiyosiy tahlili

Bir polosali signalni shakllantirishning barcha usullarida murakkab apparaturalar talab qilinadi. BPM signal spektrining kengligi AM signal spektrining kengligiga nisbatan 2 marta qisqaradi, 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.

4.4. 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].

Agar garmonik tashuvchining amplitudasini o'zgarmas qilinsa va modulyatsiyalovchi signal tashuvchining to'liq fazasigi ta'sir qilsaburchak modulyatsiyali radiosignal modelini hosil qilamiz

$$s_{BM}(t) = u(t) = U \cos\{\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0\} = U \cos \Psi(t). \quad (4.32)$$

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

$$\omega(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (4.33)$$

U holda to'liq faza (4.32) radiosignal modelidagi trigonometrik funksiyaning argumenti bo'lib, u quyidagicha aniqlanadi

$$\Psi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0. \quad (4.34)$$

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 $\varphi(t) = k u_m(t)$, u holda faza modulyatsiyasini hosil qilamiz (inglizcha – phase modulation, PM)

$$s_{FM}(t) = U \cos(\omega_0 t + k u_m(t)), \quad (4.35)$$

bunda, to'liq faza $\Psi(t) = \omega_0 t + k u_m(t)$ 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, $\Delta\omega(t) = k u_m(t)$, u holda chastota modulyatsiyasida to'liq faza

$$\Psi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + k \int u_m(t) dt \quad (4.36)$$

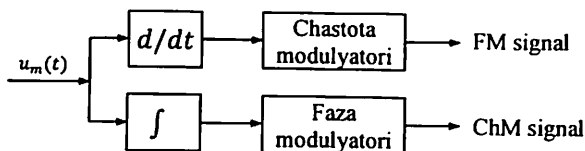
ga teng bo'lib, ChM signal quyidagicha ifodalanadi

$$s_{ChM}(t) = U \cos\left(\omega_0 t + k \int u_m(t) dt\right). \quad (4.37)$$

Ko'rinadiki, chastota va faza modulyatsiyasi (4.33) va (4.34) munosabatdagidek bir-biri bilan chambarchas bog'liq. Aniqroq aytsak, agar modulyatsiyalovchi funksiya $k u_m(t)$ shaklida bo'lsa, u holda ChM $\Delta\omega(t) = k u_m(t) = d\varphi(t)/dt$ bo'lganda $\varphi(t) = k \int u_m(t) dt$ qonuni bo'yicha FMga mos keladi; FM esa $\varphi(t) = k u_m(t)$ bo'lganda $\Delta\omega(t) = k \frac{d u_m(t)}{dt}$ 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 (4.20-rasmdagi yuqoridagi tarmoq).
3. Agar modulyatsiyalovchi signalni integrallovchi qurilmadan o'tkazib, uni faza modulyatoriga bersak chastota modulyatsiyasi hosil bo'ladi (4.20-rasmdagi quyi tarmoq).
- 4.



4.20-rasm. Faza va chastota modulyatsiyasining o'zaro bog'liqligi

4.4.1. 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 signa lni quyidagicha yozish mumkin

$$s_{FM}(t) = U \cos\{\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \Omega t + \varphi_0\}, \quad (4.37)$$

bunda, $\Delta\varphi$ – faza devitsiyasi 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 devitsiyasi 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

$$s_{ChM}(t) = U \cos \left\{ \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \right\}. \quad (4.38)$$

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

$$s_{BM}(t) = U \cos \{ \omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0 \}. \quad (4.39)$$

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.

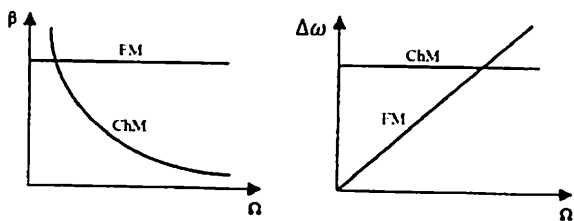
FMda β indeks modulyatsiyani xarakterlovchi parametr bo'lib, u modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog'liq emas. Chastota devyatsiyasi esa Ω chastotaga to'g'ri proporsional:

$$\begin{aligned} \beta &= \text{const}; \\ \Delta\omega &= \beta \cdot \Omega. \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \text{const} \\ \beta &= \Delta\omega/\Omega. \end{aligned}$$

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



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

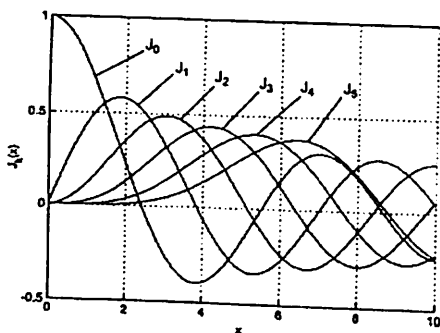
4.4.2. Garmonik burchak modulyatsiyali signal spektri

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 (4.22-rasm).



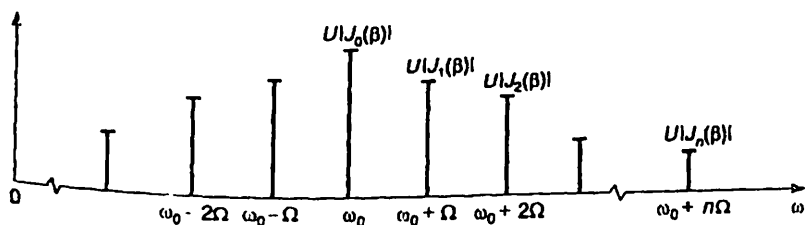
4.22-rasm. k -chi tartibli birinchi tur Bessel funksiyasi

(4.39) idodani Bessel funksiyasidan foydalanib, quyidagi ko'rinishga keltiramiz

$$s_{BM}(t) = \operatorname{Re} \left\{ U e^{j\omega_0 t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\beta) e^{jk(\Omega t)} \right\} U \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\beta) \cos[(\omega_0 + k\Omega)t]. \quad (4.40)$$

BM signal spektri $\omega_0 + k\Omega$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 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 (4.22-rasm), spektrning amplitudasi ω_0 tashuvchi chastotadan uzoqlashishi bilan kamayib boradi.

4.23-rasmda garmonik BM signalning amplituda spektri keltirilgan. Rasmdan ko'rinadiki, β ning ba'zi bir qiymatlarida (4.40 yoyilmadan) ω_0 chastotadagi tashuvchining tashkil etuvchilari umuman bo'lmaydi.



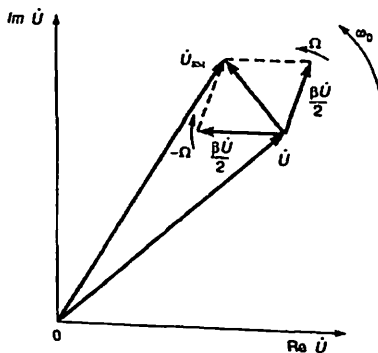
4.23-rasm. Garmonik BM signalning amplituda spektri keltirilgan

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 hisoblasha bo'ladi. U holda (4.39) signalni quyidagicha yozish mumkin bo'ladi

$$\begin{aligned} s(t) &= U \cos(\beta \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U \sin(\beta \sin \Omega t) \sin \omega_0 t = \\ &= U \cos \omega_0 t - \beta U \sin \Omega t \sin \omega_0 t = \\ &= U \cos \omega_0 t + \frac{\beta U}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{\beta U}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \end{aligned} \quad (4.41)$$

$\beta \ll 1$ 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.

4.24-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) U_{BM} vektori yo'nalishining U vektorga nisbatan vaqt bo'yicha o'zgarishi bilan tushuntiriladi. 4.24-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.



4.24-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 (4.41) 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

$$\Delta\omega_{ef\ BM} = 2\Omega(\beta + 1). \quad (4.42)$$

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 deviatitsiyasining 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'zgarish tezlikda diskret habarlarni uzatishda foydalaniladi, ya'ni fazasi manipulyatsiyalangan signal shaklida foydalaniladi. ChM signallardan UQT diapazonida radioeshittirishda va boshqa tur aloqa tizimlarida keng foydalaniladi [2].

4.4.3. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish

Chastota modulyatsiya natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$u_t(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.43)$$

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

$$u_m(t) = U_m \cos \Omega t \quad (4.44)$$

amplitudasiga proporsional bo'lishi kerak, ya'ni

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0 k u_m(t). \quad (4.45)$$

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

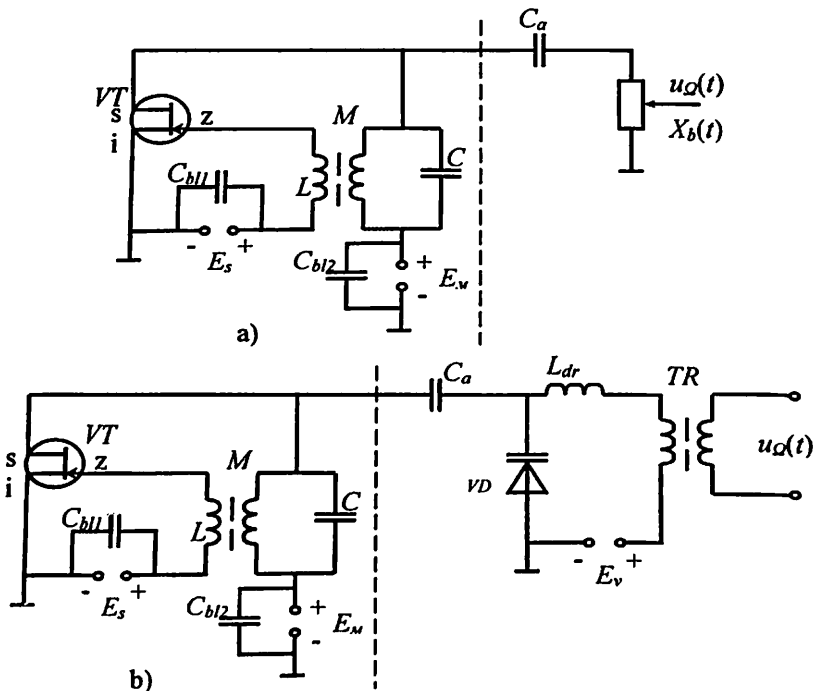
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (4.46)$$

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.

4.25a-rasmda chastota modulyatori soddalaşgan sxemasi va 4.25b-rasmda boshqaruvchi elementi $X_b(t)$ sifatida varikapdan foydalanilgan chastota modulyatori sxemasi keltirilgan. $X_b(t)$ modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_m(t)$ orqali boshqariladi. Varikap p - n o‘tishi sig‘imini unga qo‘yilgan kuchlanishga bog‘liqlik xarakteristikasi $C=F(U)$ 4.26-rasmda keltirilgan.

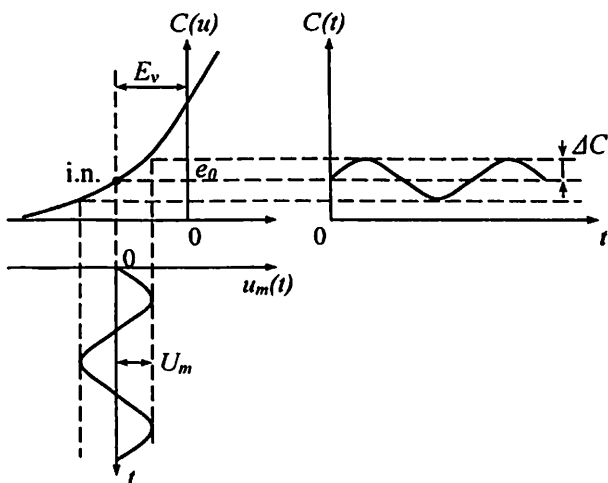
4.25-rasmda punktir chiziqdan chap tomoni ω_0 chastotali tebranishlar generatori bo‘lib, unga varikap VD ajratuvchi kondensator C_a orqali ulangan. Varikapning ekvivalent qarshiligi har bir onda, uning doimiy qismi C_0 va o‘zgaruvchan qismi $\Delta C(t)$ dan iborat, ya’ni

$$C_d(t) = C_0 + \Delta C(t). \quad (4.47)$$



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

Varikap volt-farada xarakteristikasi (4.26-rasm) da ish nuqtasi unga beriladigan siljish kuchlanishi E_s orqali o'rnatiladi. Modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ transformator TR va drossel L_{dr} orqali siljish kuchlanishi E_s bilan birga varikapga beriladi. Bu kuchlanishlar ta'sirida varikap sig'imi boshqariladi. C_a – kichik sig'imli kondensator ω chastotali yuqori chastotali tebranishlar uchun qarshilik ko'rsatmaydi, natijada varikap va LC kontur bir-biriga parallel ulanadi. Ikkinchi tomondan C_a kondensatori modulyatsiyalovchi $u_{\Omega}(t)$ ni parallel konturga o'tkazmaydi. Bundan tashqari S_a siljish kuchlanishi manbai E_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.



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

Varikapga kichik sathli modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ta'sirida uning sig'imi $C_d(t)$ modulyatsiyalovchi kuchlanishga proporsional o'zgaradi (4.26-rasm). Buning natijasida generatsiya chastotasi o'zgaradi, u quyidagi ifoda orqali aniqlanadi

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_d(t))}}, \quad (4.48)$$

Yoki

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + \Delta C(t))}}. \quad (4.49)$$

Varikap boshlang'ich sig'imi C_0 va parallel kontur kondensatori C sig'imi birgalikda tashuvchisi chastotasini ω_0 ni belgilaydi. Demak $C'_0 = C + C_0$ deb olsak tashuvchi chastotasi $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$ bo'ladi va (4.49) quyidagi ko'rinishni oladi

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C'_0}}}. \quad (4.50)$$

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

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \quad (4.51)$$

bo'ladi. Chastota o'zgarishi $\Delta\omega$ sig'im o'zgarishi ΔC ga proporsional bo'lishi uchun $\frac{\Delta C}{C'_0} \leq 0,1 \div 0,2$ bo'lishi kerak.

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.

4.4.4 Fazasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish

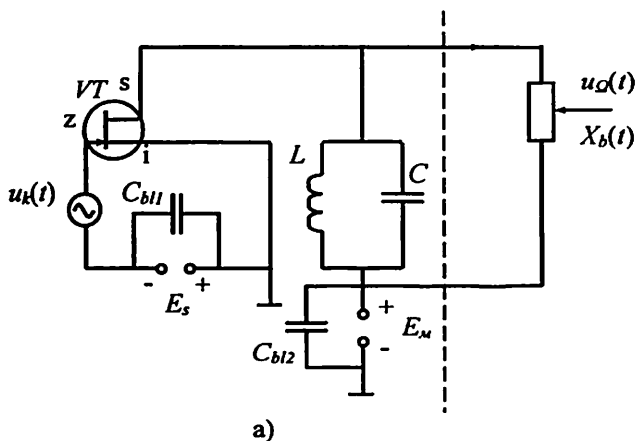
Faza modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi fazasi modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_\Omega(t)$ ga proporsional o'zgaradi, ya'ni

$$\varphi(t) = \varphi_0 + ku_{\Omega}(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t), \quad (4.52)$$

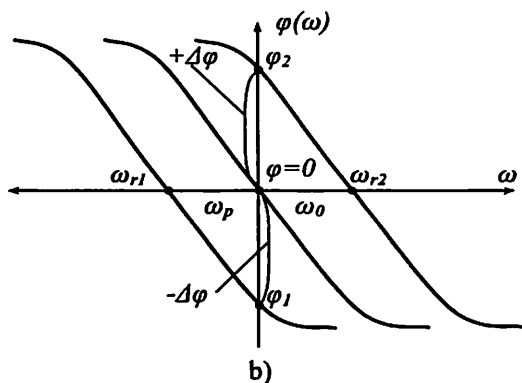
bunda k – modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ni faza o‘zgarishi $\Delta\varphi(t)$ bilan bog‘lovchi koeffitsient. Modulyatsiya natijasida boshlang‘ich faza φ_0 $\Delta\varphi$ ga o‘zgaradi.

Faza va chastota modulyatorlari bir-biriga bog‘liqligiga qaramasdan, ular turlicha shakllantiriladilar. Agar ChM da modulyatsiyalovchi kuchlanish $u_{\Omega}(t)$ ta’sirida uning chastotasi o‘zgarsa, FM da esa uning fazasi $u_{\Omega}(t)$ ga proporsional o‘zgarishi kerak. Shuning uchun FM modulyatorning birinchi qismi generator emas, rezonans kuchaytirgich bo‘lishi kerak. Rezonans kuchaytirgichning yuklamasi – parallel LC kontur FM da asosiy o‘rinni egallaydi. 4.27a-rasmda FM soddalashgan sxemasi va 4.27b-rasmda parallel kontur faza-chastota xarakteristikalari $\varphi(\omega)$ keltirilgan. 4.27a-rasmda $X_b(t)$ – boshqaruvchi reaktiv element. Reaktiv element sifatida varikapdan foydalanish mumkin. U holda 4.27a-rasmdagi sxemaning punktir chiziqdan o‘ng tomon qismi 4.25b-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 kontur tashuvchi signal chastotasi ω_0 ga sozlangan bo‘lsa, uning qarshiligi aktiv bo‘ladi va u orqali o‘tayotgan tok birinchi garmonikasi I_1 unda U_k kuchlanish, chiqish kuchlanishi U_{ch} ni keltirib chiqaradi. I_1 tok fazasi U_k kuchlanish fazasiga mos keladi. Shuning uchun $\varphi(\omega)$ xarakteristika ω_0 nuqtadan o‘tadi (4.27b-rasm). Agar $u_{\Omega}(t)$ ta’sirida $X_b(t)$ o‘zgarib LC kontur rezonans chastotasi ω_r kamaysa, bu kontur tashuvchi chastotasi ω_0 ga teng bo‘lmaydi. Natijada $\varphi(\omega)$ xarakteristika chapga suriladi va chastotal o‘qini ω_{r1} chastotada kesib o‘tadi. Bu tok I_1 fazasi konturdagi kuchlanish U_k fazasidan $\Delta\varphi_1$ ga kech qolishiga olib keladi. Parallel kontur rezonans chastotasi ω_r ko‘paysa U_k kuchlanish tok I_1 dan $\Delta\varphi_2$ fazaga kech qoladi. Kontur $\varphi(\omega)$ xarakteristikasi o‘ng tomonga suriladi, $\omega_{r2} > \omega_0$ 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.



a)



b)

4.27-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 $i=a_0+a_1u+a_3u^3+a_4u^4$ polinom 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?*
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 $\Delta\phi$ ni qanday qurilma yordamida 2, 3 marta oshirish mumkin?*

5. UZLUKSIZ (ANALOG) MODULYATSIYALANGAN SIGNALLARNI DETEKTORLASH

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

Detektorning asosiy xarakteristikasi uning **detektorlash xarakteristikasi** hisoblanadi:

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

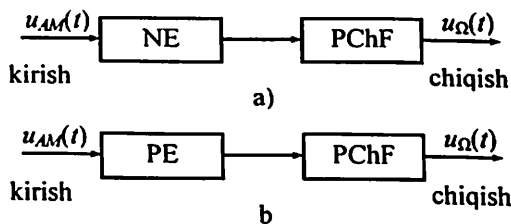
2. Chastotasi modulyatsiyalangan signallar detektori (ChD) detektorlash xarakteristikasi deb, uning chiqishidagi kuchlanish U_{ch} ni signal chastotasi o'zgarishi $\Delta\omega$ ga bog'liqligi $U_{ch}=F(\Delta\omega)$ ga aytiladi.

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

Detektorlash jarayoni buzilishlarsiz bo'lishi uchun detektorlash xarakteristikalari chiziqli bog'lanishda bo'lishi kerak. Agar chiziqlikdan farq qilsa, detektorlash jarayoni buzilish bilan bo'layotganini bildiradi. Buzilish kattaligi 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib aniqlanadi [2].

5.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

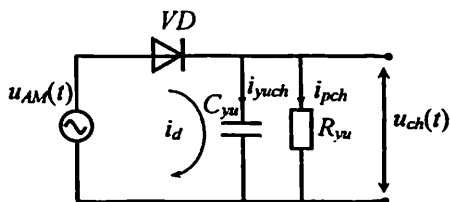
Detektorlash yuqori chastotali modulyatsiyalangan signaldan past chastotali modulyatsiya parametrini o'zgarishini ajratib olish bilan bog'liq bo'lgani uchun, yangi spektral tashkil etuvchi hosil etish jarayoni bo'lgani uchun detektor qurilmasida albatta nochiziqli yoki parametrik element bo'lishi shart. Amplituda detektori struktura sxemasi 5.1-rasmda keltirilgan.



5.1-rasm. AM signal detektorlari strukturaviy sxemalari: a) – NE dan va b) – PE dan 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. 5.2-rasmda diodli amplituda detektori (AD) sxemasi keltirilgan bo'lib, bu sxemada R_{yu} va C_{yu} elementlari birgalikda yuklama, past chastotalar filtri vazifasini bajaradi.



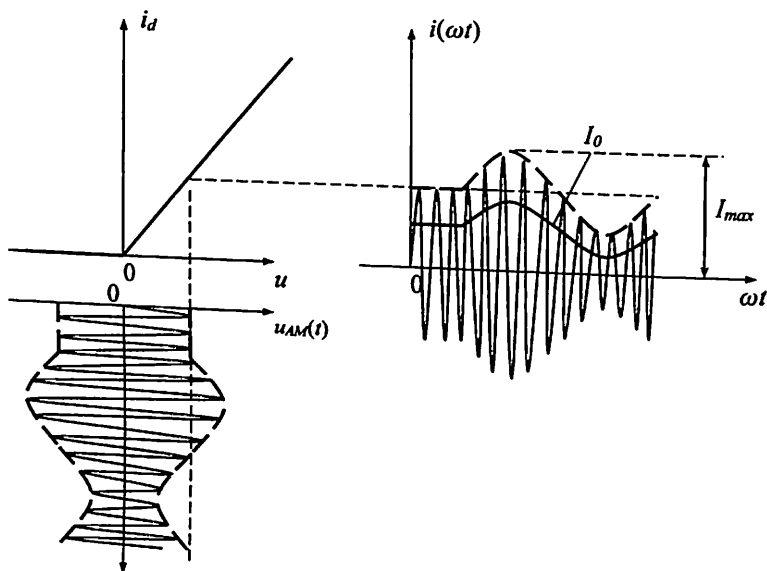
5.2-rasm. Diodli amplituda detektori sxemasi

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

$$\frac{1}{\omega_0 C_{yu}} \ll R_{yu} \ll \frac{1}{\Omega_m C_{yu}}. \quad (5.1)$$

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

Bu jarayonda ishlovchi AD vaqt diagrammalari 5.3-rasmda keltirilgan.



5.3-rasm. Amplituda detektorining ishlashiga oid vaqt diagrammalari

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

$$I_0 = \gamma_0(\theta) \cdot S \cdot U_\omega \quad (5.2)$$

ifoda orqali aniqlash mumkin. (5.2) da $\theta=90^\circ$ 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

$$U_{ch} = \gamma_0(\theta) \cdot S_0 \cdot U_\omega \cdot R_{yu} \quad (5.3)$$

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

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

- kvadratik rejimda, agar kirish signali sathi $0,2 \div 0,3$ V dan kam bo'lsa, bunda diod xarakteristikasining boshlang'ich nochiziqli qismida detektorlash jarayoni ro'y beradi;

- chiziqli rejimda, agar kirish signali sathi $0,5 \div 1,0$ V dan katta bo'lsa, bunda diod VAXsini quyidagicha approksimatsiyalash mumkin

$$i = S_0 U_k, \text{ agar } U_k \geq 0. \quad (5.4)$$

Har ikki rejimda ham AD sxemasi o'zgarmas 5.3-rasmdagidek saqlanadi.

5.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi

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

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (5.5)$$

Yarim o'tkazgich diod uchun $a_0 = 0$.

Detektor kirishiga AM signal

$$U_{AM}(t) = U_\omega [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_0 t \quad (5.6)$$

ta'sir etadi. (5.6) ni quyidagi shaklga keltiramiz

bunda

$$U_{AM}(t) = U_{\omega}(t) \cos \omega_0 t, \quad (5.7)$$

$$U_{\omega}(t) = U_{\omega}(1 + m \cos \Omega t). \quad (5.8)$$

(5.7) ni (5.5) ga qo'yib diod orqali o'tuvchi tok i ni aniqlaymiz

$$i(t) = a_0 + a_1 U_{\omega}(t) \cos \omega_0 t + a_2 U_{\omega}^2(t) \cos^2 \omega_0 t = a_0 + a_1 U_{\omega}(t) \cos \omega_0 t + 0,5 a_1 U_{\omega}^2(t) + 0,5 a_2 U_{\omega}^2(t) \cos 2\omega_0 t = i_{pch} + i_{yuch}. \quad (5.9)$$

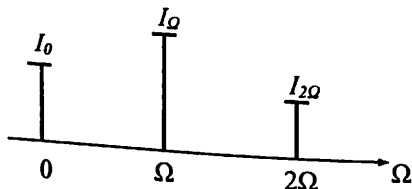
(5.9) dan tok past chastotaliklarini ajratib olamiz

$$i_{pch}(t) = 0,5 a_2 U_{\omega}^2(t) \quad \text{yoki} \quad U_{\Omega}(t) = 0,5 a_2 U_{\omega}^2(t) R_{yu}. \quad (5.10)$$

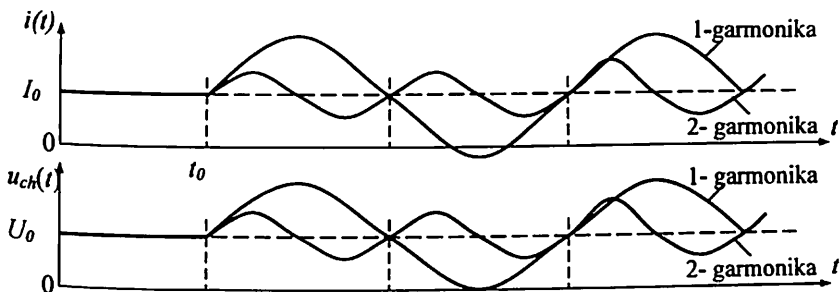
(5.10) ifodaga (5.8) ni qo'yib quyidagilarni aniqlaymiz

$$i_{pch}(t) = 0,5 a_2 U_{\omega}^2 [1 + m \cos \Omega t]^2 = 0,5 a_2 U_{\omega}^2 + a_2 m U_{\omega}^2 \cos \Omega t + 0,25 a_2 m U_{\omega}^2 + 0,25 a_2 m^2 U_{\omega}^2 \cos 2\Omega t. \quad (5.11)$$

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 (5.4-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.

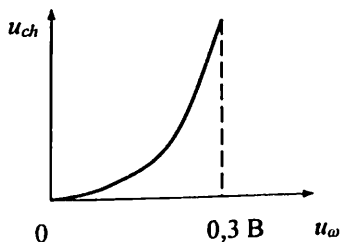


5.4-rasm. Amplituda detektor tok spektrlari



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

(5.10) ifodadan ko‘rinib turibdiki AD chiqish kuchlanishi u_{Ω} amplitudasi kirishidagi signal amplitudasi kvadratiga proporsional o‘zgarmoqda. Uning detektorlash xarakteristikasi (5.6-rasm) ham kvadratik parabola shaklida bo‘ladi. Bu rejimda ishlovchi detektor kvadratik amplituda deteksi deb ataladi.



5.6-rasm. Kvadratik AD detektorlash xarakteristikasi

Kvadratik AD da buzilish koefitsiyenti

$$K_B = \frac{0,25a_2m^2U_{\omega}^2}{a_2mU_{\omega}^2} = 0,25M \cdot 100\% \quad (5.12)$$

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

5.3. 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 $\theta=90^\circ$ bo'lib, kosinusoidal impulslar 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.

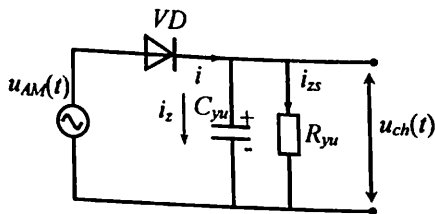
Amplituda detektori (5.7-rasm) kirishiga garmonik tebranish ko'rinishidagi kuchlanish ta'sir etsa, ya'ni

$$u_k(t) = U_\omega(t) \cos \omega_0 t \quad (5.13)$$

diodga qo'yilgan kuchlanish

$$u_d(t) = u_k(t) + U_0 \quad (5.14)$$

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



5.7-rasm. AD sxemasi

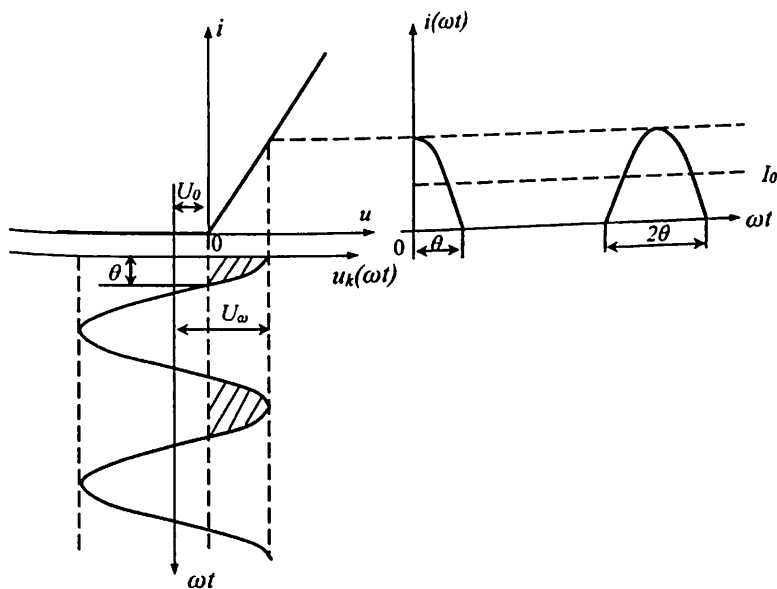
(5.1) ga asosan zaryadsizdanish vaqti $\tau_{zs} = R_{yu} \cdot C_{yu}$, yuqori chastotali tashuvchi davri $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ dan ancha katta bo'lgani uchun kondensatoridagi kuchlanish sezilarli darajada kamaymaydi. Kirish kuchlanishi u_k , chiqish kuchlanishi $u_{ch} = u U_c$ va diod orqali o'tuvchi vaqt diagrammalari 5.9-rasmda keltirilgan.

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

$$U = U_0 \cos \omega_0 t + I_0' R_{yu} \quad (5.15)$$

deb hisoblaymiz. (5.15) dan $U=0$ holatdagi kesish burchagi θ ni aniqlaymiz

$$\cos \theta = \frac{I_0' R_{yu}}{U_0} = \frac{U_{ch}}{U_0} \quad (5.16)$$



5.8-rasm. Amplituda detektorining chizliqli rejimda ishlashiga oid vaqt diagrammalari

Diod orqali o'tuvchi tok doimiy tashkil etuvchisi

$$I'_0 = \frac{SU_\omega}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (5.17)$$

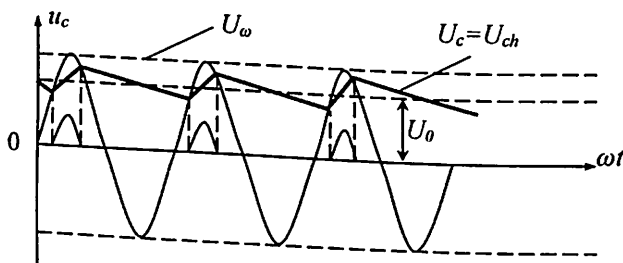
(5.17) ni (5.16) ga qo'yib, kesish burchagi θ ni aniqlash imkoniyatini beruvchi tenglamani olamiz

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{SR_{yu}} \quad (5.18)$$

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

Tok doimiy tashkil etuvchisi I' , kirish kuchlanishi amplitudasi U_ω proporsional o'zgaradi (5.17 ifodaga asosan), demak detektorlash buzilishsiz amalga oshadi.

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



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

Chiziqli AD uzatish koeffitsiyenti $K = \frac{U_{ch}}{U_\omega}$ (5.15) ifodaning o'ng tomoniga mos keladi. Demak

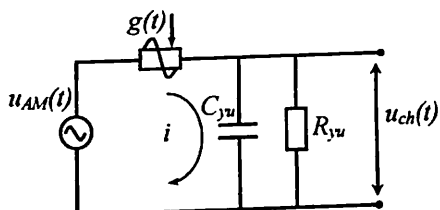
$$K = \cos \theta < 1 \quad (5.19)$$

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

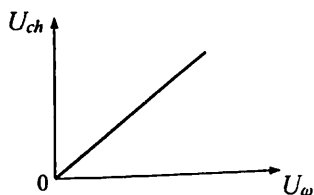
$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_{yu}}} \quad (5.20)$$

5.4. 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.



5.10-rasm. Sinxron detektor sxemasi



5.11-rasm. Sinxron detektor detektorlash xarakteristikasi

Sinxron detektor kirishiga

$$u_{AM}(t) = U_{\omega}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (5.21)$$

kuchlanish berilgan. Parametrik elementni o'tkazuvchanligi

$$g(t) = G_0 [1 + m_g \cos \omega_0 t] \quad (5.22)$$

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

$$(5.22) \text{ ifodada } G_0 - \text{ boshlang'ich o'tkazuvchanlik, } m_g = \frac{\Delta G}{G_0} -$$

o'tkazuvchanlikni o'zgarish koeffitsiyenti.

Sinxron detektorda yuklama kondensatori va qarshiligi xuddi AD dagidek (5.1) shart asosida tanlanadi.

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

$$\begin{aligned} i &= g(t) \cdot U_{AM}(t) = G_0 [1 + m_g \cos \omega_0 t] \cdot U_\omega(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= G_0 U_\omega \cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5 G_0 m_g U_\omega(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ 0,5 G_0 m_g U_\omega(t) \cos \varphi = i_{yuch} + i_{pch} \end{aligned} \quad (5.23)$$

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

$$i_{pch} = 0,5 G_0 \cdot m_g U(t) \cos \varphi \quad (5.24)$$

(5.24) ga asosan chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = 0,5 G_0 \cdot m_g U_\omega(t) \cos \varphi \quad (5.25)$$

ga teng bo'ladi. (5.25) dan ko'rinib turibdiki chiqish kuchlanishi $\varphi=0$, ya'ni $\cos \varphi=1$ bo'lganda o'zining eng katta qiymatiga ega bo'ladi

$$U_{chmax} = 0,5 G_0 \cdot R_{yu} \cdot m_g U_\omega(t) \quad (5.26)$$

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:

$$u_{AM\ BP}(t) = U_0 m \cos(\omega_0 t \pm \Omega)t. \quad (5.27)$$

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:

$$i(t) = g(t)u_{AM\ BP}(t) = G_0[1 + m_g \cos \omega_0 t]U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t \quad (5.28)$$

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 (5.28) ifodani yoyish, parametrik elementdan o'tayotgan umumiy tok $i(t)$ dan uning past chastotali tashkil etuvchisi $R_{yu}C_{yu}$ filtr yordamida hosil bo'ladi.

$$\begin{aligned} i(t) &= G_0 U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t + G_0 m_g \cos \omega_0 t U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t = \\ &= G_0 U_0 m \cos(\omega_0 t + \Omega)t + 0.5 G_0 m_g U_0 m \cos(2\omega_0 t + \Omega)t + \\ &+ 0.5 G_0 m_g U_0 m \cos(\Omega)t = i_{Yuch}(t) + i_{PCh}(t). \end{aligned} \quad (5.29)$$

$$i_{PCh}(t) = 0.5 G_0 m_g U_0 m \cos(\Omega)t, \quad (5.30)$$

$$i_{shiq}(t) = 0.5 R_{yu} G_0 m_g U_0 m \cos(\Omega)t. \quad (5.31)$$

(5.31) ifodadan ko'rinadiki chiqish kuchlanishi bir polosali amplitudasi modulyatsiyalangan signalga mos ravishda o'zgaradi, detektorlash buzilishlarsiz amalga oshiriladi.

SD yordamida ikki yon polosasi turlicha xabarlar bilan mdulyatsiyalangan signalni ham detektorlashni amalga oshirish

mumkin. SD yordamida shuningdek tashuvchisining chastotasi bir-biriga teng, ammo o'zaro ortogonal bo'lgan garmonik tebranish ko'rinishida bo'lgan bir polosali, ikki polosali tashuvchisi bor yoki tashuvchisi yo'q amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni ham qabullash, detektorlash mumkin.

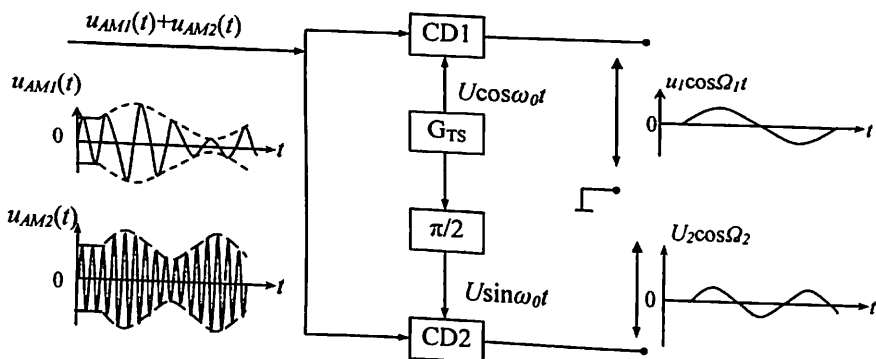
Tashuvchi bir-biriga nisbatan ortogonal bo'lgan amplitudasi modulyatsiyalangan ikki signalni quyidagicha ifodalanadi:

$$u_{AM1}(t) = U_0[1 + m_1 \cos \Omega_1 t] \cos(\omega_0 t + \varphi_1)t. \quad (5.32)$$

$$u_{AM2}(t) = U_0[1 + m_2 \cos \Omega_2 t] \sin(\omega_0 t + \varphi_2)t. \quad (5.33)$$

(5.32) va (5.33) ko'rinishidagi signallarni detektorlash quyidagi strukturaviy sxema orqali amalga oshiriladi. Ushbu qurilma kirishiga bir vaqtning o'zida (5.32) va (5.33) matematik formula bilan ifodalangan signallarning yig'indisi ta'sir qiladi. Tahlilni osonlashtirish uchun $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ deb qabul qilamiz.

5.12-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.



5.12-rasm. Tashuvchi bir-biriga nisbatan ortogonal bo'lgan amplitudasi modulyatsiyalangan signalni detektorlash

Endi SDning chastota tanlovchanlik xususiyatini ko'rib chiqamiz. Bunda SD kirishiga tashuvchisi chastotasi turlicha va bir-biridan $\Delta\omega = \omega_F - \omega_X$ ga farq qiluvchi ikki signal berilgan deyu hisoblaymiz. Bunda ω_F va ω_X mos ravishda foydali va xalaqit signali tashuvchilari chastotasi.

$$u_{AMF}(t) = U_{0F}[1 + m_F \cos \Omega_F t] \cos \omega_F t, \quad (5.34)$$

$$u_{AMX}(t) = U_{0X}[1 + m_X \cos \Omega_X t] \cos \omega_X t. \quad (5.35)$$

(5.34) va (5.35) 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:

$$i(t) = g(t)u_{AMF}(t)u_{AMX}(t) = G_0[1 + m_g \cos \omega_{TG} t] \times \\ \times \{U_{0F}[1 + m_F \cos \Omega_F t] \cos \omega_F t U_{0X}[1 + m_X \cos \Omega_X t] \cos \omega_X t\} \quad (5.36)$$

Foydali signal $u_{AMF}(t)$ signalni qabullash uchun SD parametrik elementining o'zgarish chastotasi foydali signal tashuvchisi chastotasi ω_F ga teng va chiqish signalining eng katta qiymatiga erishish uchun fazalar farqi nolga teng bo'lishi talab qilinadi.

(5.36) ifodani spektral tashkil etuvchilarga yoyib undan tokning past chastotali tashkil etuvchilarini ajratib, quyidagi ifodalarni olamiz:

$$i(t) = i_{Yuch}(t) + i_{PCh}(t) \\ i_{PCh}(t) = 0,5m_g m_F G_0 U_{0F} \cos \Omega_F t \\ + 0,5m_g m_X G_0 U_{0X} \cos(\omega_X - \omega_F + \Omega_X)t \quad (5.37)$$

Parametrik elementdan o'tuvchi tokning past chastotali tashkil etuvchilari $i_{PCh}(t)$ SD yuklamasi $R_{yu}C_{yu}$ da $U_2(t)$ kuchlanish hosil bo'ladi, ya'ni

$$U_{chiq}(t) = 0.5Z_{Yu}^{\Omega} m_g m_F G_0 U_{0F} \cos \Omega_F t \\ + 0.5Z_{Yu}^{\Omega} m_g m_X G_0 U_{0X} \cos(\Delta\omega + \Omega_X)t \quad (5.38)$$

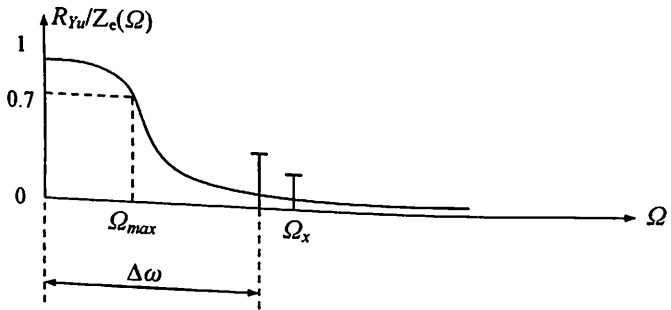
SD yuklamasi $R_{yu}C_{yu}$ ning ekvivalent qarshiligi

$$Z_e(\Omega) = \frac{R_{yu}}{\sqrt{1 + \Omega^2 C_{yu}^2 R_{yu}^2}} \quad (5.39)$$

ga tengligini e'tiborga olib, uning chiqishidagi kuchlanishni quyidagi ko'rinishda ifodalash mumkin:

$$U_{chiq}(t) = \frac{R_{yu}}{2\sqrt{1 + \Omega^2 C_{yu}^2 R_{yu}^2}} m_g G_0 [m_F U_{0F} \cos \Omega_F t + m_X U_{0X} \cos(\Delta\omega + \Omega_X)t] \quad (5.40)$$

5.13-rasmda SD parametrik elementidan o'tuvchi tok past chastotalar tashkil etuvchilari $i_{PCh}(t)$ ning uning past chastotalar filtri $R_{yu} C_{yu}$ ning chastotalar xarakteristikasiga nisbatan joylashishi keltirilgan. Odatda past chastotalar filtri (PChF) ekvivalent qarshiligi R_{yu} dan $Z(\Omega) = 0.7R_{yu}$ gacha kichiklashgan qismiga amplitudasi modulyatsiyalangan signalning eng yuqori modulyatsiyalovchi signal chastotasi, ya'ni past chastotali signalning eng yuqori chastotasi Ω_{max} ga teng qilib olinadi.



5.13-rasm. SD parametrik elementidan o'tuvchi tok past chastotalar tashkil etuvchilarining joylashishi

5.13-rasmdan ko'rinadiki, xalaqit signali tashuvchi chastotasini foydali signal tashuvchisidan farqi $\Delta\omega = |\omega_F| - |\omega_X|$ qancha katta bo'lsa, SDning ushbu xalaqit signaliga nisbatan chastota tanlovchanligi shuncha yuqori bo'ladi.

Shunday qilib SD yordamida ikki va bir polosali tashuvchisi bor va tashuvchisi yo'q AM signalni buzilishsiz chiziqli detektorlash, bitta chastota ω_0 li o'zaro ortogonal tashuvchilar bilan modulyatsiyalash natijasida olinadigan AM signallarni detektorlash

mumkin. Bundan tashqari SD foydali signalni ajratib olish – tanlovchanlik xususiyatiga ham ega.

5.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signal fazasi o'zgarishiga mos ravishda o'zgaruvchi qurilma faza detektor (FD) deb ataladi.

Fazasi va chastotasi modulyatsiyalangan signallar doimiy U_m amplitudaga egalar, shuning uchun ularni amplituda detektor yordamida detektorlab bo'lmaydi, chunki AD lar chiqish kuchlanishlari uning kirishidagi signal amplitudasiga bog'liq.

Agar bir vaqtning o'zida AD (5.14b-rasm) kirishiga generatordan tayanch kuchlanishi

$$u_g(t) = U_G \cos \omega_0 t \quad (5.41)$$

va detektorlanadigan FM kuchlanish

$$u_{FM}(t) = U_\omega \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (5.42)$$

bersak uning kirishida

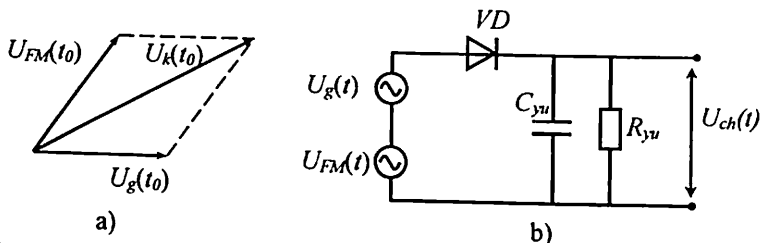
$$u_k = u_g(t) + u_{FM}(t) \quad (5.43)$$

bo'ladi. Bu holda chiziqli rejimda ishlovchi AD kirishidagi kuchlanish amplitudasi

$$u_k(t) = \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 + 2U_g U_{FM} \cos \varphi(t)} \quad (5.44)$$

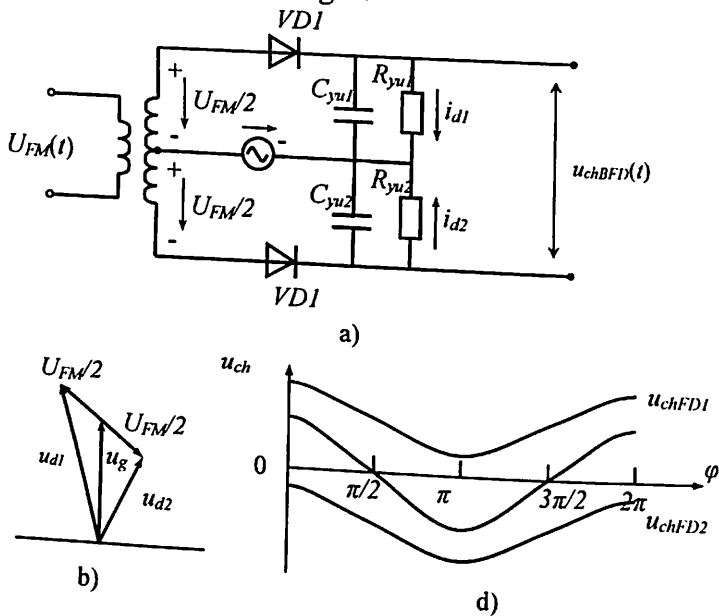
ga teng bo'lib u $\varphi(t)$ ga bog'liq va $u_G(t)$ va $u_{FM}(t)$ signallar to'qnashuvi o'rovchisining vaqt bo'yicha o'zgarishi shaklini takrorlaydi (5.14-rasm)

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 noxiziq bo'lgani uchun bir taktli faza detektor (FD) katta buzilishlar bilan detektorlaydi. Shuning uchun bunday detektorlar kam qo'llanadi.



5.14-rasm. a) – FM signal ni detektorlashga oid chizma, b) – faza detektori sxemasi.

FM signallarni detektorlashda ikki taktli FD lar keng qo‘llanadi, u ikkita bir xil bir taktli FD dan iborat bo‘lib, uning chiqish kuchlanishi bir taktli FD chiqish kuchlarining ayirmasiga teng. Bunday ikki taktli FD odatda balans faza detektori deb ataladi, chunki bu FD da: $R_{yu1}=R_{yu2}=R_{yu}$; $C_{yu1}=S_{yu2}=S_{yu}$, diodlar bilan bir xil xarakteristikali va transformatorning ikkilamchi o‘rami qoq o‘rtasiga tayanch generatori kuchlanishi $u_g(t)$ beriladi. Balans FD elektr sxemasi va detektorlash xarakteristikasi 5.15-rasmda keltirilgan.



5.15-rasm. a) – balansli faza detektori sxemasi, b) – balansli detektor ishlashiga oid vektor diagrammalari, d) – balansli detektor detektorlash xarakteristikasi

\dot{u}_1 va \dot{u}_2 diodlar kabi kuchlanishlar kompleks amplitudasi

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{d1} &= \dot{U}_g + \frac{\dot{U}_{FM}}{2} \\ \dot{U}_{d2} &= \dot{U}_g - \frac{\dot{U}_{FM}}{2} \end{aligned} \right\}; \quad (5.45)$$

Bir taktli FD chiqishlaridagi kuchlanishlar

$$\left. \begin{aligned} U_{chfd1} &= K_d \cdot U_{d1} = K_d \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 / 4 + U_g U_{FM} \cos\varphi(t)}; \\ U_{chfd2} &= K_d \cdot U_{d2} = K_d \sqrt{U_g^2 + U_{FM}^2 / 4 - U_g U_{FM} \cos\varphi(t)}; \end{aligned} \right\} \quad (5.46)$$

Balans FD chiqishidagi kuchlanish

$$U_{chBFD} = U_{chfd1} - U_{chfd2} = K_d(U_{d1} - U_{d2}). \quad (5.47)$$

Balans faza detektorlash xarakteristikasi $\varphi=90^\circ$ va 270° ga yaqin qismi deyarli chiziqli ko'rinishga ega. Detektorlash xarakteristikasining ushbu qismida detektorlash kam buzilishlarga ega bo'ladi. Buning uchun $u_g(t)=U_g \cos\omega_0 t$ qonuni bo'yicha o'zgarsa $u_{fm}(t)=U_\omega \sin[\omega_0 t + \varphi(t)]$ qonuni bilan o'zgarishi kerak.

5.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash

Chiqishidagi kuchlanish kirishidagi signal chastotasiga mos ravishda o'zgaruvchi qurilma chastota detektori (ChD) deb ataladi. ChM signallarni chiziqli elektr zanjirlarda detektorlash mumkin emas, chunki uning chiqishida tokning yangi spektr tashkil etuvchilari paydo bo'lmaydi. ChD inersiyasiz NEZ da ham yaratib bo'lmaydi, chunki uning chiqishidagi kesish burchagi θ bo'lgan kosinusoidal impulslar amplitudasi o'zgarmaydi. Odatda ChM va FM signallar detektorlar kirishiga berilishidan avval amplituda cheklagich qurilmasidan o'tadilar.

ChM signallarni to'g'ridan-to'g'ri detektorlanmaydi. Ularni detektorlashdan oldin modulyatsiya shaklini chiziqli tizim yordamida

o'zgartiriladi va so'ngra mos detektor yordamida detektorlanadi. Odatda:

a) ChM signal AM signalga aylantiriladi va AD yordamida detektorlanadi;

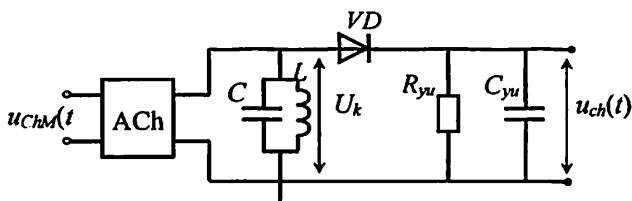
b) ChM signal FM signalga aylantiriladi va FD yordamida detektorlanadi;

v) ChM signal impulslar ketma-ketligi 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 chiziqiga yaqin detektorlash xarakteristikasiga egalar. Natijada ularning chiqish kuchlanishlari $U_{ch}(t)$ kirish signali chastotasi o'zgarishiga mos keladi.

5.6.1. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori

Bir parallel konturli chastota detektori sxemasi 5.16-rasmda keltirilgan.



5.16-rasm. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori

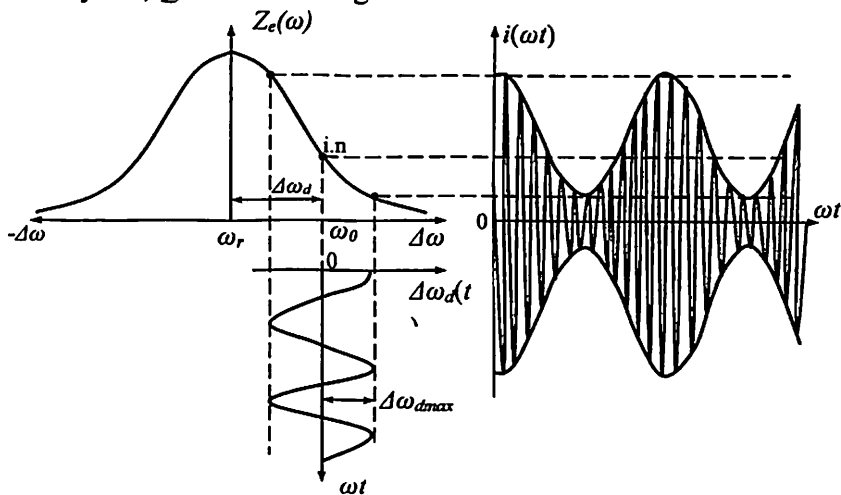
Bu rasmda ACh – amplituda cheklagich bo'lib, LC kontur amplituda-chastota xarakteristikasi o'ng yoki chap tomoni deyarli chiziqi qismi o'rtasida kirishdagi chastotasi modulyatsiyalangan signal chastotasi o'rtacha qiymatiga mos qilib ish nuqtasi o'rnatiladi (5.17-rasm).

ACh chiqishidagi tok birinchi garmonikasi I_1 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 kuchlanish amplitudasi $\Delta\omega_d$ ga mos ravishda o'zgaradi. Umuman LC konturdagi kuchlanish chastota va amplitudasi barobariga o'zgaruvchi ChAM tebranish ko'rinishida bo'ladi. Konturdagi

kuchlanish U_k AD yordamida detektorlanadi. Detektor xarakteristikasi shakli LC kontur AChX ning $\pm\Delta\omega_d$ oraliqdagi qismi shaklida bo'ladi. Bu ChD chiqish kuchlanishi

$$U_{ch} = \frac{K_d \cdot U_d}{\sqrt{1 + \frac{2(\omega_0 - \omega_r)^2}{\omega_r^2} Q^2}} \quad (5.48)$$

bunda K_d – AD uzatish koeffitsiyenti, ω_0 – ChM signal chastotasi, ω_r – LC kontur rezonans chastotasi, $d_{ekv} = \frac{1}{Q}$ – kontur so'nish koeffitsiyenti, Q – kontur aslligi.



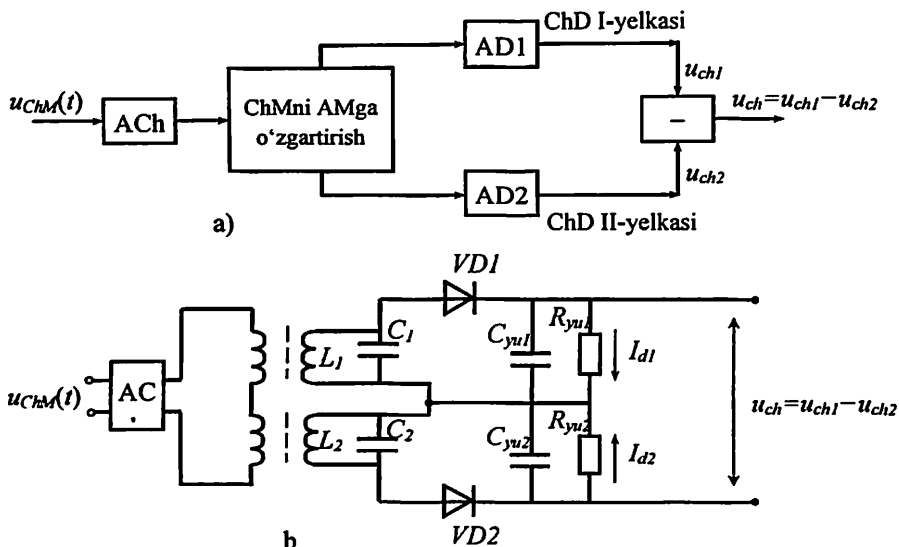
5.17-rasm. Tebranish konturi sozlanmagan chastota detektori ishlashiga oid vaqt diagrammalari

Ushbu ChD detektorlash xarakteristikasini yanada chiziqliroq qilish uchun uning aslligi Q ni kamaytirish yoki tebranish konturlari rezonans chastotalari kirish signali o'rtaacha chastotasi ω_0 dan $\pm\Delta\omega$ ga farq qiluvchi ikki konturli balanslangan ChD dan foydalanish kerak.

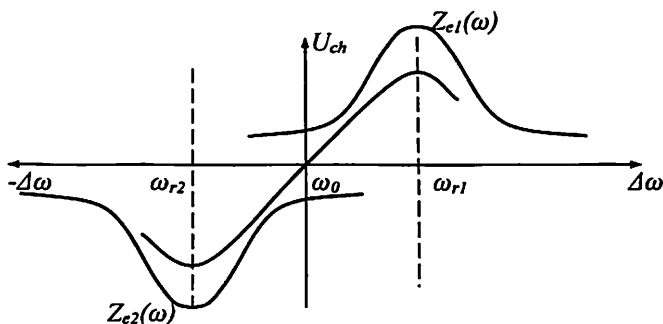
5.6.2. Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori

Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balans ChD strukturaviy va elektr sxemasi 5.18-rasmda keltirilgan.

Bunda L_1C_1 kontur $\omega_{r1}=\omega_0+\Delta\omega$ va L_2C_2 kontur $\omega_{r2}=\omega_0-\Delta\omega$ chastotalarga sozlangan. Agar: kirish signali chastotasi $\omega=\omega_0$ bo'lsa, har ikki tebranish konturidagi kuchlanish bir-biriga teng bo'ladi, ya'ni $U_{k1}=U_{k2}$, bunda chiqish kuchlanishi $U_{ch}=0$; kirish signali chastotasi $\omega>\omega_0$ bo'lsa, L_1C_1 konturdagi kuchlanish $U_{k1}>U_{k2}$ bo'ladi, natijada $U_{ch}>0$ va nihoyat kirish signali chastotasi $\omega<\omega_0$ bo'lsa, L_2C_2 konturdagi kuchlanish $U_{k1}<U_{k2}$, natijada $U_{ch}<0$ bo'ladi. Ushbu ChD detektorlash xarakteristikasi 5.19-rasmda keltirilgan.



5.18-rasm. Balansli chastota detektori: a) – strukturaviy sxemasi, b) – elektr sxemasi.



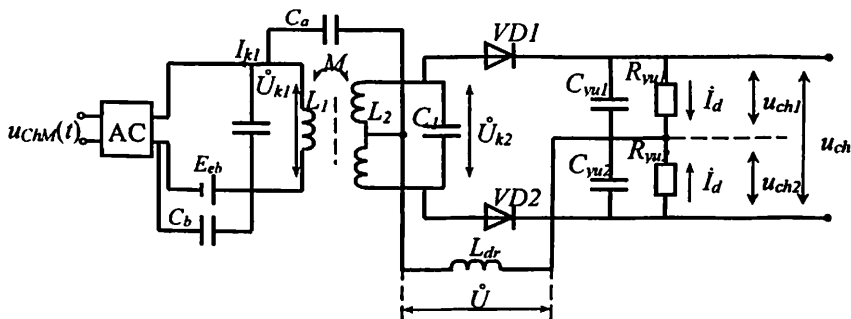
5.19-rasm. Balans chastota detektor detektor xarakteristikasi

Balans ChD detektorlash xarakteristikasi, agarda tebranish konturi aslligi Q va konturlar orasidagi o'zaro sozlanmaganlik $\pm\Delta\omega$ to'g'ri tanlansa amalda to'g'ri chizikli va simmetrik bo'ladi. Agar Q va $\pm\Delta\omega$ noto'g'ri tanlansa ChD detektorlash xarakteristikasi nochizikli bo'lib qoladi.

5.6.3. O'zaro induktiv bog'langan, kirish ChM signali o'rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan ChD

Ushbu ChD kirishdagi ChM signal modulyatsiyasini FM ga o'zgartirish va FD orqali detektorlashga asoslangan.

Konturlari o'zaro induktiv bog'langan ChD sxemasi 5.20-rasmda keltirilgan. Odatda ushbu ChD har ikki sxemasidagi elementlar qiymatlari bir xil etib tanlanadi: ya'ni $R_{yu1}=R_{yu2}=R_{yu}$; $C_{yu1}=C_{yu2}=C_{yu}$, va diodlar bir turli.



5.20-rasm. Konturlari o'rtacha chastotaga sozlangan chastota detektor

L_1C_1 va L_2C_2 konturlar ChM signal o'rtacha chastotasiga sozlangan. Konturlar chiqishiga AD_1 va AD_2 ulangan bo'lib, ularning chiqishidagi kuchlanishlar U_{ch1} va U_{ch2} . Tok doimiy tashkil etuvchisi $VD_1 \rightarrow R_{yu1} \rightarrow L_{dr} - L_1$ ning yuqori yarim 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

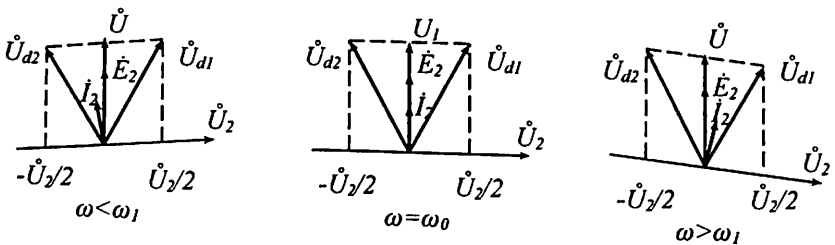
$$U_{ch} = U_{ch1} - U_{ch2}; \quad (5.49)$$

bunda:

$$\begin{aligned} U_{ch1} &= U_{d1} K_d = K_d (U_1 + 0,5 U_2); \\ U_{ch2} &= U_{d2} K_d = K_d (U_1 - 0,5 U_2); \end{aligned} \quad (5.50)$$

(5.49) ifodaga asosan U_{ch} ni aniqlash uchun U_{d1} va U_{d2} ni aniqlash kerak. Diod VD_1 orqali o'tuvchi yuqori chastotali toklar quyidagi yopiq zanjirdan: $VD_1 \rightarrow C_{k1} \rightarrow C_{k2} \rightarrow$ umumiy ulanish simi $\rightarrow C_{b1} \rightarrow L_1C_1 -$ 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.



5.21-rasm. Konturlari o'rtacha chastotaga sozlangan chastota detektori ishlashiga oid vektor diagrammalari

Bog'langan va sozlangan konturli ChD ishlash prinsipini 5.21-rasmda keltirilgan vektor diagrammalar bilan tushuntirish oson. Agar $\omega = \omega_0$ bo'lsa (5.21a-rasm), signal o'rtacha chastotasi ω_0 konturlar L_1C_1 va L_2C_2 rezonans chastotasiga teng bo'ladi. \dot{u}_1 kuchlanish fazasini nol deb olsak, ikkinchi konturdagi elektr yurituvchi kuch (EYuK) \dot{E}_2 fazasi \dot{u}_1 fazasiga mos keladi. Rezonansda ikkinchi konturdagi tok i_1 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 i_1 tok fazasidan 90° kech qoladi. \dot{U}_{k2} kuchlanishning VD_2 ga qo'yiladigan yarmi \dot{u}_1 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.

5.21b-rasmda ko'rish signali chastotasi $\omega > \omega_0$ holat uchun vektor diagrammasi keltirilgan. Bunda ham \dot{u}_1 ni asosiy vektor deb tanlaymiz.

$\dot{E}_2 = \frac{M}{L_1} \cdot \dot{U}_{k1}$ bo'lgani uchun uning fazasi \dot{u}_1 fazasiga mos keladi.

$\omega > \omega_0$ da $\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$ tok i_1 uchun induktiv xarakterga ega bo'ladi. U

E_2 fazasiga nisbatan kech qoladi. \dot{U}_{k2} kuchlanish i_1 dan 90° ga kech qoladi. Uning birinchi yarmi VD_1 diodga va ikkinchi yarmi VD_2 diodga beriladi. VD_1 dagi qismi i_1 dan 90° ga kechikadi va VD_2 dagi qismi i_1 dan 90° ga ilgariyadi. \dot{u}_1 va $0,5\dot{U}_{k2}$ vektorlarni qo'shib \dot{u}_{a1} va \dot{u}_{a2} kuchlanishlarni aniqlaymiz. Diagrammadan ko'rinib turibdiki $\dot{u}_{a2} > \dot{u}_{a1}$, bunda $U_{ch1} > U_{ch2}$ va natijada $U_{ch} < 0$ bo'ladi.

Yuqoridagi tartibda $\omega < \omega_0$ holatni ham tahlil etish mumkin, natijada $U_{ch} > 0$ bo'ladi.

Tebranish konturlari bir-biri bilan induktiv bog'langan va har ikkala L_1C_1 va L_2C_2 konturi kirishdagi ChM signal o'rtacha chastotasiga sozlangan balanslangan ChD detektorlash xarakteristikasi ancha keng chiziqli qismga ega bo'lib, uning kengligini L_1C_1 va L_2C_2 konturlar aslligi Q ga va ular orasidagi magnit induksiyasi M kattaligiga bog'liq. Kirish chastotasining o'zgarishi L_2C_2 konturdagi \dot{U}_{k2} kuchlanish bilan birinchi kontur L_1C_1 dagi kuchlanish \dot{u}_1 orasidagi fazaning 90° dan oshishiga yoki kamayishiga sabab bo'ladi, natijada VD_1 va VD_2 larga qo'yilgan kuchlanishlar \dot{u}_{a1} va \dot{u}_{a2} 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 detektorlarda 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?*

6. DISKERT VA IMPULSLI MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR

6.1. Ikkilik diskret modulyasiya (manipulyasiya) turlari

Diskret modulyasiya 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. Modulyasiya tashuvchining modulyatsiyalangan parametri ko'p hollarda modulyatsiyalovchi signaldagi bir-biridan farqlanuvchi elementar signallarga mos ravishda ikkilik aloqa tizimlari $S_1(t)$ va $S_2(t)$ yoki ko'p asosli ($M > 2$) bo'lganda $S_1(t)$, $S_2(t)$, ... $S_m(t)$ ta turli ko'rinishlarni oladi. Modulyasiya natijasida modulyatsiyalangan signal modulyatsiyalovchi cheklangan sonli signallardan biriga mos keluvchi ko'rinishni olgani uchun, diskret modulyatsiyalangan signallarni *manipulyatsiyalangan* signallar deb ham ataladi [2].

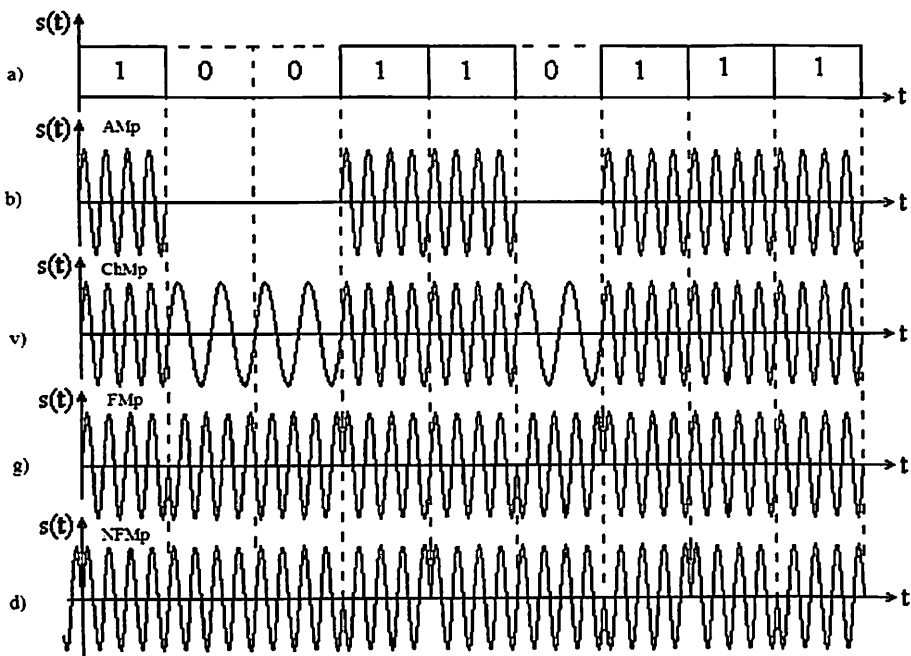
Odatda diskret modulyatsiyalangan signallarni shakllantirishda tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik signallardan foydalaniladi:

$$u_t(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (6.1)$$

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 6.1-rasmda keltirilgan.

Amplitudasi diskret modulyatsiyalangan signal (6.1a-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 tashuvchisi fazasi har gal "1" simvoli "0" ga almashganda va "0" simvoli "1" ga almashganda $180^\circ (\pi)$ ga o'zgaradi.



6.1-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 tashuvchisi fazasi "1" simvoli uzatilganda 180° ga o'zgaradi, "0" simvoli uzatilganda tashuvchi fazasi o'zgarmas saqlanadi. NFM signalda fazaning o'zgarishi avvalgi simvolga ("1" yoki "0") nisbatan bo'ladi. Bu usuldan ChM, Amlarda ham foydalanib nisbiy ChM (NChM) va nisbiy AM (NAM) signallarni shakllantirish mumkin. Delta modulyatsiyani ham nisbiy modulyatsiyalangan signal deb hisoblash mumkin. Takrorlanish davri $T = 2\tau_0$ bo'lgan ikkilik diskret signal $u(t)$ bilan amplitudasi, chastotasi va fazasi manipulyatsiyalangan signallarning spektrlarini ko'rib chiqamiz.

Amplitudasi manipulyatsiyalangan signal spektri.

AMn signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s(t) = A_0 u(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (6.2)$$

bunda,

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0, \\ 0, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \quad (6.3)$$

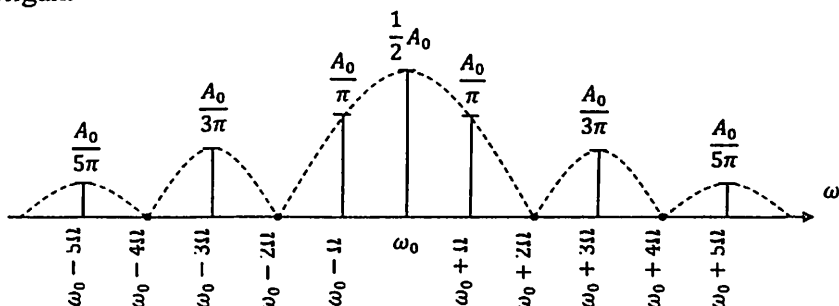
Diskret signal $u(t)$ uchun Fure qatori quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$u(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t. \quad (6.4)$$

(6.4) ifodani e‘tiborga olsak AMn signal uchun (6.2) ifoda quyidagi ko‘rinishni oladi:

$$\begin{aligned} s(t) &= A_0 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t \right) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= \frac{1}{2} A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0) - \\ &\quad - \frac{A_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (6.5)$$

(6.5) ifoda asosida qurilgan AMn signal spektri 6.2-rasmda keltirilgan.



6.2-rasm. AMn signal spektri

Bu signal tashuvchisi amplitudasi $\frac{1}{2}A_0$ ga teng bo'lib, ikki yon polosa spektrlari tashkil etuvchilari amplitudalari quyidagicha aniqlanadi:

$$A_k = \frac{A_0}{2\pi} \frac{1 - \cos k\pi}{k} = \frac{A_0}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{2}. \quad (6.6)$$

AMn signal spektri o'rovchisi quyidagicha ifodalanadi:

$$A(\omega) = \frac{A_0\tau_0}{2} \frac{\sin 0.5(\omega - \omega_0)\tau_0}{0.5(\omega - \omega_0)\tau_0}, \quad (6.7)$$

va bu o'rovchi shaklan modulyatsiyalovchi diskret signal spektrini ω_0 chastotaga yuqoriga surilgan shaklini takrorlaydi.

Fazasi diskret modulyatsiyalangan signal spektri.

FMn signalni quyidagi formula orqali ifodalash mumkin:

$$\begin{aligned} s(t) &= A_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\varphi u(t) + \varphi_0] = \\ &= A_0 \cos[\Delta\varphi u(t)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0 \sin[\Delta\varphi u(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (6.8)$$

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

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_0, \\ -1, & -T_0 < t < 0. \end{cases} \quad (6.9)$$

(6.9) formuladagi $u(t)$ ni (6.8) ifodaga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$s(t) = A_0 \cos\Delta\varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_0 u(t) \sin\Delta\varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (6.10)$$

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

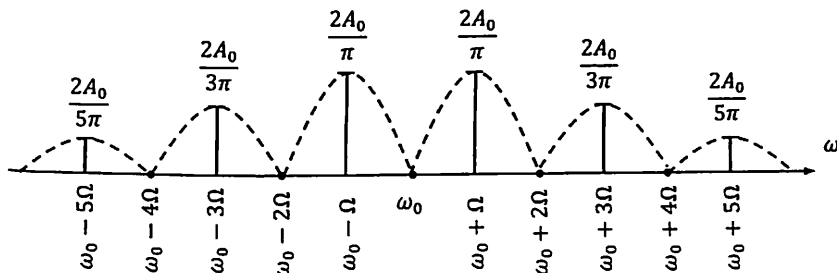
$$u(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t. \quad (6.11)$$

(6.11) ni e'tiborga olib (6.10) ni quyidagi shaklga keltirish mumkin:

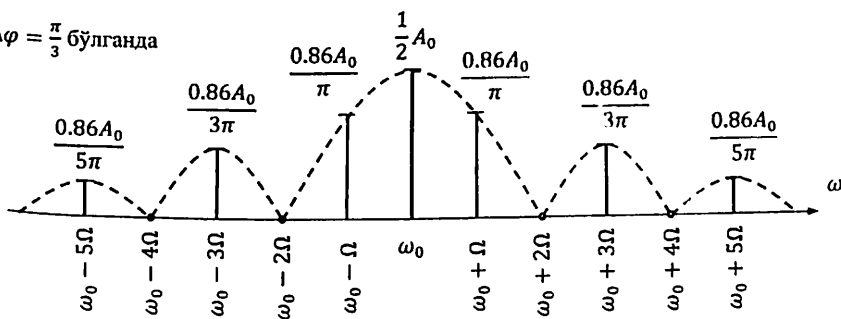
$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_0 \cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \\
 &+ \frac{2A_0}{\pi} \sin \Delta \varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t = \\
 &= A_0 \cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \\
 &+ \frac{A_0}{\pi} \sin \Delta \varphi \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0) - \\
 &- \frac{A_0}{\pi} \sin \Delta \varphi \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0). \quad (6.12)
 \end{aligned}$$

Faza deviatstiyasi $\Delta\varphi$ ning $\pi/2$ va $\pi/3$ qiymatlari uchun FMp signal spektri 6.3-rasmda keltirilgan.

$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$ бўлганда



$\Delta\varphi = \frac{\pi}{3}$ бўлганда



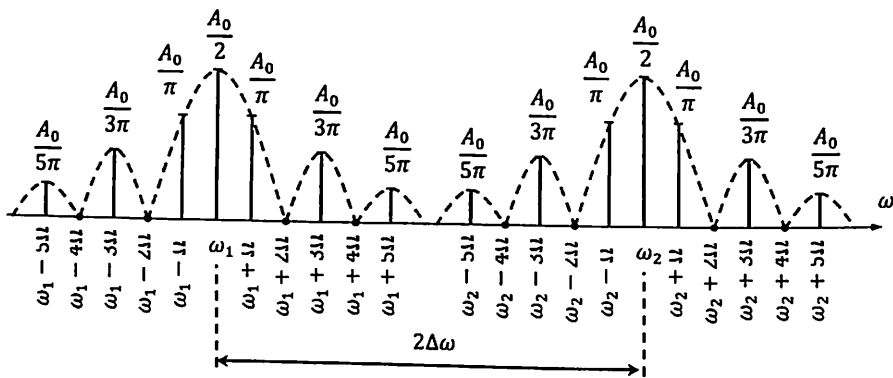
6.3-rasm. FMp signal spektri

Bu FMn signal spektri tashuvchisi chastotasi ω_0 va ikki yon polosa spektr tashkil etuvchilardan iborat. Signal tashuvchisi amplitudasi xuddi analog modulyatsiyalangan FM signaldagidek $\Delta\varphi$ – faza deviatstiyasiga 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'zgarib signal tashuvchisi amplitudasi nolgacha kichiklashib boradi va yon polosa spektr tashkil etuvchilari amplitudasi kattalashib boradi, ya'ni signal umumiy quvvati saqlanib qoladi va u signal spektri tashkil etuvchilari taqsimlanib boradi, faza deviatsiyasi qiymati $\Delta\varphi = \pi/2$ bo'lganda FMn signalning hamma energiyasi uning yon spektri tashkil etuvchilari orasida taqsimlangan bo'ladi. Xuddi AMn signaldagidek FMn signal spektri o'rovchisi ω_0 chastotaga surilgan yakka impuls $u(t)$ ning $\sin\Delta\varphi$ ga ko'paytmasi orqali aniqlanadi, ya'ni

$$A(\omega) = A_0\tau_0\sin\Delta\varphi \frac{\sin 0.5(\omega - \omega_0)\tau_0}{0.5(\omega - \omega_0)\tau_0}. \quad (6.13)$$

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 (6.4-rasm).



6.4-rasm. ChMn signal spektri

Avval ko'rib chiqilgan, modulyatsiyalangan signallarni shakllantirishda tashuvchi sifatida yuqori chastotali garmonik signallardan foydalanib, ushbu tashuvchi amplitudasi, fazasi va chastotasini nisbatan past chastotali modulyatsiyalovchi signal $u(t)$ bilan 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 impulsni modulyatsiyalash amalga oshiriladi. Ushbu modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketligi bilan ikkilamchi – asosiy garmonik tebranish signali amplitudasi, chastotasi yoki fazasini modulyatsiyalash natijasida IAM-AM, IAM-ChM, IAM-FM, IChM-AM, IChM-FM, IKM-AM, IKM-ChM va h.k. yuqori chastotali signallar shakllantiriladi va radiokanallar orqali uzatiladi [2].

6.2. Impusli modulyasiya turlari

Modulyatsiyalanadigan impulslar ketma-ketligi chastotasi V.A. Kotelnikovning uzluksiz signallarni diskretlash haqidagi teoremasi asosida aniqlanadi, bunda impulslar takrorlanish chastotasi f_i modulyatsiyalovchi analog signal maksimal chastotasi F_m dan kamida ikki barobar katta bo'lishi shart.

Turli parametrlari modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketliklari vaqt diagrammalari 7.5-rasmda keltirilgan [1].

1. **Impuls amplitudasi modulyatsiyasi** (IAM), bunda impulslar ketma-ketligi amplitudalari uzatilayotgan xabarga mos ravishda o'zgaradi. Impuls amplitudasi modulyatsiyalanganda impuls amplitudasi quyidagicha o'zgaradi:

$$A(t) = A_0 + \Delta A[u(t)].$$

IAM signallar ikki xil bo'lishi mumkin:

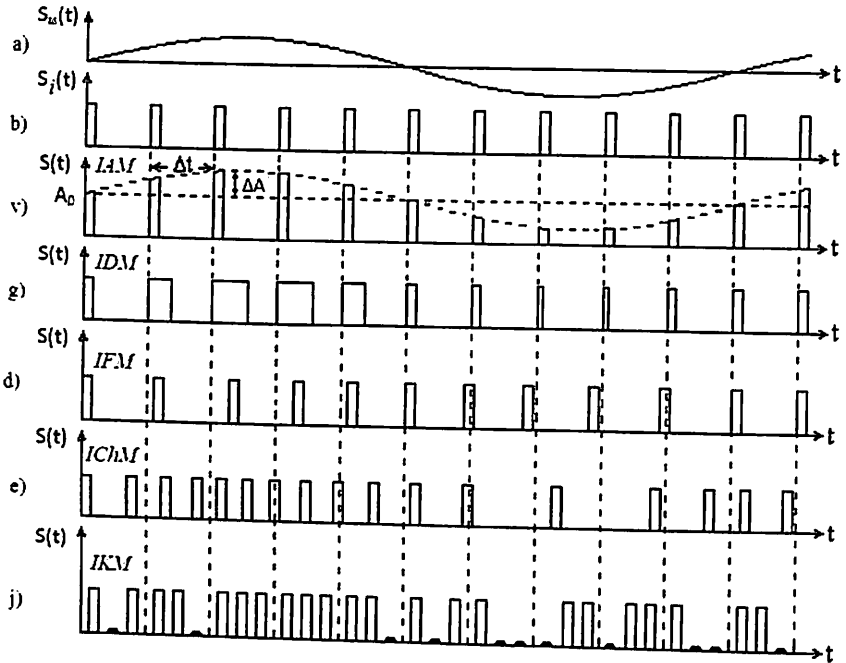
a) birinchi tur IAM-I, bunda impulslar oniy qiymatlari modulyatsiyalovchi xabarga mos ravishda o'zgaradi;

b) ikkinchi tur IAM-II, bunda impuls amplitudasi uning davomiyligi τ_0 da o'zgaras bo'lib, modulyatsiyalovchi signalning takt nuqtasidagi qiymatiga mos keladi (6.5v-rasm).

2. **Impuls davomiyligi modulyatsiyasi** (IDM), bunda uzatilayotgan xabarga mos ravishda impuls (kengligi) davomiyligi τ_0 o'zgaradi. Impuls davomiyligi modulyatsiyalanganda impuls kengligi quyidagicha o'zgaradi:

$$\tau_0(t) = \tau_0 + 2\Delta\tau_m[u(t)],$$

bunda, $\Delta\tau_m$ – impulsning bir tomonga maksimal kengayishi.



6.5-rasm. Turli parametrlari modulyatsiyalangan impulslar ketma-ketliklari vaqt diagrammalari

IDM ikki turli bo'lishi mumkin (6.5g-rasm):

a) impulsning takt chizig'iga nisbatan faqat bir tomonga – orqa tomonga $\Delta\tau(t)$ ga uzatilayotgan xabar signali amplitudasiga mos ravishda kengayishi;

b) impulsning takt chizig'iga nisbatan har ikki tomonga uzatilyotgan xabar amplitudasiga mos ravishda $\Delta\tau(t)$ ga kengayishi (old va orqa frontning bir hilda surilishi);

3. **Impuls fazasi modulyatsiyasi (IFM)**, bunda uzatilayotgan xabarga mos ravishda impulslarning holati takt chizig'iga nisbatan chapga yoki o'ngga siljiydi (davomiyligi τ_0 o'zgarmas saqlanib qoladi, 6.5d-rasm). Impuls fazasi modulyatsiyalanganida uning fazasi

(boshlang'ich holati) takt chizig'iga kT_i nisbatan oldiga yoki orqaga siljiydi, ya'ni

$$t_k = \theta(t) = kT_i + \Delta\tau_m[u(t)].$$

4. **Impulslar chastotasi modulyatsiyasi** (IChM), bunda impulslar takrorlanish chastotasi modulyatsiyalovchi xabar amplitudasiga mos ravishda $\pm\Delta f_i$ ga o'zgaradi (6.5e-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 vaqt oralig'ida ushbu kodlar kombinatsiyasiga mos keluvchi "1" va "0" elementar signallar ketma-ketligi shakllantiriladi. Ushbu kodlar ketma-ketligi impulslari yuqori chastotali garmonik tebranish signalining asosiy parametrlaridan birini modulyatsiyalashi natijasida: IKM-AM, IKM-ChM, IKM-NFM signalalr shakllantiriladi.

6.3. 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.

$$s(t) = \frac{A_0 \tau_i}{T} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_i / 2)}{k\omega_1 \tau_i / 2} \cos k\omega_1 t \right], \quad (6.14)$$

bunda, A_0 , T , $\omega_1 = 2\pi/T$, τ_i – amplituda, impulslar takrorlanish davri, chastotasi va impulslar davomiyligi.

Impulslar ketma-ketligi amplituda modulyatsiyasi natijasida quyidagi qonuniyat bo'yicha o'zgaradi:

$$u(t) = A_0(1 + m \cos \Omega t), \quad m = \frac{kU_m}{A_0}.$$

Bu holda

$$s(t) = A_0 \left[1 + m \cos \Omega t \right] \frac{\tau_i}{T} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_i / 2)}{k\omega_1 \tau_i / 2} \cos k\omega_1 t \right] \quad (6.15)$$

Uncha murakkab bo'lgan trigonometrik shakl o'zgartirishlardan so'ng IAM signal uchun quyidagi ifodani olamiz:

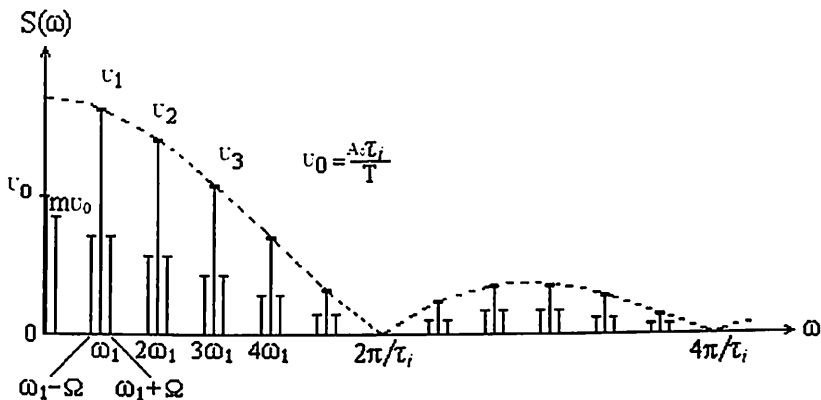
$$s(t) = A_0 \frac{\tau_i}{T} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_i / 2)}{k\omega_1 \tau_i / 2} \cos k\omega_1 t \right] + mA_0 \frac{\tau_i}{T} \cos \Omega t + mA_0 \frac{\tau_i}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_1 \tau_i / 2)}{k\omega_1 \tau_i / 2} \cos k\omega_1 t [\cos(k\omega_1 + \Omega)t + \cos(k\omega_1 - \Omega)t] \quad (6.16)$$

(6.15) va (6.16) 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 etuvchisi borligi bilan;

- modulyatsiyalanmagan impulslar ketma-ketligi spektrining har bir tashkil etuvchisi yonida $k\omega_1 \pm \Omega$ chastotali yon tashkil etuvchilari borligi bilan (6.6-rasm).

Agar impulslar ketma-ketligi murakkab shakldagi (davriy bo'lgan) xabar signali bilan modulyatsiyalansa, u holda yuqori chastotali yon spektr tashkil etuvchilari soni va past chastotali spektr tashkil etuvchilari soni ko'payadi. Ushbu IAM signal spektrida past chastotali (Ω) tashkil etuvchining borligi, uning detektorlanishini past chastotalar filtri yordamida amalga oshirish imkoniyatini beradi. Past chastotaga eng yaqin bo'lgan IAM signal spektri tashkil etuvchisi chastotasi $k\omega_1 - \Omega$ ga teng bo'lib, past chastotali tashkil etuvchilarni ajratib olishni osonlashtirish uchun $\omega_1 > 2\Omega$ sharti bajarilishi talab etiladi.



6.6-rasm. IAM signal spektri

Boshqa tur impuls modulyatsiyasi signallarining spektrlari ham IAM signal spektri kabi aniqlanadi. Bunda modulyatsiyalanmagan impuls spektri ifodasidagi tegishli o'zgaruvchini modulyatsiyalanadigan parametrni modulyatsiyalovchi $u(t)$ ga mos ravishda o'zgartirish va uni tashkil etuvchilarga yoyish kerak bo'ladi [1].

Nazorat savollari

1. Diskret modulyatsiya deb qanday modulyatsiyaga aytiladi?
2. Amplitudasi, chastotasi va fazasi 110010 ketma-ketligi bilan manipulyatsiyalangan signallar vaqt diagrammalarini chizing.
3. Nisbiy FMn signali oddiy FMP signaldan qanday farqlanadi va shakllantiriladi?
4. AMn, ChMn va NFMn 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 modulyatsiyalangan qanday ko'rinishda bo'ladi?
6. Bir past chastota Ω yoki F bilan turli impuls modulyatsiyalangan signallar uchun analitik ifodalarni yozing va tushuntirish bering.
7. Bir past chastota Ω yoki F bilan impuls modulyatsiyalangan signallar spektri matematik ifodalarini yozing va spektr diagrammalarini chizing, ularni uzaro taqqoslang.

7. UZLUKSIZ SIGNALLARNI RAQAMLI UZATISH

7.1. Asosiy tushunchalar va ta'riflar

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

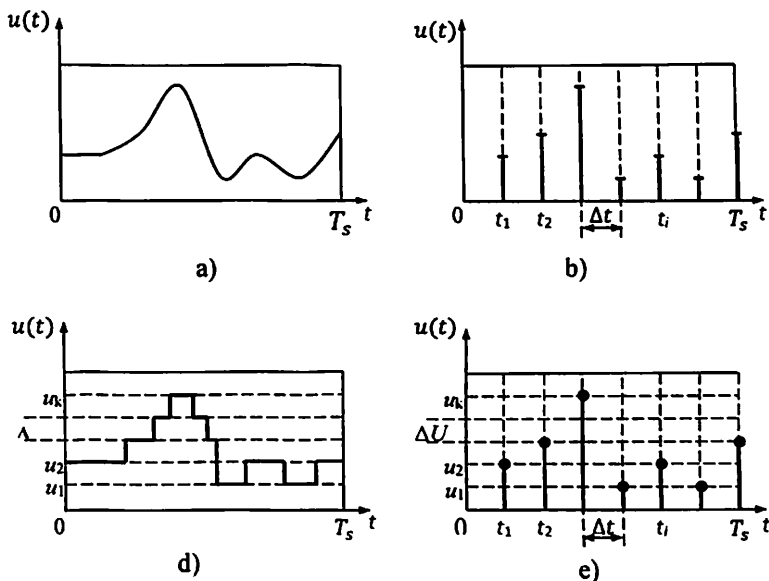
$u(t)$ funksiya orqali ifodalanadigan signal turlarini ko'rib chiqamiz [2].

Uzluksiz argument t ning uzluksiz funksiyasi bo'lgan $u(t)$ uzluksiz signal deb ataladi. Bunda uzluksiz signal $u(t)$ ning argumenti t uning boshlanishi $t = 0$ dan ushbu signalning davomiyligiga teng bo'lgan vaqt T_s orasidagi hamma qiymatlarni qabul qiladi, ya'ni $t = (0, T_s)$ (7.1a-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 $u(t) = l\Delta u$ signal vaqt bo'yicha uzluksiz, sath bo'yicha esa diskret signal deb ataladi (7.1d-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 xatolik absolyut qiymati $\varepsilon = \left| \frac{\Delta u}{2} \right|$ shuncha kichik bo'ladi.

Diskret vaqt $t = k\Delta t$ ning diskret funksiyasi $u(t) = [(l\Delta u)(k\Delta t)]$ bo'lgan signal vaqt va sath bo'yicha diskret signal deb ataladi. Bunday signal diskret vaqt $t = k\Delta t$ larda $u(l\Delta u)$ ($l = 0, 1, 2, \dots, N$) qiymatlardan biriga teng bo'ladi (8.1e-rasm).



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

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

Vaqt bo'yicha diskretlash natijasida $u(t)$ signal ushbu signalning vaqt bo'yicha diskret oniy qiymatlari $u(k\Delta t)$ bilan almashtiriladi, ya'ni $u(t) \rightarrow u(k\Delta t)$ bo'ladi. Vaqt bo'yicha diskretlangan signalni uning $k\Delta t$

vaqtlarda olingan oniy qiymatlari asosida qayta tiklash mumkin. Ushbu signalni qayta tiklash natijasida olingan signalni – tiklangan signal deb ataladi. Uni $v(t)$ bilan belgilaymiz.

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

$$v(t) = \sum_{k=1}^M a_k u(t - k\Delta t), \quad (7.1)$$

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

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

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

Davomiyligi T_s bo'lgan signaldan olingan oniy qiymatlar soni uning optimal qiymatidan ko'p – ortiqcha bo'lsa, u aloqa kanali signal o'tkazish imkoniyatini oshirishni, EHMning signalga ishlov berish tezligini oshirishni talab qiladi, natijada xotirada saqlovchi va ro'yxatga oluvchi qurilmalar tan narxining oshishiga sabab bo'ladi. Shu 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 diskretizatsiyalash va qayta tiklash usullarini bir necha guruhlariga bo'lish mumkin. Ushbu usullarni guruhlariga bo'lish – klassifikatsiyalash uchun quyidagi belgi (alamat)larni tanlaymiz:

– oniy qiymatlarni olishning vaqt bo'yicha takrorlanishiga qarab;

- diskretizatsiyalash va qayta tiklash aniqligini baholash me'yorini bo'yicha;
- bazis funksiyalar turiga qarab;
- tiklangan signalni birlamchi signalga qanchalik yaqinligiga qarab.

7.2. Kotelnikov teoremasi. Vaqt bo'yicha diskretlangan signal spektri

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

Diskretlash oralig'i Δt_i ($i = 0, 1, 2, \dots, M$) ning qanday vaqt oralig'ida davom etishiga qarab, ularni ikki guruhga bo'lish mumkin: bir xil davomiylilik 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 $\Delta t = \text{const}$ 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 [1].

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

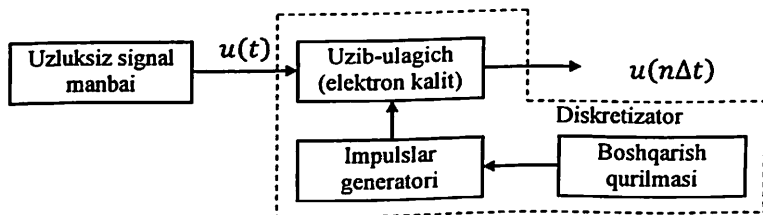
Vaqt bo'yicha diskretlash oralig'i Δt turlicha bo'lsa, bunday diskretizatsiyalash notekis diskretizatsiyalash deb ataladi. Notekis diskretizatsiyalash ikki turli bo'ladi: adaptiv va dasturiy.

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

Diskretlash 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 diskretizatsiyalashda Δt_i larning davomiyligi va diskretizatsiyalash chastotasi f_d o'zgarmas – doimiy bo'ladi.

Uzluksiz signalni vaqt bo'yicha diskretizatsiyalovchi qurilma diskretizator deb ataladi. 7.2-rasmda diskretizatorning funksional sxemasi keltirilgan.



7.2-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 teoreмага asosan spektrining eng yuqori chastotasi $\omega_m = 2\pi F_m$ bo'lgan uzluksiz signal $u(t)$ ni quyidagi qator orqali ifodalash mumkin:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{k}{2F_m}\right) \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \varphi_k(t). \quad (7.2)$$

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.

(7.2) 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 Fure almashtirishini qo‘llab signal spektrini quyidagicha ifodalaymiz:

$$\hat{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (7.3)$$

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 Fure teskari almashtirishidan foydalanib uzluksiz signal $u(t)$ ni aniqlaymiz:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \hat{S}(\omega)e^{j\omega t} d\omega. \quad (7.4)$$

Signal spektri $\hat{S}(\omega)$ ni (7.3 ifoda) $[-\omega_m; \omega_m]$ chastotalar oralig‘i uchun quyidagi qator ko‘rinishida ifodalash mumkin:

$$\hat{S}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}}. \quad (7.5)$$

(7.5) ifodadagi C_k $u(t)$ signal spektri tashkil etuvchilarining koeffitsientlari bo‘lib, u quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$C_k = \frac{1}{2\omega_m} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{S}(\omega)e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}} d\omega. \quad (7.6)$$

(7.4) va (7.6) 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

$$C_k = \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t). \quad (7.7)$$

(7.7) ifodani (7.5) ifodaga qo'yib $u(t)$ signal spektri funksiyasini quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$\dot{S}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}}. \quad (7.8)$$

(7.8) formulani (7.4) 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 plusga almashtirish mumkin. Bundan tashqari (7.8) qatorni Fure integraliga yaqinlashishini e'tiborga olib integrallash va yig'ish (qo'shish) amallarini bajarish ketma-ketligini almashtirish mumkin, ya'ni avval integrallash amalini so'ngra qo'shish amalini bajarish mumkin. U holda

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega. \end{aligned} \quad (7.9)$$

(7.9) 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, (7.9) formula (7.2) ko'rinishni oladi.

(7.2) ifodadan ko‘rinadiki, spektri F_m chastota bilan chegaralangan $u(t)$ signal o‘zining

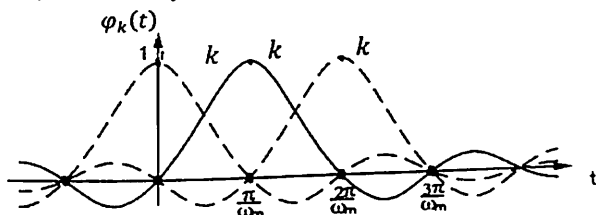
$$\Delta t = \frac{1}{2F_m} = \frac{\pi}{\omega_m} \quad (7.10)$$

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 (basis) funksiyasi

$$\varphi_k(t) = \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)} \quad (7.11)$$

dan iborat bo‘lib, bu funksiyaning grafifi 8.3-rasmda keltirilgan.



7.3-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.

(7.2) formulani keltirib chiqarishda uzluksiz signal $u(t)$ Direxle shartiga javob beradi deb qabul qilingan. Shuning uchun olingan natijani $t \rightarrow \infty$ da qiymati nolga teng bo‘lmaydigan signallarga nisbatan qo‘llash imkoniyatini bermaydi.

(7.4) va (7.6) ifodalarni taqqoslash shuni ko'rsatadiki ular bir-biri bilan $\Delta t = \frac{\pi}{\omega_m}$ o'zgarimas kattalikkacha aniqlik bilan bir-biriga mos keladi, bunda uzluksiz vaqt $t = -k\Delta t$ deb qabul qilinadi, natijada

$$C_k = \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t). \quad (7.7)$$

(7.7) ifodani (7.5) ifodaga qo'yib $u(t)$ signal spektri funksiyasini quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$\dot{S}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}}. \quad (7.8)$$

(7.8) formulani (7.4) 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 plusga almashtirish mumkin. Bundan tashqari (7.8) qatorni Fure integraliga yaqinlashishini e'tiborga olib integrallash va yig'ish (qo'shish) amallarini bajarish ketma-ketligini almashtirish mumkin, ya'ni avval integrallash amalini so'ngra qo'shish amalini bajarish mumkin. U holda

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_m} u(-k\Delta t) e^{j\frac{k\pi\omega}{\omega_m}} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-\omega_m}^{\omega_m} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega. \end{aligned} \quad (7.9)$$

(7.9) 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, (7.9) formula (7.2) ko'rinishni oladi.

(7.2) ifodadan ko‘rinadiki, spektri F_m chastota bilan chegaralangan $u(t)$ signal o‘zining

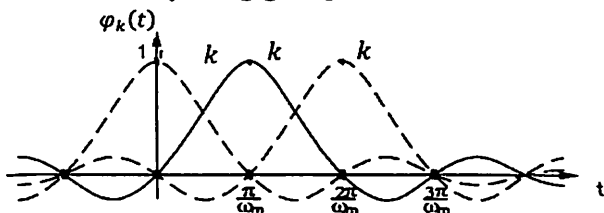
$$\Delta t = \frac{1}{2F_m} = \frac{\pi}{\omega_m} \quad (7.10)$$

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

$$\varphi_k(t) = \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)} \quad (7.11)$$

dan iborat bo‘lib, bu funksiyaning grafifi 8.3-rasmda keltirilgan.



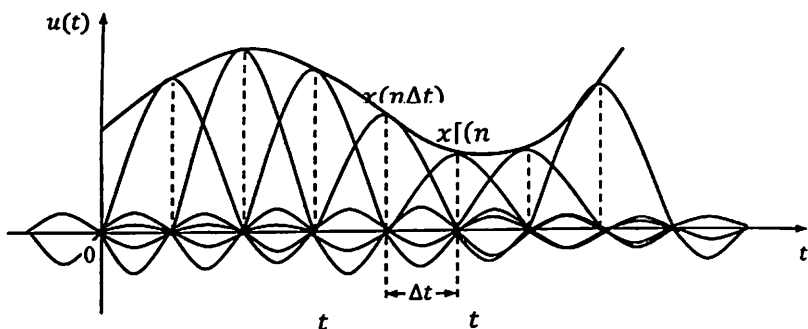
7.3-rasm. Vaqt bo‘yicha ortogonal bazis (asos) funksiya

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.

(7.2) formulani keltirib chiqarishda uzluksiz signal $u(t)$ Direxle shartiga javob beradi deb qabul qilingan. Shuning uchun olingan natijani $t \rightarrow \infty$ da qiymati nolga teng bo‘lmaydigan signallarga nisbatan qo‘llash imkoniyatini bermaydi.



7.4-rasm. Uzlüksiz 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 davomiyliги chegaralangan signal cheksiz keng spektrga ega bo‘lib, (7.2) ifodani haqiqiy – real signallarga nisbatan qo‘llash uni qayta tiklashda ma‘lum darajada tiklangan signalning diskretizatsiyalangan uzluksiz signaldan farqlanishiga olib keladi, bunga sabab diskretizatsiyalash oralig‘i (7.10) ni tanlash yoki diskretlash chastotasi $f_d = 2F_m$ ni tanlashdagi noaniqlikdir. Shuning uchun Kotelnikov teoremasini qayta tiklangan signal $v(t)$ uzatilgan diskretizatsiyalangan signal $u(k\Delta t)$ lar asosida $v(t) \equiv u(k\Delta t)$ aniqlikda amalga oshirish uchun qo‘llash mumkin emas, amalda bunday aniqlik talab etilmasligi, aniqlik mezonini berilgan holatlarda foydalanish mumkin.

Davomiyliги T_s bo‘lgan va spektri eng yuqori chastotasi F_m bo‘lgan signaldan

$$N = \frac{T}{\Delta t} = 2F_m T \quad (7.12)$$

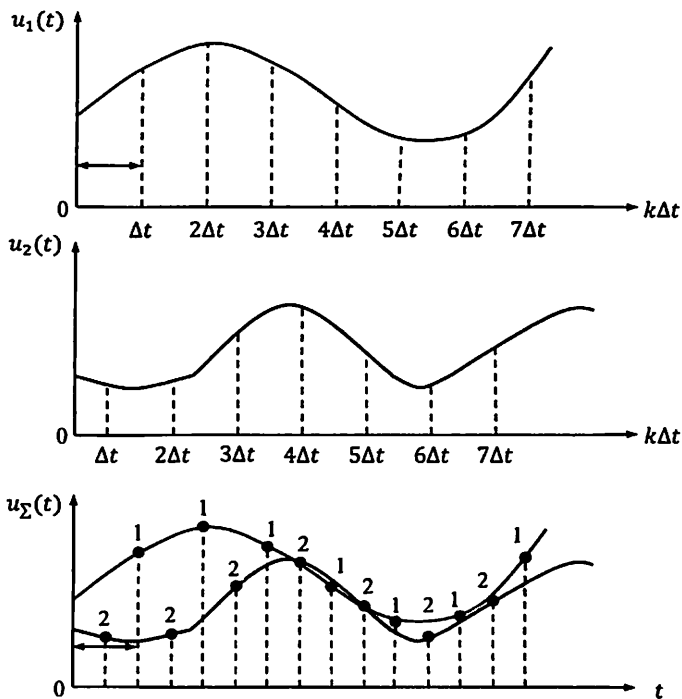
ta bir-biriga bog‘liq bo‘lmagan oniy qiymatlarni olish mumkin.

(7.12) ifodani e‘tiborga olib (7.2) formulani quyidagi ko‘rinishga keltirish mumkin:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{2F_m T} u(k\Delta t) \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)}. \quad (7.13)$$

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 7.5-rasmda keltirilgan.



7.5-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.

Uzluksiz signal $u(t)$ ni diskretlash natijasida uning $k\Delta t$ vaqtlarda olingan oniy qiymatlari $u(k\Delta t)$ ga mos keluvchi impulslar ketma-ketligi $u_n(t)$ shakllanadi. Analog signal spektri $S(j\omega)$ ni diskretlangan signal spektri $S_n(j\omega)$ 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

$$u_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t)\delta(t - n\Delta t). \quad (7.14)$$

$\delta(t - n\Delta t)$ funksiya faqat $t = n\Delta t$ vaqtlarda nolga teng bo'lmasligini e'tiborga olib, (7.14) formulani quyidagi shaklga keltirish mumkin:

$$u_n(t) = u(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t). \quad (7.15)$$

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

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

Ushbu qatorning koeffitsientlari \dot{C}_k ni aniqlaymiz.

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

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

\hat{C}_k koeffisientlarni 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 Fure kompleks qatori shaklida ifodalash mumkin:

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

U holda

$$\begin{aligned} u_{\Delta}(t) &= u(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) = \frac{u(t)}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_{\Delta}t} \\ &= \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t) e^{jk\omega_{\Delta}t}. \end{aligned}$$

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

$$S_{\Delta}(j\omega) = \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S[j(\omega - k\omega_{\Delta})]. \quad (7.16)$$

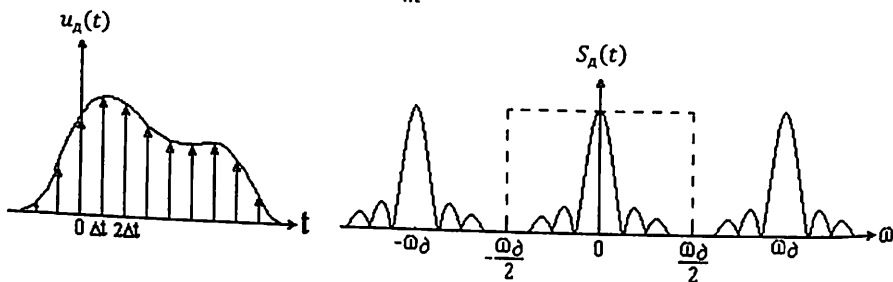
Shunday qilib, diskretlangan signal spektri analog signal spektrining o'ng tomonga siljigan cheksiz ko'p nusxalaridan iborat bo'ladi. Qo'shni spektrlar nusxalari orasidagi spektr siljishi qiymati diskretlash chastotasi ω_{Δ} ga teng bo'ladi (7.6-rasm).

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

Uzluksiz signalni uning diskret vaqtlardagi oniy qiymatlari asosida tiklash usuli 8.6-rasmدا keltirilgan. Buning uchun diskret signalni chastota o'tkazish polosasi kengligi diskretlash chastotasining yarmiga

teng bo'lgan past chastotalar filtridan o'tkazish kerak bo'ladi. Ushbu past chastotalar filtri amplituda-chastota xarakteristikasi 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_d uzluksiz signal chegaraviy qiymati F_m dan kamida 2 marta katta bo'lishi talab etiladi, ya'ni $F_d \geq 2F_m$, natijada $\Delta t \leq \frac{1}{2F_m}$ bo'lishi kerak.



7.6-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 $S_d(j\omega)$ ni uning $k\Delta t$ vaqtlardagi oniy qiymatlari orqali aniqlash mumkin.

$$\begin{aligned}
 S_d(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} u_A(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) u(n\Delta t) e^{-jk\omega t} dt = \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) e^{-jk\omega t} dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t) e^{-jk\omega n\Delta t}.
 \end{aligned}$$

Shuni ta'kidlash kerakki, (7.16) 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.

7.3. Adaptiv diskretizatsiyalash

Adaptiv diskretizatsiyalashda diskretlash oralig'i Δt_i turlicha bo'lib, diskretizatsiyalanayotgan signal sathining va spektrining o'zgarishiga qarab muntazam ravishda o'zgarib turadi, davriy ravishda takrorlanmaydi. Bunda diskretlash vaqti oraliqlari turlicha bo'ladi, uni tanlashda qabullash tomonida signalni qayta tiklash aniqligiga bo'lgan talab asos qilib olinadi. Shunday qilib, adaptiv diskretizatsiyalashda ma'lum aniqlik bilan signalni qayta tiklashga yetarli oniy qiymatlar – asos qiymatlar olinadi [1].

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

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

- uzatilgan signal $u(t)$ ning asosiy 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.

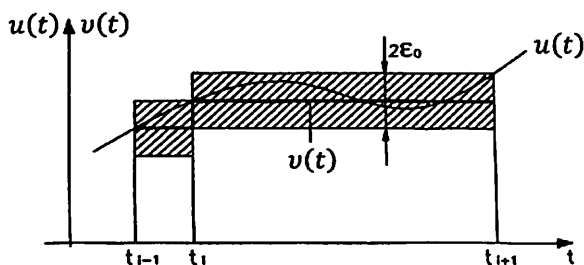
Bu ikki usuldan $u(t)$ signalni adaptiv diskretizatsiyalashga va tiklangan signal $v(t)$ bilan taqqoslash usuli amaliy ahamiyatga ega bo'lib, bu usuldan foydalanilganda ortiqchalikni kamaytirish samaradorligining yuqoriligiga erishish mumkin va signalni diskretizatsiyalab uzatishga tegishli ma'lumotlar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

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

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

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

Masalan, diskretizatsiyalangan signalning $t_i; t_{i+1}$ vaqt oraliq'idagi qiymati $v(t) = u(t_i)$ qilib tanlanadi. Bunda $u(t_i)$ – uzluksiz signalning t_i vaqtdagi oniy qiymati (8.7-rasm).



7.7-rasm. Nolinch darajali polinom bilan adaptiv diskretizatsiyalash

Diskretizatorida $u(t)$ ning $t_i; t_{i+1}$ vaqtlardagi oniy qiymatlari farqi $\Delta u = u_{i+1} - u_i$ aniqlanadi va ushbu farqning moduli (absolyut farqi) ruxsat etilgan xatolik ε_0 bilan taqqoslanadi. Navbatdagi $u(t)$ ning oniy qiymatini olish vaqti t_{i+1} $v(t)$ ning $u(t)$ dan farqi $|\Delta u(t)| = \varepsilon_0$ qilib olinadi. Nolinch darajali polinomdan foydalanish usuli adaptiv diskretizatsiyalash qurilmasida keng qo'llaniladi.

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

$$v(t) = u(t_i) + [u'(t_i)] \cdot t. \quad (7.17)$$

Bunda diskretizatsiyalash qurilmasida har bir $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ vaqt oralig'ida generator $u(t)$ ga $\Delta u(t)$ xatolik bilan yaqinlashuvchi $v(t)$ signalni shakllantiradi va $u(t)$ ning oniy qiymatlarini olish – diskretizatsiyalash vaqtida $|\Delta u(t)| = \varepsilon_0$ 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 diskretizatsiyalashni amalga oshirish qurilmasi nolinch darajali polinomdan foydalanib adaptiv diskretizatsiyalashga nisbatan murakkab bo'ladi.

Etalon (namunaviy) yaqinlashtiruvchi funksiya (signal)lar asosida adaptiv diskretizatsiyalash usulidan foydalanilganda uzluksiz signal $u(t)$ dan oniy qiymatni olish vaqtidagi signal etalon (namunaviy) signallar generatori shakllantirayotgan $z(t)$ signallar bilan taqqoslash asosida aniqlanadi, natijada tiklangan signal $v(t)$ ning uzatilayotgan $u(t)$ signaldan diskretlash vaqtidagi farqi $\Delta u(t) \leq \varepsilon_0$ bo'lishi ta'minlanadi.

7.4. Kvantlash

Uzluksiz signalni sath bo'yicha diskretizatsiyalash kvantlash deb ataladi. Kvantlash natijasida uzluksiz signal $u(t)$ ning t_i vaqtlardagi diskret oniy qiymatlari aniqlanadi. Kvantlashda uzluksiz signal $u(t)$ ning qiymatlari N ta bir-biridan ΔU ga farqlanuvchi sathlarga bo'linadi. ΔU – kvantlash oralig'i deb ataladi. Kvantlash oralig'i ΔU ning qiymati ikki qo'shni kvantlash sathi orasidagi farq orqali aniqlanadi, ya'ni

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

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

Ko'p hollarda kvantlanadigan uzluksiz signal dinamik diapazoni $\Delta = U_{max}/U_{min}$ ma'lum bo'ladi. Kvantlashda qiymati U_{max} va U_{min} oralig'ida o'zgaruvchi signal sathi N ta sathga bo'linadi. Kvantlash natijasida $u(t)$ signalning t_i vaqtlardagi oniy qiymatlari ruxsat etilgan sathlardan eng yaqini bilan almashtiriladi. Buning natijasida kvantlash xatoligi $\varepsilon_k \leq \Delta U/2$ dan katta bo'lmaydi [1].

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 signal kodlari kombinatsiyalari asosida uzluksiz signal talab etiladigan aniqlik bilan qayta tiklanadi. Xalaqitlarsiz ideal aloqa kanali qabullash qurilmasi chiqishidagi qayta tiklangan signal $v(t)$ umuman olganda uzatilgan birlamchi signal $u(t)$ ga teng bo'lmaydi, ya'ni

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

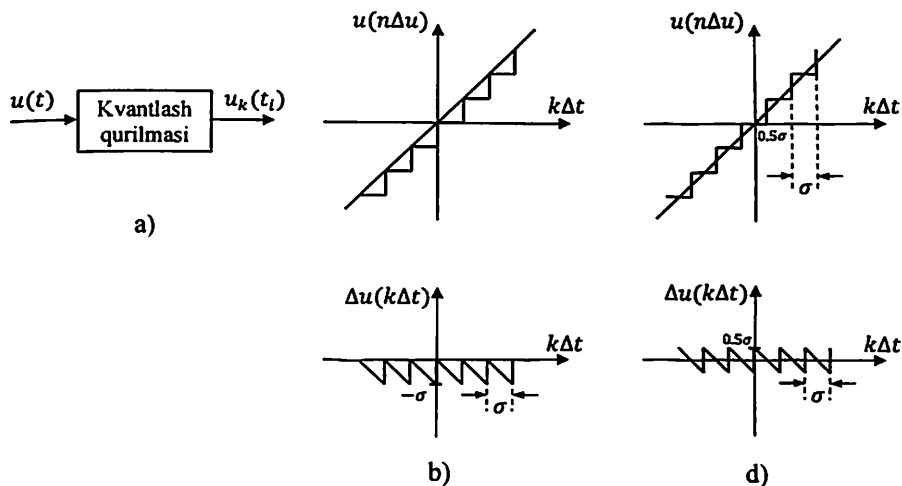
Qayta tiklangan $v(t)$ signalning uzatilgan $u(t)$ dan farqi $\Delta u_x(t) = v(t) - u(t)$ ni talab etiladigan aniqlik ε_0 dan katta bo'lmasligini, ya'ni $|\Delta u_x(t)| \leq \varepsilon_0$ ni ta'minlash uchun kvantlash oralig'i $\Delta U \leq |\Delta u_x(t)| \leq \varepsilon_0$ shartiga javob berishi 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 (7.8d-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 (7.8b-rasm) quyidagicha aniqlanadi:

$$\max \Delta u_i = \max |u(t_i) - u_i| = \Delta U_k. \quad (7.18)$$



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

Bunday almashtirishlar asosida shakllangan signal – impuls kod modulyatsiyalangan (IKM) signal deb ataladi. Ko‘p hollarda IKM-ChM, IKM-FM signallardan foydalaniladi. Bunda ChM va FM yuqori chastotali tashuvchi chastotasi yoki fazasi kod elementar tashkil etuvchilari ta’sirida modulyatsiya (manipulyatsiya)langanligini ko‘rsatadi [1].

7.5. Impuls-kodli modulyatsiya

Uzluksiz xabarlarini raqamli aloqa kanallari orqali uzatish mumkin. Uzluksiz xabarlar dastlab uzluksiz signallarga aylantiriladi. Ushbu uzluksiz signallar spektri kengligi F_s va davomiyligi T_s ga teng bo‘lsa, Kotelnikov teoremasiga asosan o‘zining $\Delta t \leq 1/2F_s$ 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. Bularidan biri ularning yuqori darajada xalaqitbardoshligidir. Uzluksiz signalga kuchsiz xalaqit ta’sir etgan bo‘lsa ham uni asl holida aniq tiklash mumkin emas. Chunki uzluksiz signal va unga ta’sir etayotgan xalaqit bir-biridan shaklan farqlanmaydi. Ularni bir-biridan ajratish mumkin emas. Raqamli signal ma’lum diskret sathlarga ega bo‘lganligi uchun, faqatgina xalaqitning ta’sirida uning asl sathi biridan ikkinchisiga o‘tgandagina hosil bo‘ladi. Buning uchun xalaqitning qiymati – sathi ancha katta bo‘lishi kerak.

Raqamli signallarning ikkinchi afzalligi ularning aloqa kanali orqali uzatishda xalaqitbardosh kodlardan foydalanish mumkin. Uchinchi afzalligi, raqamli signallarga ishlov berishda murakkab algoritmlarni (jarayonlarni) amalga oshirish mumkin. Yuqoridagi bir qator afzalliklari asosida va zamonaviy mikroradioelektronikaning yutuqlari asosida signallarni raqamli shaklda uzatish kelajakda xabarlarini uzatishning asosiy yagona usuli bo‘lishi ehtimolidan holi emas [1].

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 [1].

Ushbu uch bosqichni alohida-alohida ko'rib chiqamiz.

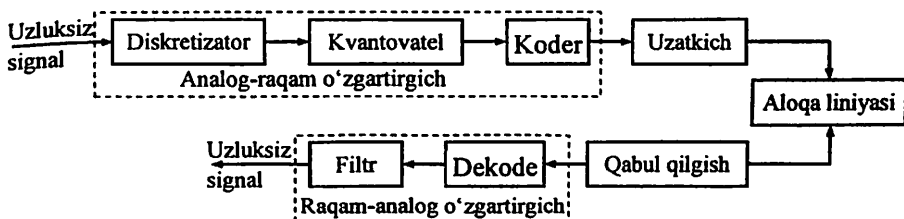
1. Diskretlash natijasida uzluksiz signal diskret signalga aylantiriladi, ya'ni uzluksiz signalning oniy qiymati har Δt oraliqda yuqori aniqlikda o'lchanadi.

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 kombinatsiyasi bilan almashinadi. Odatda ikkilik kodlardan, ya'ni asosi "1" va "0" kodlardan foydalaniladi, bunda mos kodlar kombinatsiyasi ikkilik hisob usulida hisoblanib, sathlarga biriktiriladi. Kodlar kombinatsiyasi to'g'ridan-to'g'ri ikkilik aloqa kanali orqali yuqori chastotali tashuvchini amplitudasi, chastotasi yoki fazasini manipulyatsiyalash natijasida olingan signal $s(t)$ yordamida uzatiladi.

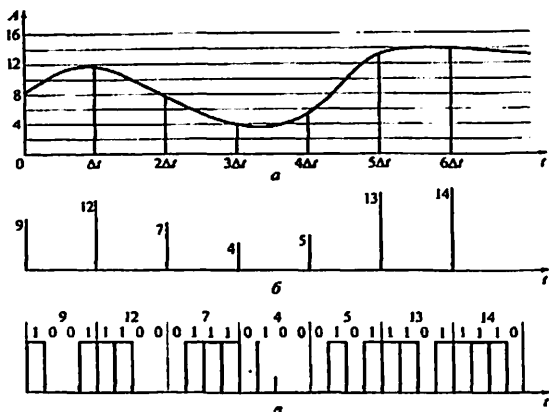
Uzluksiz signal aloqa kanali orqali uzatilguncha avval kvantlangan impulslar ketma-ketligiga, so'ngra kodlar kombinatsiyalari ketma-ketligiga aylantiriladi va modulyatsiya natijasida signal $s(t)$ hosil bo'ladi, shuning uchun bu signallar **impuls-kodli modulyatsiya (IKM)** signallar deb ataladi. Zarur 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 7.9-rasmda keltirilgan.



7.9-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 7.9-rasmda keltirilgan.



7.10-rasm. IKM signalni shakllantirish jarayoni

Hosil qilingan IKM signal u ichda 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 $R = n f_d = 8 \cdot 8 \cdot 10^3 = 64 \cdot 10^3$ bit/s = 64 kbit/s ga teng. Radioeshittirish stansiyalarining signallarini IKMdand foydalanib yuqori sifat bilan uzatish uchun diskretlash chastotasini $f_d = 32$ kHz va kod kombinatsiyalaridagi

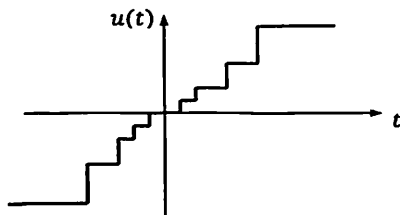
razryadlar sonini $n = 12$ qilib tanlash lozim bo'ladi. Bunda uzatish tezligi $R \approx 380$ bit/s ga teng bo'ladi.

RAO' chiqishidagi tiklangan uzluksiz signal $u(t)$, ARO' kiritishidagi signal $u(t)$ dan farq qiladi. Buning sababi: kvantlashdagi xatolik – kvantlash shovqini; uzatiladigan kodlar kombinatsiyasi xalaqitlar ta'sirida uning elementlari "1" va "0" ning teskarisiga almashishida.

Kvantlash shovqini. Kvantlangan signalning ikki eng yaqin sathi orasidagi farq Δu , kvantlash qadamini ba'zan Δ bilan ham belgilanadi. Bunda uzluksiz signalning $k\Delta t$ vaqtidagi o'zgarish qiymati $u(k\Delta t)$ kvantlash natijasida unga eng yaqin sath bilan almashadi. Natijada kvantlash xatoligi $-\frac{\Delta}{2}$ va $\frac{\Delta}{2}$ orasida bo'ladi. Ushbu tasodifiy kattalikning dispersiyasi $\frac{\Delta^2}{12}$ bo'ladi. Agar uzluksiz signal tavsiflari oq shovqin tavsiflariga yaqin bo'lsa, u holda kvantlash shovqini ham oq shovqin shaklida bo'ladi va signal bilan o'zaro korrelyatsiyasi bo'lmaydi. Kvantlash sifatini odatda signal-kvantlash shovqini nisbati bilan baholanadi, bu shovqin kod razryadini (elementlari soni) bittaga oshirish signal-kodlash shovqini (SKSh) nisbatini 6 dB ga oshiradi. Shuni alohida ta'kidlash kerakki kod kombinatsiyalaridagi elementar signallar sonini oshirish nafaqat signalga raqamli ishlov beruvchi qurilmalarning tezkorligiga talabni oshiradi, shu bilan birga signalni uzatish uchun talab qilinadigan aloqa kanali polosasini ham kengaytirishni taqazo etadi. Chunki koddagi elementar signallar sonining oshishi ularning har birining davomiyligini qisqartirishni talab etadi, ya'ni signal spektri kengayadi.

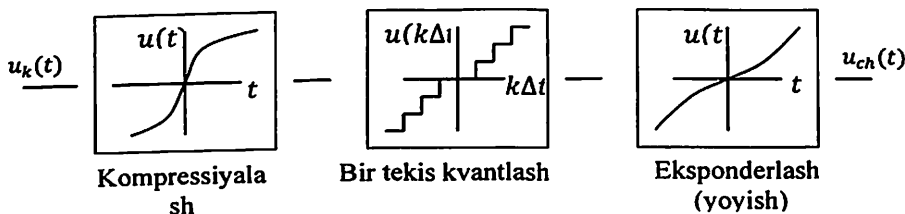
Amalda notekis kvantlashdan keng foydalaniladi. Bunda kvantlash qadami uzatiladigan uzluksiz signal $u(t)$ ning o'zgarish tezligiga bog'liq bo'lib, u qancha tez o'zgarsa kvantlash qadami ham shuncha katta bo'ladi (7.10-rasm). Shunday qilib $u(t)$ ning kichik stahlari ancha aniqroq kvantlanadi.

Notekis kvantlashdan foydalanishdan maqsad kvantlashdagi xatolikni deyarli o'zgarimas 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 (7.4-rasm).



7.10-rasm. Notekis kvantlash

Shunday qilib notekis kvantlash amalida: kompressiyalash; bir xil (oddiy) kvantlash va ekspanderlashdan iborat. Kompresor va ekspander bir-biriga teskari amallarni bajaradi, natijada notekis kvantlangan raqamli signal hosil bo‘ladi (7.11-rasm).



7.11-rasm. Notekis kvantlashga oid

Avval ta’kidlaganimizdek, notekis kvantlashdan maqsad, bir xil nisbiy xatolikni ta’minlashdir. Buning uchun kompresor tavsifi logarifmik va ekspander tavsifi eksponenta shaklida bo‘lishi kerak. Ammo logarifmik shakldagi tavsif uzluksiz signal qiymati kichik bo‘lganda $-\infty$ ga intiladi, buni amalga oshirish qiyin va bu talabga javob bermaydi. Shuning uchun amalda sigal katta sathlarida logarifmik tavsif bilan talab darajasida mos keluvchi va siganl kichik sathlarida chiziqli bo‘lgan ikki tarkibli tavsifdan foydalaniladi. Ulardan biri μ qonuniga bo‘ysunuvchi tavsif quyidagicha ifodalanadi:

$$y = y_{max} \frac{\ln[1 + \mu(|x|/x_{max})]}{\ln(1 + \mu)} \operatorname{sgn}x, \quad (7.19)$$

bunda, μ – manfiy o‘zgarmas kattalik, x va y – kompresor kirishi va chiqishidagi kuchlanish (amplitudalari); $\operatorname{sgn}(x)$ – funksiya quyidagicha aniqlanadi:

$$\operatorname{sgn}x = \begin{cases} 1, & x \geq 0; \\ -1 & x < 0. \end{cases} \quad (7.20)$$

μ qonunidan AQSh aloqa tizimlarida foydalaniladi. Yevropada quyidagi ifodadan foydalaniladi:

$$y = \begin{cases} y_{\max} \frac{A(|x|/x_{\max})}{1 + \ln A} \operatorname{sgn}x, & 0 \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq \frac{1}{A}; \\ y_{\max} \frac{\ln[A(|x|/x_{\max})]}{1 + \ln A} \operatorname{sgn}x, & \frac{1}{A} \leq \frac{x}{x_{\max}} \leq 1. \end{cases} \quad (7.22)$$

bunda, A – musbat doimiy kattalik, qolganlari (7.19) ifodadagilarga mos. (7.20) va (7.21) ifodalar $A = 87,56$ va $\mu = 255$ bo‘lganda bir-biriga deyarli mos keladi.

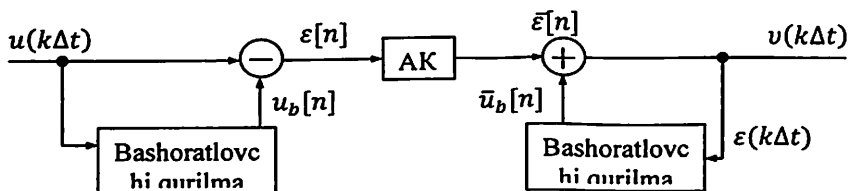
Amalda kvanlashlar sathining soni foydalaniladigan kodlar kombinatsiyasiga bog‘liq bo‘ladi.

7.6. 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 diskretizatsiyalangan ushbu sigalning $k\Delta t$ va $(k \pm 1)\Delta t$ vaqtlardagi qiymatari bir-biriga bog‘liq bo‘lmaydi, o‘zaro korrelyatsiyasi nolga teng bo‘ladi. Ba’zan, amalda uzatiladigan signal spektri quvvati zichligi bir xil bo‘lmasligi va diskretlash chastotasi katta bo‘lishi, uning alohida-alohida qiymatlari orasida bog‘lanish, korrelyatsiya paydo bo‘lishiga olib keladi. Shunday qilib, uzatilayotgan diskret signal ortiqchalikka olib keladi va aloqa kanalidan foydalanish samaradorligi kamayadi. Signallarni uzatish va 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

$$\varepsilon(\Delta t) = u[(k + 1)\Delta t] - u(k\Delta t). \quad (7.22)$$

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. SQQ signalning avvalgi qiymatlari asosida shu ondagisi bashorat qilinadi va unga xatolik $\varepsilon(k\Delta t)$ qo'shilishi natijasida, signalning haqiqiy qiymati aniqlanadi (7.12-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 $v(t) \neq u(t)$.



7.12-rasm. *Bashoratlovchi qurilmali aloqa tizimi strukturaviy sxemasi*

Diskretizatsiyalangan signalning $u(k\Delta t)$ vaqtda aniqlangan oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya bog'lanish qancha katta bo'lsa, bashorat qilish shuncha aniq bo'ladi va bashorat xatoligi dispersiyasi (quvvati) shuncha kichik bo'ladi. Bunday holda ma'lumotlarni aloqa kanali orqali uzatish uchun kodlar kombinatsiyalaridagi elementar simvollar sonini kamaytirish mumkin, natijada kanaldan foydalanish samaradorligi oshadi, ya'ni kanalning xabar o'tkazish qobiliyatiga talab kamayadi. Ko'p hollarda bashorat qilish qurilmasi ishlash algoritmi chiziqli bo'lib, signal navbatdagi bashorat etiladigan qiymati, avvalgi bir-necha qiymatlarining chiziqli kombinatsiyasi shaklida aniqlanadi. Ovoz signallarini chiziqli bashorat asosida kodlash zamonaviy mobil aloqa tizimlarida qo'llaniladi.

Bashorat xatoligini kodlash orqali signalni uzatish **differensial impuls-kod modulyatsiyasi** nomini olgan (DIKM). Bunday tizimlarda notekis kvantlashdan foylaniladi, chunki kvantlanayotgan signalning kichik qiymatlarga ega bo'lish ehtimolligi katta bo'lib, qo'shimcha afzalliklarga ega bo'ladi. DIKM usulining IKM ga nisbatan afzalligi diskretlangan signal oniy qiymatlari orasidagi korrelyatsiya qancha katta bo'lsa, mos ravishda shuncha oshadi.

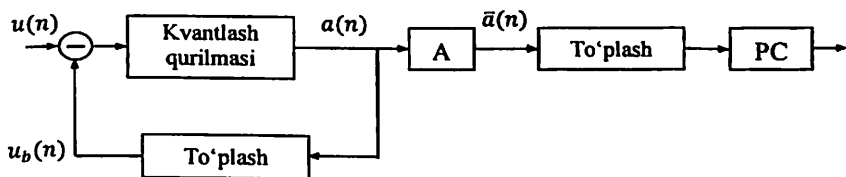
DIKM uzatish usulining kamchiligi xatoliklarning ko'payish effekti hisoblanadi. Bu shu bilan bog'liqki, DIKM signalni qayta

tiklashdagi xatolik nafaqat bitta oniy qiymatning xatoligi, balki undan oldingi bir qancha oniy qiymatlarning xatoliklari bilan aniqlanadi. Bu kamchilikni bartaraf etish uchun ba'zi hollarda vaqti-vaqti bilan signalning to'liq qiymatini uzatish amalga oshiriladi.

7.7. 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 (7.13-rasm) va $u(k\Delta t)$ signal avvalgisiga nisbatan $+1$ ga oshadi yoki -1 ga kamayadi. Delta modulyatsiyadan diskretizatsiyalash qadami korrelyatsiya intervalidan kichik bo'lgan hollarda foydalaniladi [1].

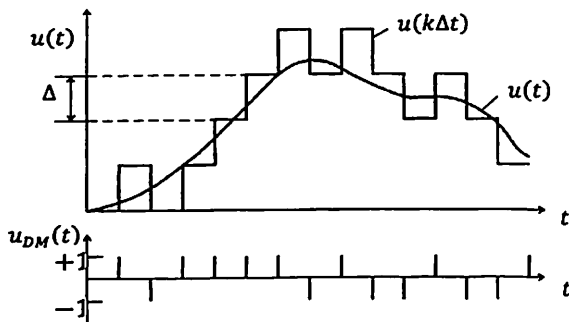
Delta modulyatsiyaning afzalligi uning koderi va dekoderining nisbatan soddaligidida. Signalni qayta tiklash uchun $\pm\Delta(k\Delta t)$ signallar ketma-ketligini integrallash yetarli (integrallash bu "0" va "1" lar ketma-ketligini to'plash va bu ketma-ketliklarni zinasimon funksiyaga aylantirish va 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 (7.13-rasm).



7.13-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 funktsiya monoton o'suvchi, agar ma'lum bir oraliqda Δ xatoliklar $+\Delta$ va $-\Delta$ ketma-ketligida bo'lsa, bu holda signal sekin o'zgaradi, bu signalning juda kam o'zgarayotganligini bildiradi, bu holda kvantlash qadami kamayadi.

7.14-rasmda delta modulyatsiyali signalni shakllantirishga oid grafik keltirilga.



7.14-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. Vaqt bo'yicha diskretlash va sath bo'yicha kvantlash deganda nimani tushunasiz?
2. Uzluksiz signallarni diskretizatsiyalash haqidagi V.A. Kotelnikov teoremasini aytib bering.
3. Qayta tiklovchi funksiya (signal) deb qanday signalga aytiladi?
4. Vaqt bo'yicha bir tekis va turlicha diskretizatsiyalash qanday afzallik va kamchiliklarga ega?
5. Diskretizator qurilmasining alohida-alohida qismlari qanday amallarni bajaradi?
6. Diskretizatsiyalash xatoligini baholashning qanday mezonlaridan foydalaniladi?

7. *Uzluksiz signalni vaqt bo'yicha diskretizatsiyalashda qaysi tur bazis (asos) ortogonal funksiyalardan foydalaniladi?*
8. *Vaqt bo'yicha adaptiv diskretizatsiyalashdan qanday holatlarda foydalaniladi?*
9. *Sath bo'yicha adaptiv kvantlash qanday amalga oshiriladi?*
10. *Vaqt va sath bo'yicha adaptiv diskretizatsiyalashdan 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.*
13. *Signallarni raqamli uzatishni analog shaklda uzatishdan afzalliklari nimada?*
14. *Kvantlash shovqini nima? Uni kamaytirish uchun nima qilish kerak?*
15. *Xato impulslar shovqini nima? Ular qanday paydo bo'ladi?*
16. *Qaysi hollarda bashoratli kodlash usulidan foydalanish maqsadga muvofiq?*
17. *IKM signal nima? IKM signal vaqt diagrammalarini chizing?*
18. *Delta modulyatsiya nima? Delta modulyatsiyadan qaysi hollarda foydalaniladi?*
19. *Kompanderlash nima va undan nima uchun foydalaniladi?*
20. *Ekspanderlash nima va u qanday vazifani bajaradi?*
21. *Bashoratli aloqa tizimi soddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va ishlash prinsipini tushuntiring.*
22. *Delta modulyatsiyaga asoslangan aloqa tizimi soddalashgan strukturaviy sxemasini chizing va uning ishlash prinsipini tushuntiring.*

8. TASODIFIY JARAYONLAR

8.1. Ehtimollar nazariyasining asosiy tushunchalari

Xayotda ruy beradigan xodisalar 3 ta asosiy toifaga bo'linadi.

- a) muqarrar xodisalar;
- b) mumkin bo'lmagan xodisalar;
- v) tasodifiy xodisalar.

Muqarrar xodisa deb ma'lum shartlar to'plami bajarilganda albatta ro'y beradigan xodisaga aytiladi.

Mumkin bo'lmagan xodisa deb ma'lum shartlar bajarilganda albatta ro'y bermaydigan xodisaga aytiladi.

Tasodifiy xodisa deb ma'lum shartlar bajarilganda ro'y berishi xam ro'y bermasligi xam mumkin bo'ladigan xodisaga aytiladi.

«A» xodisaning ro'y berish ehtimolligi quyidagi nisbat yordamimda aniqlanadi:

$$P(A) = m/n, \quad (0 < P(A) < 1) \quad (8.1)$$

bu yerda, m - «A» xodisani keltiririb chikaruvchi sinashlar soni;
 n - umumiy sinashlar soni.

Tasodifiy miqdor deb avvaldan noma'lum bo'lgan sinash natijasida konkret qiymatga ega bo'lgan miqdorga aytiladi. Tasodifiy miqdorlar 2 ta katta sinflarga bo'linadi:

1. Diskret tasodifiy miqdorlar;
2. Uzluksiz tasodifiy miqdorlar.

Tasodifiy miqdorning taqsimot qonuni deb uning mumkin bo'lgan qiymatlari bilan ularning ehtimolliklari orasidagi moslikka aytiladi. Tasodifiy miqdorning taqsimot qonuni jadval orqali, analitik usulda yoki grafik usulda berilishi mumkin.

Jadval orqali berilgan diskret tasodifiy miqdorning taqsimot qonuni:

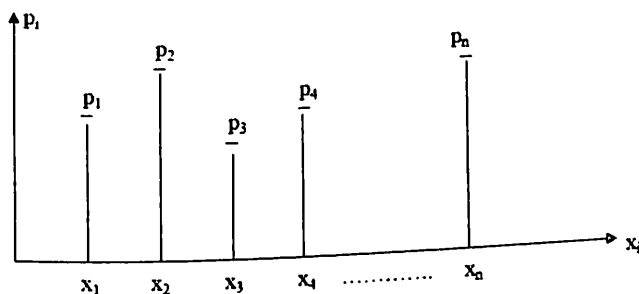
Jadval orqali berilgan diskret tasodifiy miqdorning taqsimot qonuni

x_i	x_1	x_2	x_3	...	x_n
P_i	P_1	P_2	P_3	...	P_n

Bu yerda quyidagi shart bajarilishi lozim:

$$\sum_{i=1}^n P_i = 1 \quad (8.2)$$

Grafik usul orqali berilgan diskret tasodifiy miqdorning taqsimot qonuni 8.1.-rasmda keltirilgan.



8.1-rasm. Grafik usul orqali berilgan diskret tasodifiy miqdorning taqsimot qonuni

Diskret tasodifiy miqdorning taqsimot qonuni analitik usul orqali berilishi mumkin (Bernulli formulasi):

$$P_i = \frac{i!}{x!(i-x)!} p^x q^{i-x} \quad (8.3)$$

Bu yerda: $p = P(A)$, $q = \overline{P(A)}$

Uzluksiz tasodifiy miqdorlarni birorta bir konkret qiymatni qabul qilish ehtimolligi ma'noga ega emasdir.

Uzluksiz tasodifiy miqdorlarning taqsimot qonunlari integral yoki differensial taqsimot funksiyalari ko'rinishida berilida. Quyidagi ehtimollikga integral taqsimot funksiyasi deyiladi.

$$F(x) = P(X < x) \quad (8.4)$$

Uzluksiz tasodifiy miqdorlarning integral taqsimot funksiyasi quyidagi xossalarga ega:

$$0 \leq F(x) \leq 1; F(\infty) = P(X < \infty) = 1; F(-\infty) = P(X < -\infty) = 0 \quad (8.5)$$

Uzluksiz tasodifiy miqdorning differensial taqsimot funksiyasi yoki ehtimollik zichligi deb integral taqsimot funksiyadan olingan birinchi darajali xosilasiga aytiladi.

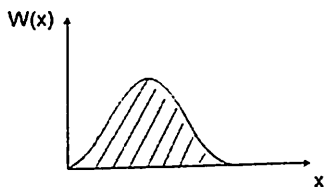
Uzluksiz tasodifiy miqdorning differensial taqsimot funksiyasi yoki ehtimollik zichligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$W(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{F(x + \Delta x) - F(x)}{\Delta x} = \frac{dF(x)}{dx} = F'(x) \quad (8.6)$$

Uzluksiz tasodifiy miqdorlarning differensial taqsimot funksiyasi yoki ehtimollik zichligi quyidagi xossalarga ega:

$$W(x) \geq 0; \quad \int_{-\infty}^{\infty} W(x) dx = 1 \quad (8.7)$$

Uzluksiz tasodifiy miqdorlarning differensial taqsimot funksiyasi yoki ehtimollik zichligining grafigi 8.2.-rasmda keltirilgan



8.2-rasm. Uzlüksiz tasodifiy miqdorlarning differensial taqsimot funksiyasi yoki ehtimollik zichligi

Uzlüksiz tasodifiy miqdorlarning differensial taqsimot funksiyasi yoki ehtimollik zichligi ma'lum bo'lsa undan quyidagi integral olish yo'li bilan uning integral taqsimot funksiyasi aniqlanadi:

$$F(x) = \int_{-\infty}^x W(x) dx \quad (8.8)$$

Tasodifiy miqdorlar uchun ularning quyidagi sonli xarakteristikalari aniqlanadi:

1. Tasodifiy miqdorning matematik kutilmasi:

- Diskret tasodifiy miqdorlar uchun:

$$\bar{X} = M_X = \sum_{k=1}^{\infty} X_k \cdot P_k \quad (8.9)$$

- Uzlüksiz tasodifiy miqdorlar uchun:

$$\bar{X} = M_X = \int_{-\infty}^{\infty} X \cdot W(x) dx \quad (8.10)$$

2. Tasodifiy miqdorning dispersiyasi:

- Diskret tasodifiy miqdorlar uchun:

$$D_X = \sum_{k=1}^{\infty} (X_k - \bar{X})^2 \cdot P_k \quad (8.11)$$

- Uzluksiz tasodifiy miqdorlar uchun:

$$D_X = \int_{-\infty}^{\infty} (X - \bar{X})^2 \cdot W(x) dx \quad (8.12)$$

2. Tasodifiy miqdorning o'rtacha kvadratik chetlanish:

$$\sigma_X = \sqrt{D_X} \quad (8.13)$$

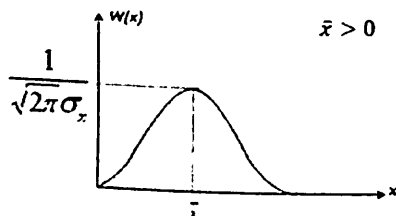
Aloka texnikasida eng ko'p ishlatiladigan taqsimot qonunlari quyidagilardan iborat:

1. Normal (Gauss) taqsimot qonuni
2. Bir tekis taqsimot qonuni
3. Reley taqsimot qonuni

Normal (Gauss) taqsimot qonunining ehtimollik zichligi quyidagi ifoda bilan beriladi:

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma_x^2}} \quad (8.14)$$

Normal (Gauss) taqsimot qonunining ehtimollik zichligini grafigi 8.3.- rasmda berilgan.



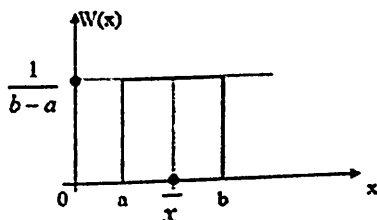
8.3-rasm. Normal (Gauss) taqsimot qonunining ehtimollik zichligi

Normal taqsimot qonuniga signallarga zararli ta'sir etuvchi fluktuasion shovqinning oniy qiymatlari bo'ysunadi.

Bir tekis taqsimot qonunining ehtimollik zichligi quyidagi ifoda bilan beriladi:

$$W(x) = \begin{cases} 0, & x < a \\ \frac{1}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ 0, & x > b \end{cases} \quad (8.15)$$

Bir tekis taqsimot qonunining ehtimollik zichligini grafigi 8.4-rasmda berilgan.



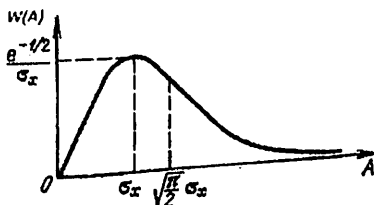
8.4-rasm. Bir tekis taqsimot qonunining ehtimollik zichligi

Bir tekis taqsimot qonuniga IKM signalini xosil qilishda kvantlash xatoligi bo'ysunadi.

Reley taqsimot qonunining ehtimollik zichligi quyidagi ifoda bilan beriladi:

$$W(A) = \frac{A}{\sigma_x^2} \cdot e^{-\frac{A^2}{2\sigma_x^2}} \quad (A \geq 0) \quad (8.16)$$

Reley taqsimot qonunining ehtimollik zichligini grafigi 8.5-rasmda berilgan.



8.5-rasm. Reley taqsimot qonunining ehtimollik zichligi bo'ysunadi. Reley taqsimot qonuniga tor mintaqali shovqinning egiluvchisi

8.2. Tasodifiy jarayonlar va ularning sonli xarakteristikalari

Aloqa liniyasi bo'yicha oldindan qanday signal uzatilishi no'malumdir, shuning uchun ularni tasodifiy jarayonlar deb qarash mumkin.

Tasodifiy jarayon deb vaqtga bog'lik bo'lgan va kechishi oldindan noma'lum bo'lgan jarayonga aytiladi. Chunki oldindan qanday signallar uzatiladi va ularga qanday ko'rinishdagi xalaqitlar ta'sir qiladi noma'lumdir.

Tasodifiy jarayon—deb ehtimollik xarakteristikalari vaqtga bog'lik bo'lgan tasodifiy miqdorga aytiladi.

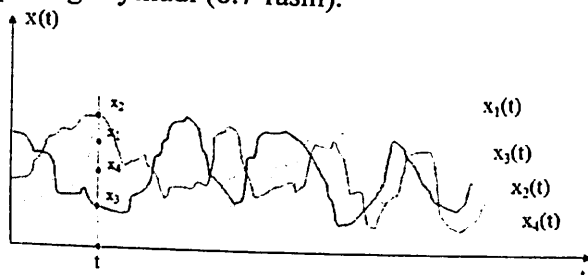
Tasodifiy jarayonning xar bir konkret ko'rinishiga uning realizatsiyasi deyiladi.

Tasodifiy jarayonning realizatsiyalar to'plamiga tasodifiy jarayonning ansambli deb ataladi.

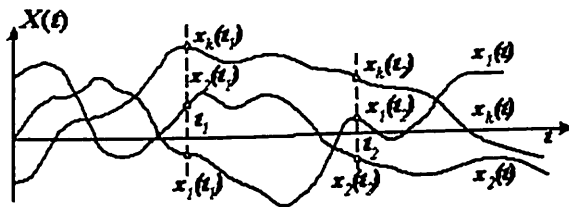


8.6-rasm. Tasodifiy jarayonning realizatsiyalari ansambli

Tasodifiy jarayonning kesimi deb, vaqtning biror bir vaqt momentidagi tasodifiy jarayonning qabul qilishi mumkin bo'lgan qiymatlarini to'plamiga aytiladi (8.7-rasm).



8.7-rasm. Tasodifiy jarayonning realizatsiyalari ansambli kesimi



8.8-rasm. Tasodifiy jarayonning ikkita t_1 va t_2 vaqt momentlaridagi kesimlari

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

Tasodifiy jarayonni bir o'lchovli taqsimot qonuni (ehtimollik zichligi):

$$W_1(x, t) = \frac{dF(x, t)}{dx} \quad (8.17)$$

Tasodifiy jarayonni ikki o'lchovli taqsimot qonuni:

$$W_2(x_1, x_2, t_1, t_2) = \frac{d^2 F(x_1, x_2, t_1, t_2)}{dx_1 dx_2} \quad (8.18)$$

Tasodifiy jarayonni L- ulchovli taqsimot qonuni:

$$W_L(x_1, x_2, \dots, x_L, t_1, t_2, \dots, t_L) = \frac{d^L F(x_1, x_2, \dots, x_L, t_1, t_2, \dots, t_L)}{dx_1 dx_2} \quad (8.19)$$

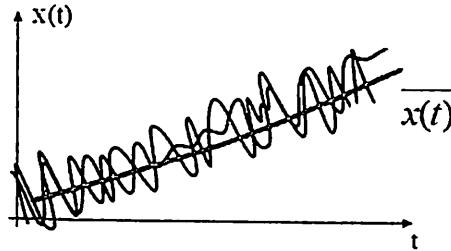
Tasodifiy jarayonlarning sonli xarakteristikalari ikki xil usulda aniqlanishi mumkin.

1. Tasodifiy jarayonning ansambli bo'yicha sonli xarakteristikalari.

2. Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt buyicha aniqlangan sonli xarakteristikalari.

Tasodifiy jarayonning ansambli bo'yicha aniqlangan matematik kutilmasi:

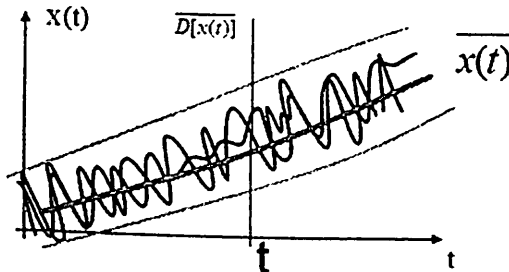
$$\overline{x(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)W(x, t)dx \quad (8.20)$$



8.9-rasm. Tasodifiy jarayonning ansambli bo'yicha aniqlangan matematik kutilmasi

Tasodifiy jarayonning ansambli bo'yicha aniqlangan dispersiyasi:

$$\overline{D[x(t)]} = \int_{-\infty}^{\infty} (x(t) - \overline{x(t)})^2 W(x, t)dx \quad (8.21)$$



8.10-rasm. Tasodifiy jarayonning ansambli bo'yicha aniqlangan dispersiyasi

Tasodifiy jarayonning avtokorrelasyon funksiyasi tasodifiy jarayoni ikkita kesimini bir-biriga statistik bog'liklik, o'xshashlik darajasini ko'rsatadi:

$$B_x(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t_1) \cdot x_2(t_2) \cdot W(x_1, x_2; t_1, t_2) dx_1 dx_2 \quad (8.22)$$

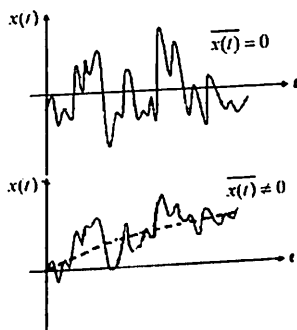
Tasodifiy jarayonlarning o‘zaro korrelyasion funksiyasi deb ikkita xar xil tasodifiy jarayonlarning ikkita kesimini bir-biriga o‘xshashlik, statistik bog‘liklik darajasini ko‘rsatadi:

$$B_{xy}(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(t_1) \cdot y(t_2) \cdot W(x, y, t_1, t_2) dx dy \quad (8.23)$$

Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt bo‘yicha aniqlangan sonli xarakteristikalarini ko‘rib chiqamiz.

Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt bo‘yicha aniqlangan matematik kutilmasi (o‘rta qiymati):

$$\overline{x(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) dt \quad (8.24)$$



8.11-rasm. Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt bo‘yicha aniqlangan matematik kutilmasi (o‘rta qiymati)

Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt bo‘yicha olingan o‘rta qiymatining fizik ma‘nosi tokning yoki kuchlanishning o‘zgarmas qismidir.

Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt bo‘yicha aniqlangan dispersiyasi:

$$\overline{D[x(t)]} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [x(t) - \overline{x(t)}]^2 dt \quad (8.25)$$

Tasodifiy jarayonning dispersiyasining fizik ma'nosi tok quvvatini o'zgaruvchan qismiga teng.

Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt bo'yicha aniqlangan avtokorrelyasion funksiyasi quyidagi ifodalar orqali topiladi:

$$B_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)x(t + \tau) dt \quad (8.26)$$

$$B_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)x(t - \tau) dt \quad (8.26)$$

Tasodifiy jarayonning bitta realizatsiyasi orqali vaqt bo'yicha aniqlangan o'zaro korrelyasion funksiyasi quyidagi ifodalar orqali topiladi:

$$B_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)y(t + \tau) dt \quad (8.27)$$

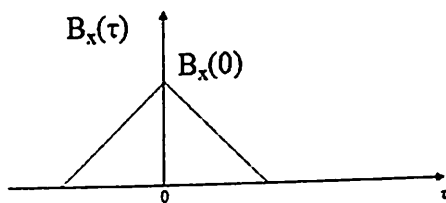
$$B_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)y(t - \tau) dt \quad (8.28)$$

Avtokorrelyasion funksiyaning (AKF) xossalari:

1. AKF juft funksiya, ya'ni $B_x(\tau) = B_x(-\tau)$;
2. AKF ning hech bir qiymati uning $\tau=0$ bo'lgandagi qiymatidan katta bo'lmaydi, ya'ni $B_x(\tau) \leq B_x(0)$;
3. AKF ning $\tau=0$ bo'lgandagi qiymati tasodifiy jarayonning dispersiyasiga teng $B_x(0) = D[x(t)]$;

4. AKF ning $\tau \rightarrow 0$ intilgandagi qiymati 0 ga intilgandi $B_x(\infty) = 0$.

8.12-rasmda misol sifatida to'g'rito'rtburchakli impul'sning avtokorrelyasion funksiyasi keltirilgan.



8.12-rasm. To'g'rito'rtburchakli impul'sning avtokorrelyasion funksiyasi

Tasodifiy jarayonni korrelyasiyalanganlik darajasini korrelyasiya intervali bilan xarakterlash mumkin:

$$\tau_k = \frac{1}{B_x(0)} \int_0^{\infty} |B_x(\tau)| d\tau \quad (8.29)$$

$|\tau| < \tau_k$ -uchun tasodifiy jarayonning qiymatlari korrelyasiyalangan.
 $|\tau| > \tau_k$ -uchun tasodifiy jarayonning qiymatlari korrelyasiyalanmagan.

8.3. Stasionar tasodifiy jarayonlar

Tasodifiy jarayonlar vaqt funksiyasi sifatida ikki turga bo'linadi:

- **stasionar tasodifiy jarayonlar;**
- **nostasionar tasodifiy jarayonlar.**

Agar tasodifiy jarayonning sonli xarakteristiklari: o'rtacha qiymat, dispersiya yoki korrelyatsiya funksiyasi vaqt funksiyasi bo'lib, o'zgaruvchan bo'lsa, ya'ni $M(X, t)$, $D(X, t)$ va $R(t_2, t_1)$ ning qiymati $t_2 - t_1 = \tau$ ni vaqt o'qining qaysi qismida olinganligiga bog'liq bo'lsa, bunday jarayonlar **nostasionar tasodifiy jarayonlar** hisoblanadi. O'rtacha qiymati, dispersiyasi vaqtga bog'liq bo'lmagan, korrelyatsiya funksiyasi faqat $t_2 - t_1 = \tau$ ga bog'liq bo'lib, $t_2 - t_1 = \tau$ ni vaqt

o'qining qaysi qismida olinganligiga bog'liq bo'lmasa bunday tasodifiy jarayonlar **stasionar tasodifiy jarayonlar** hisoblanadi.

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

$$\begin{aligned}\overline{X(t)} &= \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)dt = \overline{x(t)} \\ \overline{X^2(t)} &= \int_{-\infty}^{\infty} x^2p(x)dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t)dt = \overline{X^2(t)} \\ B_x(\tau) &= \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1x_2p_2(x_1, x_2; \tau)dx_1dx_2 = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt = \overline{x(t)x(t+\tau)}.\end{aligned}\quad (8.30)$$

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.

8.4. Gauss tasodifiy jarayoni

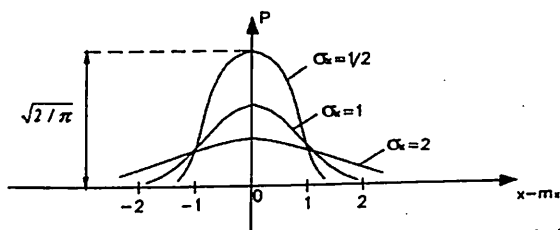
Normal – Gauss tasodifiy qiymatlar taqsimot qonuni tabaitda boshqa taqsimot qonunlariga qaraganda nisbatan ko'p uchraydi. Aloqa kanallaridagi xalaqitlar ham ko'p hollarda normal taqsimot qonuniga bo'ysunadi. Ko'p hollarda taqsimot qonuni normal taqsimot qonunidan kam farqlanadigan tasodifiy jarayonlarni Gauss jarayoni shaklida tahlil etiladi [2].

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

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp \left[-\frac{(x - m_x)^2}{2\sigma_x^2} \right]. \quad (8.31)$$

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

Normal taqsimot qonuni ehtimollik zichligining grafigi σ_x ning bir necha qiymatlari uchun 8.13-rasmda keltirilgan.



8.13-rasm. Normal taqsimot qonuni ehtimollik zichligining grafigi

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

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(x) dx = 1. \quad (8.32)$$

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

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

Fluktuation xalaqitning o'rtacha qiymati $m_x = 0$ ligini e'tiborga olib (8.31) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz.

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right]. \quad (8.33)$$

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, fluktuation xalaqitning integral taqsimot qonunini quyidagicha ifodalaymiz:

$$F(u_0) = P(u < u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-u^2/2} du = \frac{1}{2} [1 + F(u_0)] \quad (8.34)$$

(8.34) formula orqali fluktuation xalaqitning sathi berilgan u_0 ga teng yoki kichiklik ehtimolligi hisoblanadi. (8.34) formulada $\sigma_n^2 = P_x$ bo'lib, xalaqitning o'rtacha quvvatini anglatadi, bundan tashqari $\sigma_n = \sqrt{P_x} = U_{xe}$ – xalaqitning effektiv qiymati, $F(u)$ – funksiya ehtimollik integrali yoki Kramp funksiyasi deb ataladi va u quyidagicha aniqlanadi:

$$F(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{u_0} e^{-u^2/2} du. \quad (8.35)$$

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

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

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

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

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2} [F(u_2) - F(u_1)]. \quad (8.36)$$

Fluktuasion xalaqit qiymati u_0 dan kattaligi ehtimolligini hisoblash uchun $u_2 = \infty$ va $u_1 = u_0$ qiymatlarni (8.36) ifodaga qo'yish kerak, natijada quyidagini olamiz:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2}[F(\infty) - F(u_0)] = \frac{1}{2}[1 - F(u_0)]. \quad (8.37)$$

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

Oq shovqin – fluktuasion xalaqitning spektri cheksiz keng bo'lib korrelyatsiya oralig'i nolga intiladi. Oq shovqin haqidagi tushuncha 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 xalaqit korrelyatsiya oralig'i u ta'sir etayotgan radiotexnik zanjir vaqt davomiyligidan kichik bo'lgan hol uchun o'rinli hisoblanadi. Bunday tizimlarning chastotalar o'tkazish polosasida fluktuasion xalaqitning spektri tashkil etuvchilari bir xil taqsimlangan bo'ladi.

8.5. Tasodifiy jarayonlar 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.

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

Tasodifiy jarayonning spektr zichligini uni hosil qilgan fizik tasodifiy jarayon ma'lum bo'lgan holda aniqlash mumkin. Tasodifiy jarayon $x(t)$ ning T davomiylikka ega bo'lgan bitta realizatsiyasiga Fure almashtirishini qo'llab uning spektri zichligini aniqlaymiz. U holda ushbu tahlil etilayotgan T davomiylikdagi tasodifiy jarayon spektri zichligi $S_T(\omega)$ ni va u orqali ushbu signal energiyasini aniqlash mumkin, ya'ni

$$E = \int_{-T/2}^{T/2} x_T^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_T(\omega)|^2 d\omega. \quad (8.38)$$

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

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega. \quad (8.39)$$

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

$$\overline{x_T^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S_T(\omega)|^2}{T} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega, \quad (8.40)$$

bu ifodada

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

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

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

Signalning energetik spektri uni tashkil etuvchi chastotalarning boshlang'ich fazalari haqida hech qanday ma'lumot bermaydi. Signal shaklini vaqt funksiyasi sifatida uning energetik spektri orqali tiklab bo'lmaydi. Signalni faqatgina uning amplituda-chastota va faza-chastota spektrlari ma'lum bo'lgan vaqtdagina tiklash mumkin [1].

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

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

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

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (8.41)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (8.42)$$

Tasodifiy signal energetik spektri va korrelyatsiya funksiyalari juft funksiyalar ekanligini e'tiborga olib, (8.41) va (8.42) formulalarni quyidagi ko'rinishga keltirish mumkin:

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega\tau d\tau, \quad (8.43)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega, \quad (8.44)$$

yoki

$$G_x(\omega) = 2 \int_0^{\infty} B_x(\tau) \cos \omega \tau d\tau, \quad (8.45)$$

$$B_x(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (8.46)$$

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

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (8.47)$$

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (8.48)$$

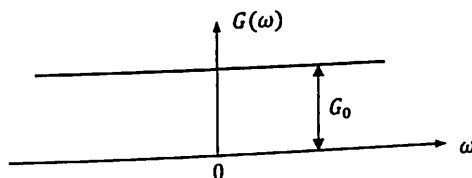
(8.42) ifodadan $\tau = 0$ bo'lgan holat uchun quyidagi tenglikni olamiz:

$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = P. \quad (8.49)$$

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

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

RTTlarda hamma vaqt keng polosali fluktuasion xalaqit – oq shovqin mavjud bo'lib, uning chastotalari nazariya nuqtai nazaridan $-\infty < \omega < \infty$ polosada joylashgan hisoblanadi, shuning uchun fluktuasion xalaqitlarni “oq shovqin” deb ataladi. (8.14 rasm)



8.14-rasm. Oq shovqin spektri

Agar (8.48) ifodada $G(\omega)$ ni $G_0 = const$ bilan almashtirsak, u holda oq shovqinning korrelyatsiya funksiyasini aniqlaymiz, ya'ni

$$B(\tau) = G_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega = G_0 \cdot \delta(\tau), \quad (8.50)$$

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 [1].

Nazorat savollari

1. *Tasodifiy xodisa nima?*
2. *Tasodifiy xodisaning ehtimolligi nima?*
3. *Diskret va uzluksiz tasodifiy miqdorlar xaqida aytib bering*
4. *Uzluksiz tasodifiy miqdorlarning taqsimot qonunlari xaqida gapirib bering.*
5. *Tasodifiy miqdorlar uchun sonli xarakteristikalari.*
6. *Aloka texnikasida eng ko'p ishlatiladigan taqsimot qonunlari.*
7. *Tasodifiy jarayon deganda nimani tushunasiz?*
8. *Qanday tasodifiy jarayon stasionar tasodifiy jarayon deyiladi?*
9. *Tasodifiy jarayonning qanday sonli xarakteristikalari mavjud?*
10. *Tasodifiy jarayonning o'rtacha qiymati va dispersiyasi tushunchalari nimani anglatadi?*
11. *Korrelyatsiya funksiyasi va korrelyatsiya oralig'iga ta'rif bering.*
12. *Bir o'lchamli normal taqsimot qonuni ifodasini yozing va uning grafigini chizing.*
13. *"Oq shovqin" deganda qanday shovqin tushuniladi?*
14. *Tasodifiy jarayon spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasida qanday bog'liqlik bor?*
15. *Fure to'g'ri va teskari almashtirishlari ifodalarini yozing.*

9. DISKRET SIGNALLARNI OPTIMAL QABUL QILISH

9.1. Xalaqitbardoshlik nazariyasining asoslari

Real aloqa kanallarida signallar uzatilganda ularga zararli ta'sir etuvchi halaqitlar ta'sir qiladi. Buning natijasida signallar hato qabul qilinishi mumkin. Halaqit deb signallarga zararli ta'sir etuvchi har qanday turdagi elektromagnit ta'siriga aytiladi. Uning ta'siridan signallarni to'g'ri qabul qilish ehtimolligi kamayadi. Xalaqitlar uchta asosiy turga bo'linadi:

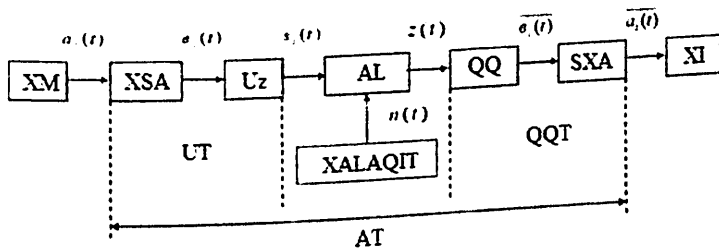
1. Fluktuasion xalaqitlar.
2. Garmonik halaqitlar (spektri bo'yicha cheklangan xalaqitlar).
3. Impul'sli halaqitlar (vaqt bo'yicha cheklangan xalaqitlar).

Halaqitlarning signallarga bo'lgan zararlari ta'sirini yo'qotib bo'lmaydi. Faqatgina uni kamaytirish mumkin.

Xalaqit bilan kurashish zarur bo'lgan joylar.

- Xalaqit xosil bo'lgan joyda.
- Signallarning tarqalish yo'lida.
- Signallarni qabul qilish joyda.

Diskret aloqa sistemasining strukturaviy sxemasi 9.1.- rasmda keltirilgan.



9.1-rasm. Oq shovqin spektri

9.1.- rasmda quyidagi belgilashlar keltirilgan:

- XM – Xabar manbayi;
- AL – Aloqa liniyasi, signalni yo'naltiruvchi muhit;
- XI – Xabar istemolchisi;
- UT – Uzatish tomoni;
- QQT – Qabul qilgich tomoni;
- AT – Aloqa tizimi;

XSA – Xabarni signalga aylantirgich – xabarni birlamchi elektr signaliga aylantirib beradi;

Uz –Uzatgich – birlamchi elektr signalini aloqa liniyasidan uzatishga moslashtirilgan signalga aylantirib beradi;

QQ – Qabul qilgich - aloqa liniyasidan kelgan signalni qabul qilib uni birlamchi elektr signalga aylantirib beradi;

SXA -Signalni xabarga aylantirgich - birlamchi elektr signalini xabarga aylantirib beradi;

$a_i(t)$ – xabar;

$b_i(t)$ - birlamchi elektr signal;

$S_i(t)$ -aloqa liniyasi bo'yicha uzatishag moslashtirilgan signal;

$Z(t)$ -qabul qilingan signal.

Real aloqa kanallarida signallarga xalaqitlar ta'sir qiladi. Agar xalaqit signal bilan qo'shilsa u **aditiv halaqit** deyiladi:

$$Z(t) = S_i(t) + n(t) \quad (9.1)$$

Bunday halaqitlarga atmosfera shovqinlari, razryadlari, industrial xalaqitlar va boshqa aloqa tizimlarini ishlashidan kelib chiqqan halaqitlar kiradi.

Agar xalaqit bilan signal ko'paytirilsa u multiplikativ halaqit deyiladi:

$$Z(t) = S_i(t) \cdot n(t) \quad (9.2)$$

Bu turdagi xalaqitlar aloqa kanallarining parametrlarini tasodifiy o'zgarishlaridan xosil bo'ladi.

Qabul qilish tomonida signallar to'g'risida oldin ba'zi bir ma'lumotlar ma'lum bo'ladi. Modulyasiya turlari, tashuvchilarning chastotasi, signalning spektr kengligi, signalning uzatish tezligi, ammo signallarning to'plamidan qaysi birini kelishi oldindan noma'lum.

Aloqa tizimlarining turiga va vazifasiga qarab signallarni qabul qilishda qo'yidagi uchta vazifa bajarilishi mumkin:

- Signallarni bor yo'qligini aniqlash;
- Signalni farqlash;
- Signallarni shaklini tiklash.

Qabul qilgich signalni qabul qilib uzatilishi mumkin bo'lgan signallardan qaysi biri yuborilganligi to'g'risida qaror chiqaradi.

Agarda uzatilgan va qabul qilingan signallar teng bo'lsalar u xolda qabul qilgich qaror chiqarishda xato qilmagan va signal to'g'ri qabul qilingan. Agarda ular teng bo'lmasalar qabul qilgich qaror chiqarishda xato yo'l qo'ygan va signal noto'g'ri qabul qilingan. Demak qabul qilgich xalaqit ta'sirida signalni to'g'ri xam noto'g'ri qabul qilish mumkin.

9.2. Diskret signallarni optimal qabul qilish me'zonlari

Aloqa kanali orqali m - ta diskret signal - $S_i(t)$ ($i = 1 \dots m$) uzatilishi mumkin bo'lsin. Optimal qabul qilgichlarni yasashda uni qaysi mezon (kriteriy) asosida u yoki bu signalni qabul qilinganligi to'g'risidagi qaror chiqarish kerakligini aniqlash lozim. Qabul qilgich kirishiga signal va xalaqtning yig'indisi kelsin:

$$Z(t) = S_i(t) + n(t) \quad (9.3)$$

Qabul qilgich qabul qilingan $Z(t)$ signalning har bir realizatsiyalari uchun qo'yidagi aposterior ehtimolliklar xisoblanadi:

$$\begin{aligned} &P(S_1(t)/Z(t)) \\ &P(S_2(t)/Z(t)) \\ &\dots \\ &P(S_i(t)/Z(t)) \\ &\dots \\ &P(S_m(t)/Z(t)) \end{aligned} \quad (9.4)$$

Aposterior ehtimollik bu tajriba bo'lib o'tgandan so'ng hisoblanadigan ehtimollikdir. Aprior ehtimollik bu tajribadan oldin hisoblanadigan ehtimollikdir. Ushbu aposterior ehtimolliklar baravar bir vaqtning o'zida xisoblanadi va qabul qilingan $Z(t)$ signalning realizatsiyasi uchun ularning ichidan eng "max" qiymatiga ega bo'lganligini aniqlanadi:

$$P\left(\frac{S_i(t)}{Z(t)}\right) = \max \quad (9.5)$$

Ushbu maksimal aposterior ehtimollikka qarab qabul qilgich qaysi signal qabul qilinganligi to'g'risida qaror chiqaradi. Ushbu mezonga "Kotel'nikov me'zoni" yoki "Ideal kuzatuvchi" me'zoni yoki maksimal aposterior ehtimolligi me'zoni deb ataladi. Ushbu me'zon bo'yicha ishlovchi optimal qabul qilgichni qaror chiqarish qoyidasini (ishlash algoritmi) qo'yidagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$P(S_i(t)/Z(t)) \underset{S_j}{\overset{S_i}{>}} P(S_j(t)/Z(t)) \quad (9.6)$$

Shunday kilib, (9.6) tengsizlikni chap tomoni o'ng tomonidan katta bo'lsa optimal qabul qilgich $S_i(t)$ signal qabul kilindi deb qaror chiqaradi aks xolda esa $S_j(t)$ signal qabul kilindi deb qaror chiqaradi.

(9.6) tengsizlikga Bayes formulasini qo'llab soddalashtirish amallarini bajarib quyidagi tengsizlikni xosil qilamiz:

$$\frac{P(Z(t)/S_i(t))}{P(Z(t)/S_j(t))} \underset{S_j}{\overset{S_i}{>}} \frac{P(S_j(t))}{P(S_i(t))} \quad (9.7)$$

(9.7) tengsizlikni chap tomoniga haqqoniylik nisbati deyiladi:

$$\Lambda_{i,j} = \frac{P(Z(t)/S_i(t))}{P(Z(t)/S_j(t))} \quad (9.8)$$

U xolda (9.7) tengsizlikni quyidagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$\Lambda_{i,j} \underset{S_j}{\overset{S_i}{>}} \frac{P(S_i(t))}{P(S_j(t))} \quad (9.9)$$

(9.9) tengsizlikga maksimal aposterior ehtimolligi me'zoni bo'yicha ishlovchi optimal qabul qilgichning **maksimal haqqoniylik qoidasi** deb ataladi.

Agar aloqa liniyasi buyicha teng ehtimolli signallar uzatilsa, ya'ni:

$$P(S_m(t)) = \frac{1}{m}$$

$$\frac{P(S_j(t))}{P(S_i(t))} = 1$$

U xolda teng ehtimolli signallar uchun maksimal haqqoniylik qoidasini quyidagi ko'rinishda yozish mumkin:

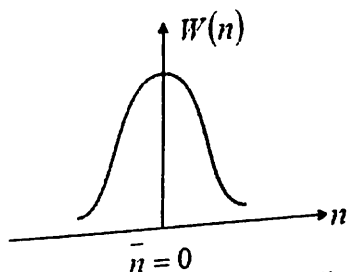
$$\Lambda_{i,j} > \frac{S_i}{S_j} < 1 \quad (9.10)$$

Maksimal apostrior ehtimolli me'zonlaridan tashqari Neyman – Pirson va minimal tavakkalchilik me'zonlari ham mavjud.

9.3. Normal taqsimlangan fluktuasion shovqinning matematik modeli

Normal taqsimlangan matematik kutilmasi $\bar{n}=0$ bo'lgan tasodifiy miqdorning extimollik zichligi qo'yidagi ifoda yordamida beriladi:

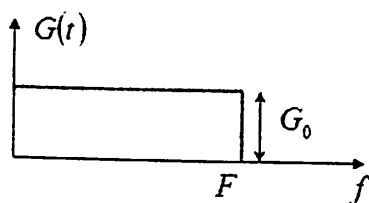
$$W(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \cdot e^{\frac{-n^2}{2\sigma_n^2}} \quad (9.11)$$



9.2-rasm. Normal taqsimlangan matematik kutilmasi $\bar{n}=0$ bo'lgan tasodifiy miqdorning extimollik zichligi

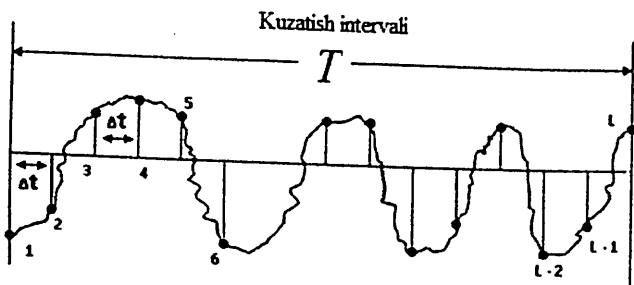
Fluktuasion shovqin normal taqsimot qonuniga ega bo'lgan oq shovqin ko'rinishida bo'lsin. Ushbu fuktuasion shovqining taqsimot qonunini aniqlash uchun avval kvazi oq shovqinni ko'rib chiqamiz. Cheklangan chastota intervalida bir tekis taqsimlangan quvvat spektr zichligiga ega bo'lgan stasionar jarayonga kvazi oq shovqin deyiladi. Uning quvvat spektr zichligi qo'yidagi ifoda yordamida beriladi:

$$G(f) = \begin{cases} G_0, & 0 < f < F \\ 0, & 0 > f; f > F \end{cases} \quad (9.12)$$



9.3-rasm. Kvazi oq shovqinning quvvat spektr zichligi

Kvazi oq shovqinning spektri yuqoridan F chastota bilan cheklanganligi uchun uni har $\Delta t = 1/2F$ oraliqlarda (Kotelnikov teoremasi asosida) oniy qiymatlarini olish mumkin.



9.4-rasm. Kvazi oq shovqinning T kuzatish intervalidagi oniy qiymatlari

Shunday qilib ushbu kuzatish intervalida kvazi oq shovqinni xarakterlash uchun uning " L " o'lchovli taqsimot qonunini aniqlash lozim. Kvazi oq shovqinning oniy qiymatlari (erkli) bir – biriga bog'liq emas bo'lganligi uchun kvazi oq shovqinning " L " o'lchovli taqsimot

qonuni “ $k\Delta t$ ” vaqt kesimlaridagi shovqinning bir o‘lchovli taqsimot qonunlarini ko‘paytmasiga tengdir:

$$W_{KL}(n) = W_K(n_1) \cdot W_K(n_2) \cdot W_K(n_3) \cdots W_K(L) \quad (9.13)$$

Ushbu bir o‘lchovli taqsimot qonunlar bir xil normal taqsimlanganni uchun “ L ” o‘lchovli kvazi oq shovqinni taqsimot qonuni qo‘yidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

$$W_{KL}(n) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \right)^L \cdot e^{-\frac{\sum_{k=1}^L n_k^2}{2\sigma_n^2}} \quad (9.14)$$

Bu yerda: $\sigma_n^2 = G_0 \cdot F$;

G_0 - kvazi oq shovqinning quvvat spektr zichligi;

F - kvazi oq shovqinning spektridagi maksimal chastotasi;

$$F = \frac{1}{2\Delta t};$$

$$\sigma_n^2 = G_0 \cdot \frac{1}{2\Delta t} = \frac{G_0}{2\Delta t}$$

U xolda kvazi oq shovqining L - o‘lchovli extimollik zichligini qo‘yidagi ko‘rinishda yozilish mumkin:

$$W_{KL}(n) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \right)^L \cdot e^{-\frac{\sum_{k=1}^L n_k^2 \Delta t}{G_0}} \quad (9.15)$$

9.4. To‘liq ma‘lum bo‘lgan signallarni optimal qabul qilish

Aloqa kanali orqali $S_i(t)$ ($i = 1 \dots n$) n - ta diskret signal uzatilishi mumkin. Signallar teng extimolli bo‘lsin. Qabul qiluvchi tomonida signal to‘g‘risidagi hamma ma‘lumotlar oldindan ma‘lumdir. Signallarning davomiyligi T ga teng bo‘lsin. Signallarga hozircha aditiv kvazioq shovqin ta‘sir qilsin:

$$Z(t) = S_i(t) + n(t) \quad (9.16)$$

Qabul qilish tomonida signal to'g'risidagi hamma ma'lumotlar ma'lum, ammo oldindan qaysi bir signal uzatilishi va unga qanday shovqin ta'sir qilishi noma'lumdir.

Ushbu signallarni optimal qabul qilish algoritimini aniqlash uchun maksimal haqqoniylik (o'xshashlik) qoidasidan foydalanamiz:

$$\Lambda_{i,j} = \frac{S_i}{S_j} > 1 \quad (9.16)$$

Bu yerda:

$$\Lambda_{i,j} = \frac{P(Z(t)/S_i(t))}{P(Z(t)/S_j(t))} \quad (9.17)$$

U xolda:

$$\frac{P(Z(t)/S_i(t))}{P(Z(t)/S_j(t))} > 1 \quad (9.18)$$

U xolda (9.16) tengsizlikni quyidagi kshrinishda yozish mumkin:

$$P(Z(t)/S_i(t)) > P(Z(t)/S_j(t)) \quad (9.19)$$

Ushbu tengsizlikni ehtimollik zichligi ko'rinishida xam yozish mumkin:

$$W(Z(t)/S_i(t)) > W(Z(t)/S_j(t)) \quad (9.20)$$

Qabul qilingan $Z(t)$ signalni quyidagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$Z(t) = S_i(t) + n(t) \quad \text{yoki} \quad Z(t) = S_j(t) + n(t) \quad (9.21)$$

Uzatilgan signal bilan qabul qilingan signal orasidagi farq faqatgina halaqitga bog'likdir. Shuning uchun (9.20) tengsizlikni qo'yidagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$W(Z(t) - S_i(t)) \underset{S_j}{\overset{S_i}{>}} W(Z(t) - S_j(t)) \quad (9.22)$$

Ma'lumki kvazi oq shovqining ehtimollik zichligi qo'yidagi ifoda yordamida aniqlanadi:

$$W_{KL}(n) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \right)^L \cdot e^{-\frac{\sum_{K=1}^L n_K^2 \Delta t}{G_0}} \quad (9.23)$$

(9.23) – formulani inobotga olib, (9.22) tengsizlikni qo'yidagicha yozish mumkin:

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \right)^L \cdot e^{-\frac{\sum_{K=1}^L (Z(t) - S_i(t))^2 \Delta t}{G_0}} \underset{S_j}{\overset{S_i}{>}} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \right)^L \cdot e^{-\frac{\sum_{K=1}^L (Z(t) - S_j(t))^2 \Delta t}{G_0}} \quad (9.24)$$

(9.24) – tengsizlikni soddalashtirib qo'yidagi ko'rinishda yozish mumkin:

$$\sum_{K=1}^L (Z(t) - S_i(t))^2 \Delta t \underset{S_j}{\overset{S_i}{>}} \sum_{K=1}^L (Z(t) - S_j(t))^2 \Delta t \quad (9.25)$$

Kvazi oq shovqindan oq shovqinda o'tamiz buning uchun kvazi oq shovqinni spektridagi eng yuqori chastotasi F ni cheksizlikka intiltiramiz, u xolda:

$$F \rightarrow \infty; \quad L \rightarrow \infty; \quad \Delta t \rightarrow dt; \quad \sum \rightarrow \int_0^T.$$

U xolda (9.25) tengsizlik qo'yidagi ko'rinishda yoziladi:

$$\int_0^T (Z(t) - S_i(t))^2 dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{<}} \int_0^T (Z(t) - S_j(t))^2 dt \quad (9.26)$$

(9.26) tengsizlikga to'liq ma'lum bo'lgan signallarni optimal qabul qilish algoritmi deyiladi. Agar shu tengsizlikning chap tomoni kichik bo'lsa o'ng tomoniga nisbatan u xolda optimal qabul qilgich (demodulyator) $S_i(t)$ signal qabul qilindi deb qaror chiqaradi, aks xolda esa $S_j(t)$ signal qabul qilindi deb qaror chiqaradi

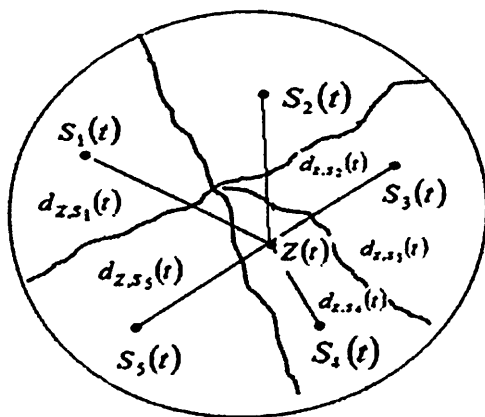
Quyidagi integral signallar orasidagi masofani kvadratiga teng:

$$\int_0^T (Z(t) - S_i(t))^2 dt = d_{Z,S_i}^2 \quad (9.27)$$

(9.27) formulani e'tiborga olib (9.26) tengsizlikni quyidagicha yozish mumkin:

$$d_{Z,S_i}^2 \underset{S_j}{\overset{S_i}{<}} d_{Z,S_j}^2 \quad (9.28)$$

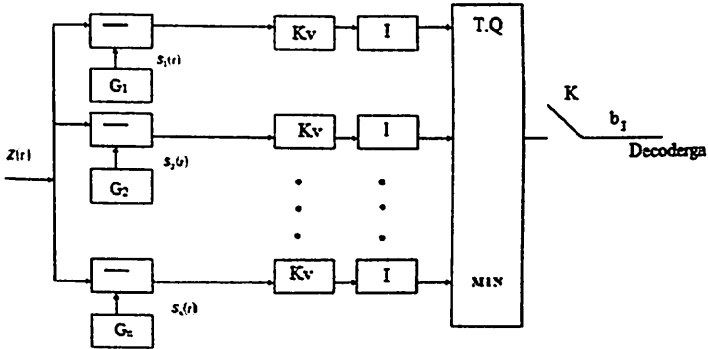
9.5-rasmda to'liq ma'lum bo'lgan signallarni optimal qabul qilish algoritmini geometrik talqini keltirilgan.



9.5-rasm. To'liq ma'lum bo'lgan signallarni optimal qabul qilish algoritmini geometrik talqini.

Optimal qabul qilgichning (demodulyatorning) qaror chiqarishi qabul qilingan va uzatilishi mumkin bo'lgan signallar orasidagi minimal masofaga asoslanib qabul qilinadi. Gauss statistikasiga asosan bu aposterior ehtimolining maksimal qiymatiga to'g'ri keladi.

(9.26) algoritmi asosida to'liq ma'lum bo'lgan signallarni optimal qabul qilgichini (demodulyatorini) strukturaviy sxemasi 9.6-rasmda keltirilgan.



9.6-rasm. To'liq ma'lum bo'lgan signallarni optimal qabul qilgichini (demodulyatorini) strukturaviy sxemasi

Yuqoridagi optimal qabul qilgichga (demodulyatorga) Kotel'nikov qabul qilgichi yoki optimal kogerent demodulyator deb ham ataladi. Bunday demodulyatorlarda signallarni kogerent qabul qilish usuli ishlatiladi. Kogerent qabul qilishda demodulyator kirishiga kelayotgan $Z(t)$ signalning fazasi (kelish vaqti) oldindan ma'lum bo'lishi kerak. Demak bunday qabul qilish usuli sinxron qabul qilish usuliga to'g'ri keladi. Bu xolda modulyator bilan demodulyator sinxron ishlashlari lozim.

(9.26) algoritmi ustida ba'zi matematik amallarni bajarib, Kotel'nikov optimal qabul qilgichining ishlash algoritmini korrelyasion yozuvini xosil qilamiz:

$$\int_0^T Z(t) \cdot S_i(t) dt - \frac{1}{2} E_i > \int_0^T Z(t) \cdot S_j(t) dt - \frac{1}{2} E_j \quad (9.29)$$

bu yerda, E_i va E_j mos ravishda S_i va S_j signallarning energiyasi:

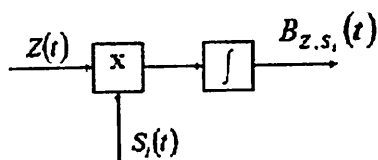
$$\int_0^T S_i^2(t) dt = E_i \quad \int_0^T S_j^2(t) dt = E_j \quad (9.30)$$

(9.29) tengsizlik tarkibidagi quyidagi integral:

$$\int_0^T Z(t) \cdot S_i(t) dt = B_{Z,S_i} \quad (9.31)$$

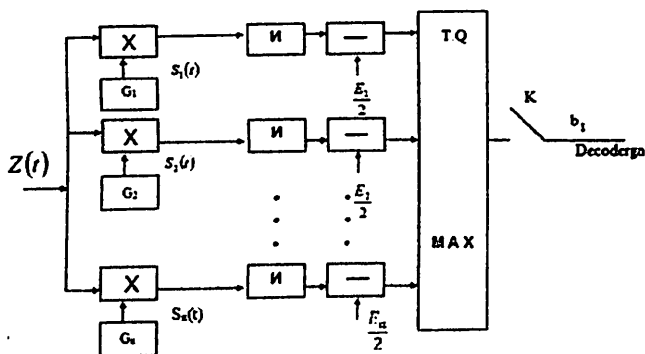
qabul qilingan $Z(t)$ signal bilan uzatilish mumkin bo'lgan $S_i(t)$ signallar orasidagi o'zarokorrelasyon funksiyaga teng.

Yuqoridagi keltirilgan o'zarokorrelasyon funksiya korrelyator qurilmasi yordamida hisoblanadi. Korrelyator qurilmasining strukturaviy sxemasi 9.7 rasmda keltirilgan.



9.7-rasm. Korrelyator qurilmasining strukturaviy sxemasi

(9.29) algoritmi asosida to'liq ma'lum bo'lgan signallarni optimal qabul qilgichini (demodulyatorini) korrelyatorlar asosida qurilgan strukturaviy sxemasi 9.8-rasmda keltirilgan.



9.8-rasm. To'liq ma'lum bo'lgan optimal qabul qilgichini (demodulyatorini) korrelyatorlar asosida qurilgan strukturaviy sxemasi

Nazorat savollari

1. *Real aloqa kanallariga ta'sir qiluvchi qanday halaqitlar mavjud?*
2. *Halaqit bilan kurashish zarur bo'lgan joylarni ayting?*
3. *Diskret aloqa sistemasining strukturaviy sxemasini chizib bering?*
4. *Aditiv va Mul'tiplikativ halaqitlar qanday bo'ladi?*
5. *Signallarni qabullash deganda nimani tushunasiz?*
6. *Maksimal aposterior ehtimollik mezonini bo'yicha o'xshashlik nisbati qanday ko'rinishda bo'ladi?*
7. *Aposterior ehtimollik deb nimaga aytiladi?*
8. *Aprior ehtimollik deb nimaga aytiladi?*
9. *Bayes formulasini yozib bering?*
10. *Maksimal hakkoniylik qoidasi qanday bayon qilinadi?*
11. *Kvaziyoq shovqining L o'lchovli ehtimollik zichligi formulasini yozib bering?*
12. *Signallarni optimal qabul qilish algoritmi qanday?*
13. *Interpretatsiya geometrik talqinida nima deyiladi?*
14. *Korrelyator qurilmasini strukturaviy sxemasini chizing?*
15. *To'liq ma'lum bo'lgan signallarni optimal qabul qilishning korrelyasion algoritmini yozib bering*

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

To'xtovsiz o'zgaruvchi elektr kuchlanish

ingl: analog signal
rus: аналоговый сигнал

yoki elektr toki shaklidagi axborot tashuvchisi.

Vaqt davomida o'zgaruvchan analog signa-lining amplitudasi tashuvchi axborotning miqdoriga mos bo'lib, odatda o'lichangan 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.

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 nohiziqli 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 diskretlanishida (xususan, analog-raqamli o'zgartirgich tomonidan) uning hisobotlarini olish chastotasi. Gerlarda o'lchanadi. Diskretlash chastotasi qanchalik katta bo'lsa, diskret signalida shunchalik keng signal spektri taqdim etilishi mumkin.

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 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: filter

rus: фильтр

1. Filtrlashni bajarish uchun ishlatiladigan qurilma (sodda elektr sxema) yoki dastur. Filtr kirishdagi signallar yoki ma'lumotlar oqimini bir necha kerakli qismlarga bo'ladi.

2. Ma'lumotlarni tanlab olish sharti. Filtr faqat berilgan shartlarga javob beruvchi ma'lumotlarni chiqarib beradi.

Filtrlash

ingl: filtering

Signallar yoki ma'lumotlarning umumiy oqimidan ularning kerakli mezonlarga ega

rus: фильтрация

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.

Impuls

ingl: pulse

rus: импульс

Amplitudasi noldan nisbatan qisqa vaqt oraliq'ida 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

modulyasiya

ingl: pulse-code

modulation (PCM)

rus: импульсно-

кодовая модуляция

Modulyasiya usuli, unga ko'ra, analog signal qat'iy uzunlikdagi ketma-ket uzatiladigan n-raziyadli (odatda $n=8$), kodli so'zlardan iborat raqamli ma'lumotlar oqimiga aylantiriladi. Tovushni uzatish 64Kbit/c tezlik hamda kompanderlash bilan amalga oshiriladi. Impuls-kodli modulyasiya yordamida o'zgartirilgan tovush signalining sifati yuqori bo'ladi.

Kanal

ingl: channel

rus: канал

Signal yoki ma'lumotlar uzatish vositasi yoki yo'li. Signallarni uzatish vositasi fizik kanal deb ataladi. Ma'lumotlar manbadan uni qabul qiluvchiga uzatiladigan yo'lni mantiqiy kanal aniqlab beradi. Kanallarning ikki klassni farqlashadi: asinxron va sinxron. Sinxron kanalda amalga oshirilayotgan uzatish jarayonini sinxronlashtirish ta'minlangan bo'ladi. Asinxron kanal shu bilan ajralib turadiki, u orqali ma'lumotlar uzatishda jo'natuvchi va qabul qiluvchi ishlari sinxronlashtirilmaydi. Uzatilayotgan

signallarning shakliga qarab kanallar analog va diskret turlarga bo'linadi. Signallarni uzatish usuliga qarab kanallar bir necha turlarga bo'linadi – simpleks, yarim dupleks, dupleks kanallar.

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.

Korrelyator

ingl: correlator

rus: коррелятор

Tasodifiy signallarning korrelyatsion funksiyasini hisoblash uchun mo'ljallangan qurilma.

Kvantlagich

ingl: quantizer

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.

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 qadami

ingl: quantization step

rus: шаг квантования

Kvantlash shovqini

ingl: quantization noise

Kvantlash jarayonida yuzaga keladigan hamda additiv tarzda tiklangan foydali

rus: шум квантования

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.

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

Chastotaning ikki qo'shni qiymatlari o'rtasidagi o'zgarmas chastotalar

rus: полоса

diapazoni. Chastotalar polosasi deb ham ataladi. Optik-tolali kabelni tavsiflashda bu atamadan faqat ko'p modali tolalarning o'tkazish qobiliyatini aniqlashda foydalaniladi. Bir modali tolalar uchun "dispersiya" atamasi ishlatiladi.

Polosa kengligi

ingl: bandwidth

rus: ширина полосы

1. Yuqori va past chastota chegara kattaliklari orasidagi farq.

2. Aniq vaqt oralig'ida (odatda 1 sekund) uzatilishi mumkin bo'lgan ma'lumotlar hajmi. Raqamli qurilmalarda polosa kengligi odatda bit 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.

Radioto'lqin

ingl: radio wave

Shartli ravishda chastotasi 3000 GHz dan past deb qabul qilingan elektromagnit

rus: радиоволна

to'liqlar. Ular fazoda sun'iy to'liqin o'tkazgichsiz belgilar, signallar, yozma matn, tasvir va tovushni uzatish yoki qabul qilish uchun tarqatiladi.

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.

Shovqin

ingl: noise

rus: шум

1. Liniyada signallarning butligiga xalal beruvchi to'siq. Shovqin turli manbalardan chiqishi mumkin, shu jumladan, radioto'liqlar, 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 bardoshlilikini kuchaytiradi, radiokanallarni elektromagnit shovqinlardan 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.

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.

Sinxron

ingl: synchronous

rus: синхронный

Spektr

ingl: spectrum

rus: спектр

Signal amplitudasi va fazasi o'zgarishining chastotaga bog'liqligini tavsiflovchi hamda uning xossalari va xarakteristikalarini qat'iy belglovchi funksiya.

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 asboblardan, 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 oraliqidagi tovushlarni qabul qila oladi. Texnik qurilmalar esa ancha keng oraliqdagi tovushni, hatto ultratovush va gipertovushni ham qabul qila oladi.

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 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.

ADABIYOTLAR

1. Signals and systems: analysis using transform methods and MATLAB. M.J. Roberts. Publisher: McGraw-Hill Science Engineering, 2012.
2. **Jon B. Hagen.** Radio-Frequency Electronics. Circuits and Applications. Cambridge University Press, 2009.
3. **Apte S.D.** Signals and Systems: Principles and Applications Cambridge: Cambridge University Press, 2016.
4. **Sadiku M.N.O., Ali W.H.** Signals and Systems: A Primer with MATLAB CRC Press, 2015.
5. **Abduazizov A.A.** Elektr aloqa nazariyasi. Darslik. – T.: “Fan va texnologiyalar”, 2011. – 416 b.
6. **Abduazizov A.A., Muxitdinov M.M., Yusupov Ya.T.** Radiotexnik zanjirlar va signallar. Darslik. – T.: “Sams-ASA”, 2013. – 480 b.
7. **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.
8. **Abduazizov A.A., Yusupov Ya.T.** Radiotexnik tizimlar. O‘quv qo‘llanma. 1-QISM – T.: “O‘quv-ta‘lim metodika”, 2015. – 296 b.
9. **Abduazizov A.A., Raximov T.G.** Radiotexnik tizimlar. O‘quv qo‘llanma. 2-QISM – T.: “O‘quv-ta‘lim metodika”, 2015. – 264 b.
10. **Оппенгейм А.** Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм. - М.: Техносфера, 2012. - 1048 с.
11. **Смит С.** Цифровая обработка сигналов Практик. рук-во для инженеров и научн. раб. / С. Смит. - М.: Додэка XXI, 2008. - 720 с.
12. **Солонина А.И.** Цифровая обработка сигналов и MATLAB: Учебное пособие / А.И. Солонина, Д.М. Клионский, Т.В. Меркучева. - СПб.: БХВ-Петербург, 2013. - 512 с.
13. **Акулиничев Ю.П.** Теория электрической связи: Учебное пособие. – СПб.: Издательство «Лань», 2010. – 240 с.
14. **Биккенин Р.Р., Чесноков М.Н.** Теория электрической связи. Учебное пособие. – М.: Издательский центр «Академия», 2010. – 336с.
15. **Васильев К.К., Глушков В.А., и др.** Теория электрической связи. Учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 452с.
16. **Васюков В.Н.** Теория электрической связи. Новосибирск, НГТУ, 2006.

17. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. – М.: Эко-трендз, 2005. – 392с.
18. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 704с.
19. 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.
20. Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н. Теоретические основы радиотехники. Учебное пособие. Под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Высшая школа, 2002. – 306с.
21. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005. – 432с.
22. Прокс Дж. Цифровая связь. – М: Радио и связь, 2000.
23. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. – М.: Радио и связь, 2005.
24. Романюк В.А. Основы радиосвязи. – М.: ЮРАЙТ, 2011. – 287с.
25. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. – М.: «Вильямс», 2003. – 1104с.
26. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. – М: Радиои связь, 2000.
27. 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.
28. Tulyaganov A.A., Shayusupova X.X., Sobirova U.Sh., Yusupov Ya.T. Elektr aloqa asoslari. O'quv qo'llanma. – T.: "Aloqachi", 2017. – 248 b.
29. A.A. Tulyaganov, A.M. Nazarov, A.A. Abduazizov, I.R. Faziljanov, A.A. Yarmuhamedov, Ya.T. Yusupov. Signallarni uzatish nazariyasi: O'quv qo'llanma. -T.: "Aloqachi", 2019. – 304 b.
30. Радиочастота спектри, радиоэлектрон воситалар ва электромагнит мослашувига оид атамаларнинг русча-ўзбекча изоҳли луғати. «UNICON.UZ» ДУК директори А.Файзуллаевнинг умумий тахрири остида. Тошкент, 2010.

MUNDARIJA

QISQARTMALAR.....	5
KIRISH.....	7
1. TELEKOMMUNIKASIYA TIZIMLARI VA SIGNALLAR HAQIDA UMUMIY MA'LUMOTLAR.....	9
1.1. Axborot, xabar va signallar haqida umumiy tushunchalar.....	9
1.2. Elektraloha tizimining funksional sxemasi.....	12
1.3. Signal va aloqa kanallarining parametrlari.....	14
<i>Nazorat savollari</i>	15
2. FUNKSIONAL FAZOLAR VA ULARNING BAZISLARI. DAVRIY VA DAVRIY BO'LMAGAN SIGNALLARNI SPEKTRI.....	17
2.1. Signallarni funksional fazoda tasvirlash.....	17
2.2. Davriy bo'lgan signallarni spektri.....	19
2.3. Davriy bo'lmagan signallarni spektri.....	24
<i>Nazorat savollari</i>	30
3. NOCHIZIQLI VA PARAMETRIK ELEMENTLAR. NOCHIZIQLI ZANJIRLARDA TEBRANISHLARNI SPEKTRAL ANALIZ USULLARI.....	32
3.1. Nochizikli va parametrik elementlar va ularning xarakteristikalarini approksimasiyalash.....	32
3.2. Nochizikli zanjirlarda tebranishlarni spektral analiz usullari.....	40
3.3. Spekrtning foydali tashkil etuvchi tebranishlarini ajratib olish.....	51
<i>Nazorat savollari</i>	53
4. UZLUKSIZ (ANALOG) MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR.....	55
4.1. Modulyasiya haqida tushuncha.....	55
4.2. Amplituda modulyatsiyasi.....	57
4.3. AM signallarni olish usullari.....	63
4.3.1. Diodli amplituda modulyatori.....	64
4.3.2. Tranzistorli amplituda modulyatori.....	65
4.3.3. Balansli modulyatsiya.....	70
4.3.4. Bir polosali modulyatsiya.....	73
4.4. Burchak modulyatsiyalangan signallar.....	78
4.4.1. Garmonik burchak modulyatsiyasi.....	80
4.4.2. Garmonik burchak modulyatsiyali signal spektri.....	82
4.4.3. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish.....	85
4.4.4. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni hosil qilish.....	89

<i>Nazorat savollari</i>	92
5. UZLUKSIZ (ANALOG) MODULYATSIYALANGAN SIGNALLARNI DETEKTORLASH	93
5.1. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash.....	93
5.2. Amplituda detektorining kvadratik rejimda ishlashi	96
5.3. Amplituda detektorining chiziqli rejimda ishlashi	99
5.4. Amplitudasi modulyatsiyalangan signallarni sinxron detektorlash	102
5.5. Fazasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash	110
5.6. Chastotasi modulyatsiyalangan signallarni detektorlash.....	113
5.6.1. Chastota o'zgarishini amplituda o'zgarishiga almashtirishga asoslangan chastota detektori.....	111
5.6.2. Tebranish konturlari o'zaro sozlanmagan balanslangan chastota detektori	113
5.6.3. O'zaro induktiv bog'langan, kirish ChM signali o'rtacha chastotasi ω_0 ga sozlangan ChD	114
<i>Nazorat savollari</i>	117
6. DISKRET VA IMPULSLI MODULYATSIYALANGAN SIGNALLAR	118
6.1. Ikkilik diskret modulyatsiya (manipulyatsiya) turlari	118
6.2. Impulslı modulyatsiya turlari	124
6.3. Impuls amplitudasi modulyatsiyalangan signal spektri.....	126
<i>Nazorat savollari</i>	128
7. UZLUKSIZ SIGNALLARNI RAQAMLI UZATISH	130
7.1. Asosiy tushunchalar va ta'riflar.....	130
7.2. Kotelnikov teoremasi. Vaqt bo'yicha diskretlangan signal spektri	133
7.3. Adaptiv diskretizatsiyalash	143
7.4. Kvantlash.....	145
7.5. Impuls-kodli modulyatsiya	148
7.6. Differensial impuls-kodli modulyatsiya	158
7.7. Delta modulyatsiya	154
<i>Nazorat savollari</i>	156
8. TASODIFIY JARAYONLAR VA ULARNING SONLI XARAKTERISTIKALARI	158
8.1. Ehtimollar nazariyasining asosiy tushunchalari	158
8.2. Tasodifiy jarayonlar va ularning sonli xarakteristikalari.....	164
8.3. Stasionar tasodifiy jarayonlar	169
8.4. Gauss tasodifiy jarayoni.....	170

8.5. Tasodifiy jarayonlar energetik spektri	173
8.6. Tasodifiy jarayon spektri zichligi va korrelyatsiya funksiyasi orasidagi bog‘liqlik. Oq shovqin.....	141
<i>Nazorat savollari</i>	178
9. DISKRET SIGNALLARNI OPTIMAL QABUL QILISH.....	179
9.1. Xalaqitbardoshlik nazariyasining asoslari	179
9.2. Diskret signallarni optimal qabul qilish me'zonlari.....	181
9.3. Normal taqsimlangan fluktuasion shovqinning matematik modeli	183
9.4. To‘liq ma'lum bo‘lgan signallarni optimal qabul qilish	186
<i>Nazorat savollari</i>	191
GLOSSARIY	190
ADABIYOTLAR.....	202

**Faziljanov Ismoil Rustamovich
Shayusupova Hilola Hushniddinovna
Sobirova Ulibibi Sharipovna
Foziljonov Xojiakbar Ismoil o'g'li**

TIZIMLAR VA SIGNALLARNI QAYTA ISHLASH

Nashr uchun mas'ul: B. Mavlonov

Muharrir: U. Yunusov

Badiiy muharrir: F. Sobirov

Dizayner-sahifalovchi: L. Abdullayev

Nashriyot ro'yxat raqami № 1043191. 24.09.2021-y.

Bichimi 60x84 1/16 Offset qog'ozi.

Times New Roman garniturası.

Shartli bosma tabog'i 13,0. Nashr hisob tabog'i 6,3.

Adadi 100 nusxada. Buyurtma № 10-12.



1940

100000, Toshkent shahri, Mirzo Ulug'bek tumani,
M.Ismoiliy ko'chasi 1-G uy.

«ZUXRA BARAKA BIZNES» MChJ bosmaxonasida chop etildi.
Toshkent shahri Bunyodkor shoh ko'chasi 27 A-uy.