

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

**ABU RAYHON BERUNIY NOMIDAGI TOSHKENT
DAVLAT TEXNIKA UNIVERSITETI**

**RADIOTEKNIK ZANJIRLAR VA
SIGNALLAR**

O‘quv-uslubiy qo‘llanma

TOSHKENT – 2015

УДК 621.372

Tuzuvchilar Xasanov M. M., Qurbonboyev Sh. Z. Radiotexnik zanjirlar va signallar: O‘quv-uslubiy qo‘llanma. – Toshkent, ToshDTU, 2015, 144.

Ushbu o‘quv-uslubiy qo‘llanma 5350700 – “Radioelektron qurilmalar va tizimlar” yo‘nalishi bo‘yicha ta’lim oluvchi bakalavriat talabalariga mo‘ljallangan bo‘lib, „Radiotexnik zanjirlar va signallar” fanining o‘quv dasturiga asosan tuzilgan.

O‘quv-uslubiy qo‘llanma 12 banddan iborat bo‘lib, III bosqichning 5 va 6 semestrda o‘tiladigan ma’ruza mashg‘ulotlariga asoslanib, talabalarga mustaqil ravishda bilimlarini oshirish uchun mo‘ljallangan.

Abu Rayhon Beruniy nomidagi Toshkent davlat texnika universitetining ilmiy-uslubiy kengashi qarori bilan chop etildi

Taqrizchilar:

D. A. Davronbekov – TATU, “Mobil aloqa texnologiyali” kafedrasi mudiri, t.f.n.

K. G. Abidov – ToshDTU, “Nazariy elektrotexnika va elektron texnologiyalar” kafedrasi mudiri, t.f.n.

© Toshkent davlat texnika universiteti, 2015.

KIRISH

Radiotexnika va radioelektronika sohasi bo'yicha zamonaviy muhandislarni tayyorlashda „Radiotexnik zanjirlar va signallar” fani asosiy fanlardan biri hisoblanadi. Bu fanning asosiy maqsadi signallarni qanday qilib hosil qilish, ularni aloqa kanallari bo'yicha uzatish, radiotexnik zanjirlarda signallarni qayta ishlash va o'zgartirishlar bilan bog'liq bo'lgan fundamental qonuniyatlarni o'rganishdan iborat. “Matematika”, “Fizika” va “ Elektrotexnika nazariyalari asoslari” fanlariga tayanuvchi “Radiotexnik zanjirlar va signallar” fani talabalarni yangi tushunchalar va terminlar doirasiga olib kiradi va ularni chuqur bilish va o'zlashtirish navbatdagi yo'nalish fanlarini o'rganishda katta omil hisoblanadi.

“Radiotexnik zanjirlar va signallar” fanida keltiriladigan signallarni va radiotexnik zanjirlarni tahlil qilish usullari talabalar uchun asosan avvalgi fanlardan ma'lum bo'lgan matematik apparatlar hisoblanadi. “Radiotexnik zanjirlar va signallar” fanining asosiy vazifasi talabalarning yechilayotgan masalani aniq tasvirlovchi matematik apparatlarni tanlash, radiotexnika sohasi bo'yicha konkret ilmiy va texnik masalalarni yechishda bu tanlangan matematik apparatlar qanday ishlashini ko'rsatishdan iborat. Shu bilan bir qatorda talabalarni matematik ifodalash bilan ko'rilayotgan xodisalarning fizik tomonlarini bog'liqligini ko'rish, o'rganilayotgan jarayonlarga matematik modellar tuzishni o'rganishdan iborat.

“Radiotexnik zanjirlar va signallar” fani ko'rib chiqadigan masalalar – bular signallar nazariyasiga kiradigan masalalar: informatsion va boshqaruvchi signallarni spektral va korrelyatsion tahlil qilish; diskret va raqamli signallar nazariyasi asoslari; deterministik signallar bilan bir qatorda o'rganiladigan tasodifiy signallar va halaqitlarni statistik tahlil qilish; chiziqli zanjirlarda signallarni o'zgartirish nazariyasi; nochiziqli va parametrik qurilmalar nazariyasi kabilar.

1. Signallarni masofaga uzatish va radiotexnikada ishlatiladigan chastotalar

1.1. Radiotexnikaning asosiy vazifalari

Radiotexnikaning asosiy vazifalaridan biri sifatida xabarni ma'lum masofaga uzatish hisoblanadi. Masofa xabar uzatuvchi va qabul qiluvchini ikkiga ajratib turadi, ya'ni ma'lumot manbasi va iste'molchisiga ajratadi.

Ma'lumot uzatilayotgan masofa juda qisqa (EHM da buyruqni bir blokdan ikkinchisiga uzatish) yoki nihoyatda uzun (kontinentalaro yoki kosmik aloqa) bo'lishi mumkin.

Ma'lumot sim, kabel, to'liq tashuvchi (volnovod) qurilma yoki ochiq fazo orqali uzatilishi mumkin. Ochiq fazoda signallarni harakatlanishi uchun radiotexnikada elektromagnit tebranishi, ya'ni radioto'liqindan foydalaniladi.

Xabarni masofaga uzatish uchun radioto'liqin axborot manbasi bo'lgan obyekt yoki jarayonni butun holatini qabul qilishi, ya'ni o'zida aks ettirishi kerak. Buning uchun radioto'liqin Modulyatsiya qilinadi.

Modulyatsiya jarayoni quyidagicha bo'ladi: uzoq masofaga tarqalish qobiliyatiga ega bo'lgan yuqori chastotali (YuCh) tebranish foydali xabar belgilari bilan ifodalanadi. Shunday qilib, YuCh tebranish uzatilishi kerak bo'lgan xabarni tashuvchisi sifatida ishlatiladi. Buning uchun YuCh tebranishning bir (yoki bir necha) parametri uzatilishi kerak bo'lgan ma'lumotning o'zgarish qonuniyati bo'yicha o'zgartiriladi.

O'zgartirilayotgan parametrlar: amplituda, chastota yoki tebranish fazasiga ko'ra uchta asosiy tur: amplitudali, chastotali va faza boyicha Modulyatsiyalarga ajratish mumkin.

Shu bilan bir qatorda impuls Modulyatsiyasining turli usullari ham bor. Bu usul Modulyatsiyada impuls ketma-ketligi parametrini o'zgartirish ko'zda tutiladi. Bu haqda keyinroq to'xtaymiz.

Elektromagnit tebranishlarini qayta boshlang'ich signallarga o'zgartirish, qabul qiluvchi tomonida bajariluvchi, deModulyatsiya yoki detektorlash deyiladi. Albatta bunday jarayon amplituda, chastota yoki faza bo'yicha detektorlash deb yuritiladi.

Modulyatsiya YuCh tebranishlarning ochiq fazoda tarqalish qobiliyatiga hech qanday tasir qilmaydi. Lekin YuCh tebranishlarning to‘lqin uzunligini (tashuvchi chastota yoki ishchi diapazonni) tanlash tiniq va mustahkam aloqani ta’minlashda nihoyatda ahamiyatga ega.

Har bir aniq aloqa sistemasi uchun u yoki bu to‘lqin diapazonini tanlashda quyidagi faktorlarga tayanish katta ahamiyatga ega.

1. Tanlangan diapazon elektromagnit to‘lqinlarining tarqalish xususiyatlari va yil vaqti, kun va atmosfera holati, quyosh reaksiyasi va boshqalarning ta’siri.
2. Texnik imkoniyatlari: yo‘naltirilgan (to‘lqinni nurlantirish), moslashtirilgan o‘lchovli antenna sistemalarini qo‘llash, o‘ta quvvatli tebranishlarni generatsiya qilish va ularni boshqarish (Modulyatsiyalash), qabul qiluvchi qurilma sxemasi.
3. Tanlangan diapazonda shovqin va halaqitning tabiati.
4. Ma’lumot xarakteri, ya’ni Modulyatsiyalovchi (tebranishning) chastotaning «Spektr kengligi» va Modulyatsiyaning ixtiyoriy usuli (amplituda, chastota, va boshqalar bo‘yicha).

Zamonaviy radiotexnika uchun kam o‘rganilgan to‘lqin diapazonlarini shaxdam o‘rganish hamda qo‘llanilayotgan chastotalar diapazonini ham juda qisqa, ham o‘ta yuqoridan to‘yo‘rug‘lik to‘lqinlarigacha bo‘lgan diapazonlarigacha yetkazish xosdir.

1-jadvalda, amalda qo‘llanilayotgan radioto‘lqinlarni diapazonlarga bo‘linishi keltirilgan.

To‘lqin uzunligi λ tebranish davri T yoki chastota $f=1/T$ bilan quyidagi munosabatda bog‘liq:

$$\lambda_m=c \cdot T, [m]=c/f, [Gs]$$

bunda $c=3 \cdot 10^8$ m/sek – elektromagnit to‘lqinlarning bo‘shliqda tarqalish tezligi.

Radiotexnikaning boshlang‘ich etaplarida radiotelegraf aloqasi uchun qo‘llanilgan o‘ta uzun to‘lqinlar ikkita katta kamchilikka ega:

1. Tarqalayotgan chog‘ida yer usti to‘lqinining yer sathida katta yutilishi sababli yuqori quvvatli uzatuvchi qurilmalarni talab etilishi.

| To'liqlar | Diapazon | Chastota |
|----------------|------------------|--------------------|
| O'ta uzun | 10000 m va uzun | 30 kGs va past |
| Uzun | 10000 ÷ 1000 m | 30 ÷ 300 kGs |
| O'rta | 1000 ÷ 100 m | 300 ÷ 3000 kGs |
| Qisqa | 100 ÷ 10 m | 3 ÷ 30 MGs |
| Metrli | 10 ÷ 1 m | 30 ÷ 300 MGs |
| Detsimetrli | 10 ÷ 1 dm | 300 ÷ 3000 MGs |
| Santimetrli | 10 ÷ 1 sm | 3000 ÷ 30000 MGs |
| Millimetrli | 10 ÷ 1 mm | 30 ÷ 300 GGs |
| Submillimetrli | 1 ÷ 0.1 mm | 300 ÷ 3000 GGs |
| Yorug'lik | 0.1 mm dan qisqa | 300 GGs dan yuqori |

2. Signal spektri kengligining tashuvchi chastotaga nisbati juda katta bo'lganligi sababli murakkab signallarni uzatishda yaramasligi.

O'rta to'liqlar radioeshitirishlarida keng miqyosda qollaniladi. 1000 m dan uzun to'liqlarning asosiy afzalligi ularning qabul qilishdagi barqarorligi, kamchiligi esa – yer sathi to'liqining katta qismi yutilishi sababli uzoq masofaga uzatishning qiyinligi.

Shu sababli, o'rta to'liqlarda ta'sir doirasi bir necha kilometrni tashkil qiluvchi, mahalliy radioeshitirishlari amalga oshiriladi.

Eshittirishni qisqa to'liqlarda olib borishning afzalligi – uzatuvchi qurilmada katta bo'lmagan quvvat bilan katta ta'sir doirasini (uzoqlikni) olish mumkinligi hamda yo'naltirilgan tarqalishni (nurlanish) amalga oshirishi.

Qisqa to'liqlarda eshittirishning kamchiligi har xil chastotali juda ko'p tashkil etuvchilardan iborat bo'lgan murakkab strukturali signallarni uzatishda kuchli buzilish bilan boruvchi, qabul qilish kuchining tebranishi (qotib qolish) hisoblanadi.

Chastotaga bogliq bo'lgan, signalning har xil tashkil etuvchilari uchun, interferensiya sharti bir xil bo'lmasligi mumkin.

Tanlashda jim bo'lib qolish deb ataluvchi bu hodisa, signal spektridan ayrim tashkil etuvchilarni vaqtincha tushib qolishiga yoki aksincha, shu tashkil etuvchilar amplitudalarining kuchayishiga olib keladi.

Shunday qilib, qabul qilish nuqtasida signalning ayrim komponentlari orasida to‘g‘ri taqsimlanish buziladi, uning tembr va chastotasi buziladi.

Signal spektri qanchalik keng bo‘lsa tanlashda jim bo‘lib qolish hodisasi shunchalik kuchli namoyon bo‘ladi, shu sababli televizion signallarni qisqa to‘lqinlarda uzatish amalda mumkin emas.

Qisqa to‘lqinlar radio eshittirish bilan bir qatorda magistral aloqa linyalarida radiotelegrafiya uchun keng qo‘llanishi bilan bir qatorda dengiz va aviatsiya va navigatsiyasi uchun qo‘llaniladi.

Ultra qisqa to‘lqinlar (UQT) televideniye va radiolokatsiyada keng qo‘llaniladi.

Juda yuqori chastotali tarqatish uzatilayotgan xabar chastota kengligini va radioapparutarada signallarni kuchaytirishga imkon beradi.

Ultra qisqa to‘lqinni tarqalishida, to‘g‘ri ko‘rinish oralig‘ida, signal buzilishi mutlaq kuzatilmaydi, chunki har xil yo‘llar bilan tarqalish natijasida yuzaga keladigan interferensiya hodisasi yuzaga kelmaydi. UQT ning kamchiligi – bunday tarqatishda muntazam qabul qilish faqatgina to‘g‘ri ko‘rinish oralig‘idagina kuzatiladi. Aloqa uzoqligini oshirish uchun yuqori ko‘tarilgan antenna ishlatiladi.

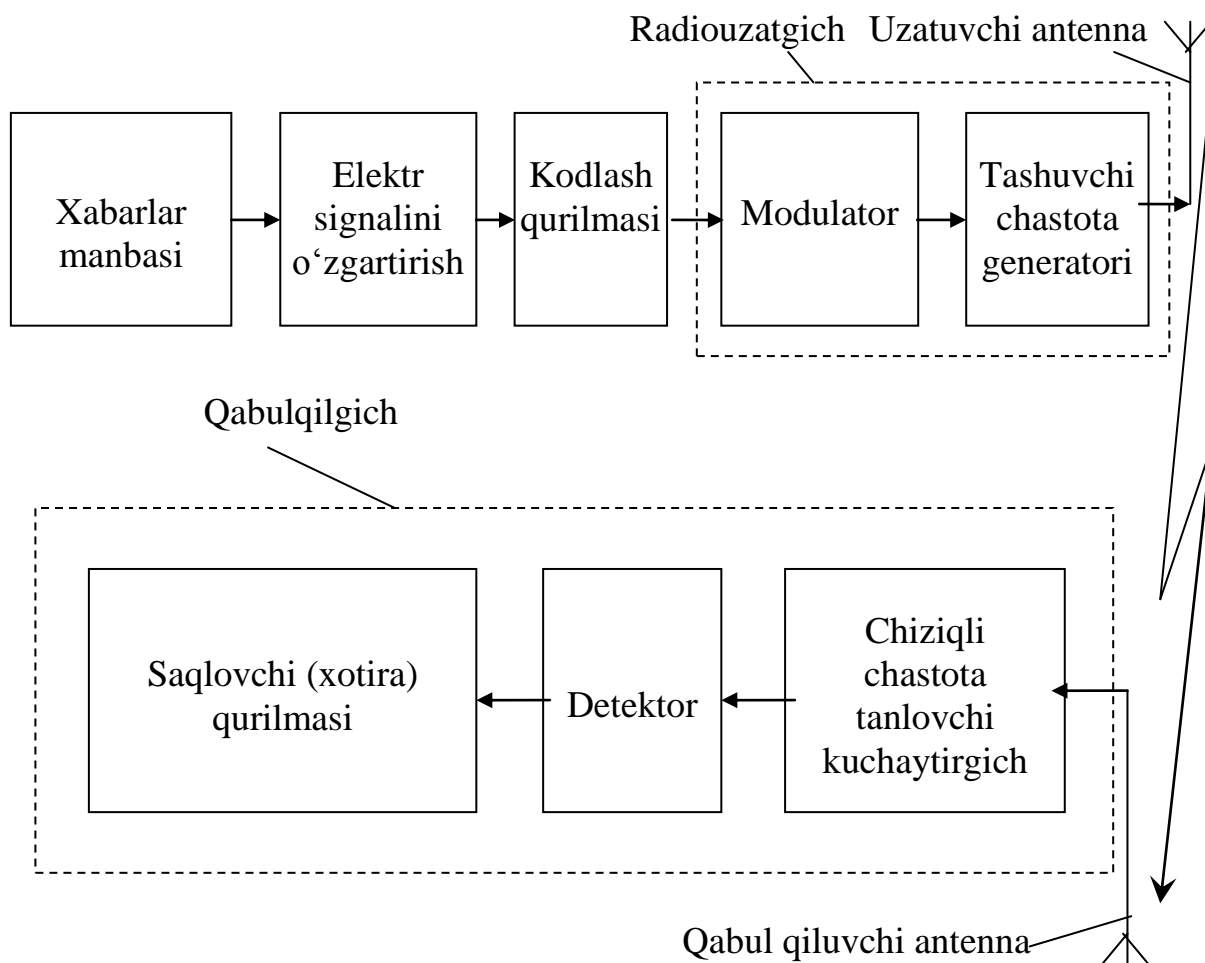
Yorug‘lik to‘lqinlaridan foydalanish kichik o‘lchovli tarqatuvchi qurilmalarni yaratishga va juda yuqori aniqlikda, nurda energiyaning yuqori konsentratsiyasini to‘plab, yo‘naltirishga imkon beradi.

Masalan, yerdan yuborilgan nur, oy satxi ustida diametri bir necha yuz metr bo‘lgan dog‘ hosil qiladi. Yorug‘lik to‘lqinidan foydalanish Modulyatsiya, qabul qilish va shu kabilarda ayrim qiyinchiliklar bilan bog‘liq.

1.2. Asosiy radiotexnik jarayonlar

Aloqa kanali bo‘yicha uzatish jarayonida signal xilma-xil o‘zgartirishlarga uchraydi. Asosiy radiotexnik sistemalar uchun ularning vazifalari hamda uzatilayotgan xabarning tabiatidan qat’iy nazar ba’zi jarayonlar majburiy hisoblanadi.

1.1-rasmda ko‘rsatilgan sxemadagi fundamental jarayonlarni ko‘rib chiqamiz.



1.1-rasm. Zamonaviy radiouzatuvchi va qabul qiluvchi qurilmaning strukturaviy sxemasi.

Dastlabki xabarni elektr signaliga o'zgartirish va kodlash. Nutq va musiqani uzatishda bunday o'zgartirish mikrofon yordamida, tasvir uzatishda esa uzatuvchi trubka (superortikon) yordamida amalga oshiriladi.

Yozuv xabarini uzatishda esa (radiotelegrafiya) dastavval kodlash amalga oshiriladi, ya'ni, tekstning har bir xarfi standart simvollar kombinatsiyasi bilan almashtiriladi (nuqta, tire va pauza Morze kodida), so'ngra ular standart elektr signallariga o'zgartiriladi (har xil davomiylikdagi yoki har xil qutbli impulslar).

Yuqori chastotali tebranishlarni generatsiya qilish. Yuqori chastotali generator tashuvchi chastotali tebranishlar manbasi hisoblanadi.

Aloqa radiokanalining vazivasiga bog‘liq holda tebranishlar quvvati vattning mingdan bir bo‘lagidan to million vatt oralig‘ida o‘zgaradi.

Yuqori chastotali generatorning asosiy xarakteristikalarini sifatida chastota va diapazonlik (bir ishchi chastotasidan ikkinchisiga tezda o‘zgartirish imkoni), quvvat va qaytarish (foydali ish koeffitsiyenti) hisoblanadi.

Radioto‘lqin tarqalish sharoiti va signallar chastotasining keng spektri juda yuqori tashuvchi chastotalarni qo‘llashni belgilaydi. Signallarni halaqit fonida qayta ishlash sharoiti va har xil radiokanallar orasida o‘zaro halaqitni kamaytirish zaruriyati chastotani mutlaq o‘zgarishlarini imkon qadar maksimal kamaytirishga majbur qiladi.

Tebranishlarni boshqarish (Modulyatsiya). Modulyatsiya jarayoni yuqori chastotali tebranishlarning bir yoki bir necha parametrlarini uzatilayotgan xabar qonuniyatiga binoan o‘zgartirishdan iborat. Modulyatsiya qiluvchi signal chastotasi generator tashuvchi chastotasidan ancha past.

Modulyatsiyani amalga oshirishda, radiouzatuvchi qurilmalar sxemasiga kiruvchi, elektron qurilmalarda elektrodlar potensialini o‘zgartirish qoidalari ishlatiladi.

Modulyatsiya jarayonining asosiy xarakteristikasi – yuqori chastotali tebranish va Modulyatsiya qiluvchi signal parametrlarining o‘zaro moslik darajasi.

Qabul qiluvchi qurilmada kuchsiz signallarni kuchaytirish. Qabul qiluvchi antenna uzatuvchi qurilma antennisasi tarqatayotgan energiyaning juda oz qismini tutib qoladi.

Uzatuvchi va qabul qiluvchi stansiyalar orasidagi masofaga asosan, antenna yo‘naltirilgan tarqatish darajasidan va radioto‘lqin tarqalish sharoitidan qabul qiluvchi qurilma kirishidagi quvvat $10^{-4} \div 10^{-14}$ Vt ni tashkil etadi.

Signalni aniq saqlash maqsadida qabul qiluvchi qurilma chiqishida bir necha vatt va undan katta bo‘lgan quvvat talab etiladi. Bundan ko‘rinadiki qabul qiluvchi qurilmada quvvat bo‘yicha kuchaytirish 10^{10} – 10^{14} yoki kuchlanish bo‘yicha 10^5 – 10^7 bo‘lishi kerak.

Hozirda zamonaviy qabul qiluvchi qurilmalarda signalni ishonchli saqlash uchun kirishda kuchlanish bo'yicha bir necha mikrovoltlarda ta'minlanadi.

Qabul qiluvchi qurilmada kuchaytirish muammosi signalni halaqit fonida ajratib olish muammosi bilan mutlaq bog'liqdir. Shuning uchun qabul qiluvchi qurilmaning asosiy parametrlaridan biri uning tanlovchanligi, qaysiki signaldan faqat chastotasi bilan farqlanuvchi, bir qator tashqi ta'sirli kuch (halaqit) to'plamidan foydali signalni ajratib olish qobiliyati tushuniladi.

Chastota bo'yicha tanlovchanlik rezonans tebranish sistemalar yordamida amalga oshiriladi.

Yuqori chastotali tebranishdan xabarni ajratib olish (detektorlash). Detektorlash Modulyatsiyaga teskari jarayon hisoblanadi. Detektorlash natijasida vaqt bo'yicha uzatilayotgan xabar qonuniyatiga asosan vaqt bo'yicha o'zgaradigan elektr kuchlanish (tok) qayta tiklanishi kerak.

Modulyatsiyadagi kabi amplituda, chastota va faza bo'yicha detektorlashga bo'linadi. Detektor qabul qiluvchi qurilma chiqishiga joylashtirilib unga qabul qiluvchi qurilmaning oldingi bosqichlari yordamida kuchaytirilgan modullashtirilgan tebranish beriladi.

Detektor oldiga qo'yiladigan asosiy talab bu – signal shaklini aniq qaytarishdir.

1.3. Halaqitlar va buzilishlar

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

Kanalning amplituda chastotasi va vaqt xarakteristikalarini signalga chiziqli buzilishlar kiritadi. Bundan tashqari signalga kanaldagi nochiziqli rejimda ishlayotgan funksional uzellar nochiziqli buzilishlarni qo'shadi. Chiziqli va nochiziqli buzilishlar kanal ma'lum parametrlariga bogliqligi uchun, paydo bo'lish sababi ma'lumligi uchun ularni ma'lum tuzatishlar orqali yo'qotish yoki sezilmas darajada kamaytirish mumkin.

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

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

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

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

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

Halaqit $W(t)$ foydali signal $s(t)$ ga ikki turli ta'sir etishi mumkin. Agar halaqit $W(t)$ signal $s(t)$ qo'shilcha, ya'ni

$$s(t)+W(t)=X(t). \quad (1.1)$$

Bunday halaqit additiv halaqit deb ataladi. Agar halaqit ta'siridagi signal

$$X = \mu s(t) \quad (1.2)$$

matematik ifoda bilan aks ettirilsa, bunday halaqit multiplikativ halaqit deb yuritiladi. Bunda μ – multiplikativ halaqit emas, balki halaqit ta'sirida foydali signal sathi o'zgarishini ko'rsatuvchi koeffitsiyent. Halaqit yo'q bo'lganda bu koeffitsiyent birga teng bo'ladi ($\mu=1$). Umuman $\mu=(-\infty \div +\infty)$ – oralig'i o'zgarishi, signal sathini kamayishiga olib kelishi mumkin. Agar μ – foydali signal $s(t)$ ga nisbatan asta-sekin o'zgarsa, bu hodisa so'nish deb ataladi.

Real radiokanallarda har ikki tur halaqitlar bir vaqtda signalga ta'sir etadi, natijada

$$X(t) = \mu(t) \cdot s(t) + W(t) \quad (1.3)$$

bo'ladi, ya'ni qabul qilish qurilmasi kirishiga vaqt bo'yicha sathi asta-sekin o'zgaruvchi va halaqit $W(t)$ qo'shilgan $X(t)$ signali ta'sir etadi.

Additiv halaqitlarga: fluktuatsion, impulsli va kvazigarmonik halaqitlar kiradi.

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

Impuls halaqit ba'zan vaqt bo'yicha to'plangan halaqit deb ham ataladi. Chunki u odatda bir-biridan ancha katta tasodifiy vaqt oralig'ida qisqa vaqt davomiyligida radioqabul qilish qurilmasiga ta'sir etadi. Uning ta'sirida radioqabul qilish qismlarida yuz beradigan o'tish jarayoni bir-biriga qo'shilmaydi, navbatdagi impuls halaqit ta'sir etguncha avvalgisining ta'siri umuman tugab bo'ladi. Bu tur halaqitga sanoat qurilmalari kiradi: payvandlash uskunalari; elektr transport; avtomobil o't oldirish qismlaridagilar.

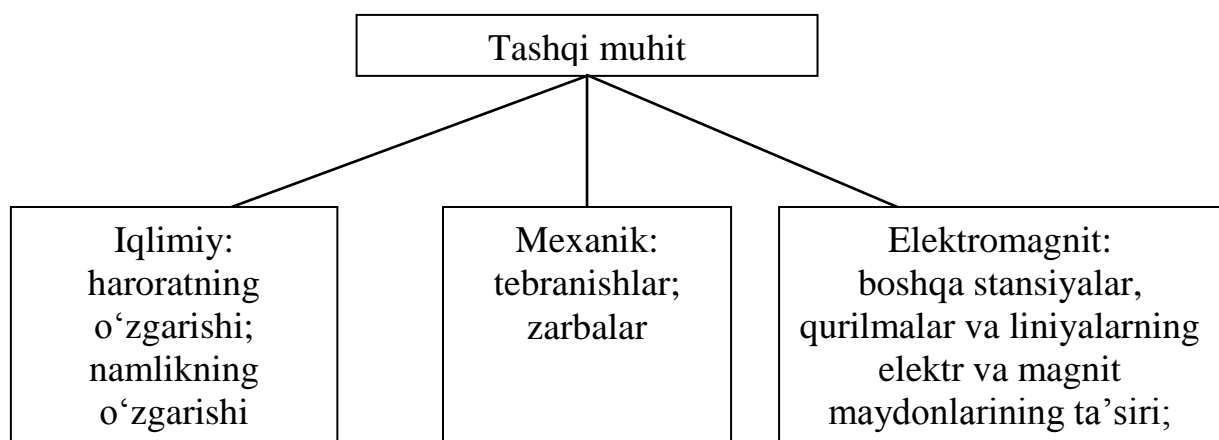
Halaqitlarni fluktuatsion va impulsli halaqitga ajratilishi shartli bo‘lib, bir impulsli halaqit takrorlanish chastotasiga qarab tor polosali radioqabul qilish qurilmasiga fluktuatsion, keng polosali qabul qilish qurilmasi uchun impuls halaqit sifatida ta’sir etishi mumkin.

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

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

1.4. Aloqa kanalining halaqitga bardoshligini oshirishda asosiy vazifalar

RTS ishlab chiqaruvchilari va ekspluatatsiya qiluvchi mutahassislari oldida turgan asosiy vazifalardan biri – berilgan tashqi muhit sharoitida qurilmalarni ishga layoqatli qobiliyatini ta’minlashdir, ya’ni texnik sistemalar, o‘zlariga nobop tashqi ta’sir manbalari – tashqi muhit bilan moslashgan bo‘lishi kerak.



1.1-rasm. Radiotexnik sistemalarga ta’sir etuvchi tashqi muhit turlari.

Raqamli texnik qurilmalarning tashqi muhit bilan elektromagnit moslashuvini ta'minlash talablariga to'liq javob bermaydi.

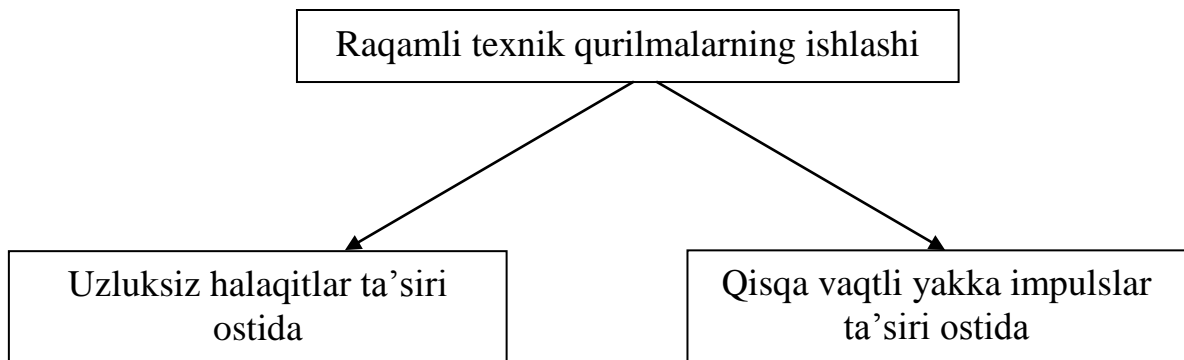
Masalan, EHM ni elektr energiyasi bilan ta'minlashda sifat talablari standartlarida qayd etilganlar faqat quyidagilar:

1. Nominal kuchlanishdan mumkin bo'lgan chetlanishlar.
2. Birlamchi ta'minot manbasida chastotaning nominal qiymatidan mumkin bo'lgan chetlanishlar.

EHM ni ta'minlash manba bilan elektromagnit moslashuvni ta'minlashda bu standartlar albatta yetarli emas.

Elektromagnit moslashuvni ta'minlashni hisobga olmasdan loyihalangan RTS lar qulay ekspluatatsiya sharoitlarida ham stabil ishlamaydi, xatto ular quyidagilarni o'chirib-yoqishlarda xatolarga yo'l qo'yadilar:

- Ayrim tashqi qurilmalarni;
- Boshqa hisoblash mashinalarini, RTS larni;
- Ossillograf, payvandlagich, yoritish sistemalarini.



1.2-rasm. Raqamli texnik qurilmalarning ishlash usullari

Uzluksiz halaqit manbalari sifatida quyidagilarning ishlashini keltirish mumkin:

- Radioeshittirishlar va televizion sistemalar;
- Radiolokatorlar va radiomayaklar.

Xotira qurilmalarini yaratish va ularni raqamli texnik vositalar tarkibiga kiritish shuni beradiki, qisqa vaqt yakka impuls halaqit ta'siri ostida xatoga yo'l qo'yilganda ma'lumotlarni qayta tiklash mumkin.

Shunday qilib RTS aloqa kanallarida elektromagnit moslashuvni ta'minlash deganda RTS ni unga ta'sir qilayotgan, ruxsat etilgan tashqi halaqitlarni qabul etmasligi va ruxsat etilmagan me'yoridan ortiq tashqi halaqitlarni boshqa RTS larga nisbatan tarqatmasligi zarur.

Halaqitlarga moyillik, qabul qiluvchanlik bu tashqi halaqitlarga obyektning reaksiyasi hisoblanadi.

Obyektning bunday xususiyati tashqi halaqit ta'sirida ish bajarish sifatini pasaytiradi.

Ba'zida "halaqitga sezgirlik" degan ibora uchraydi, ammo bu terminologiya noto'g'ridir, chunki "sezgir" so'zi obyektning foydali signalga reaksiyasini belgilaydi.

"Halaqit tarqatish" tushunchasi esa boshqa RTS lar uchun har qanday turdagi halaqitlarni tarqatish va tashkil etish demakdir.

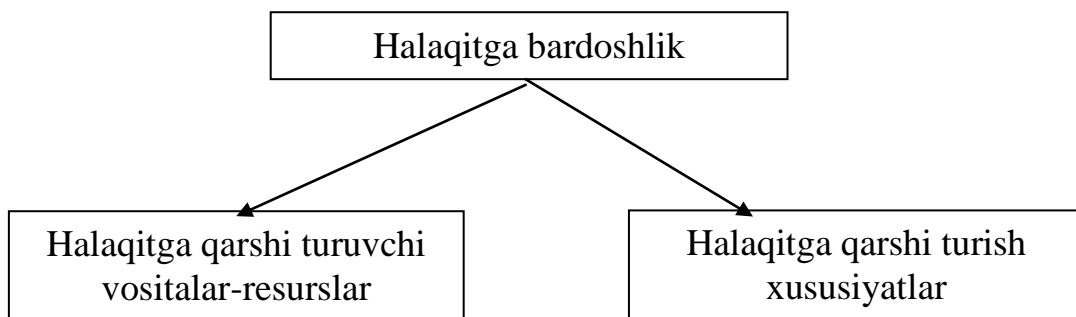
Shunday qilib, tashqi muhit bilan ideal moslashgan qurilma tashqi halaqitlarga befarq bo'lishi va halaqit tarqatmasligi kerak.

"Halaqitlarga befarq" tushunchasining ikkita sinonimi bor:

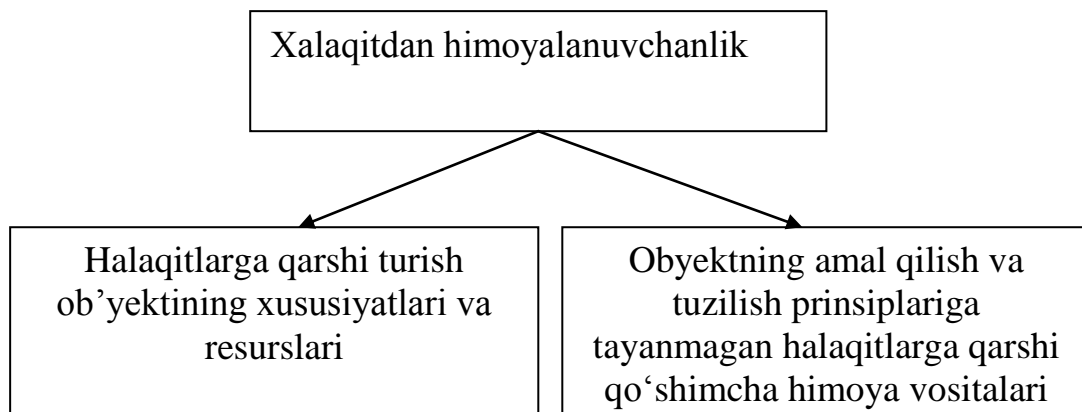
- Halaqitga bardoshlik;
- Halaqitdan himoyalanganlik;

bular bir xil ma'noga ega.

1.3-rasm. RTZ larning halaqitga bardoshlik turlari



ya'ni, RTS ob'jektga xos resurslar va xususiyatlar.



1.4-rasm. RTZ larning halaqitdan himoyalanganlik turlari

1.5. Qabul qilingan signalni asliga mosligi va uzatish tezligi

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

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

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

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

$$P_T = M/N \quad (1.4)$$

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

Uzluksiz analog xabarlarini uzatishdagi xatolik uzatilgan $U(t)$ signalni qabul qilingan $v(t)$ signaldan farqi E_x bilan baholanadi. Ko'p holatlarda o'rtacha kvadratik xatolik

$$\bar{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{T_c} = \frac{T_c}{\int_0^c [v(t) - u(t)]^2 dt} \quad (1.5)$$

shaklida aniqlanadi, bunda \tilde{E}_x^2 talab qilinadigan xatolik \tilde{E}_{ix}^2 dan kichik yoki teng bo'lishi kerak, ya'ni

$$\tilde{E}_x^2 \leq \tilde{E}_{tx}^2, \quad (1.6)$$

yoki \tilde{E}_x^2 ma'lum ehtimollik darajasida \tilde{E}_{tx}^2 dan kichik yoki teng bo'lishi kerak

$$Q = P(\tilde{E}_x^2 \leq \tilde{E}_{tx}^2). \quad (1.7)$$

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

$$q = P_c / P_x \quad (1.8)$$

ga bog'liq.

Halaqitning ma'lum miqdorida asliga moslik xabar uzatishda foydalanilayotgan signallarning bir-biridan farq qilish darajasiga bog'liq. Masalan: fazasi manipulyatsiyalangan signallarning bir-biridan farqi amplitudasi yoki chastotasi manipulyatsiyalangan signallarnikiga nisbatan katta, shuning uchun FMp signal, AMp va ChMp ga nisbatan yuqori halaqitbardoshlik, asliga moslikni ta'minlaydi.

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

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

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

$$R = \log m / \tau_0, \quad (1.9)$$

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

$$R = 1 / \tau_0 \quad (1.10)$$

bo'ladi.

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

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

Zamonaviy nazariyada $R \leq C$ bo'lganda, signal uzatish va qabul qilishning yuqori darajada asliga mosligini ta'minlash mumkinligini tasdiqlimoqda.

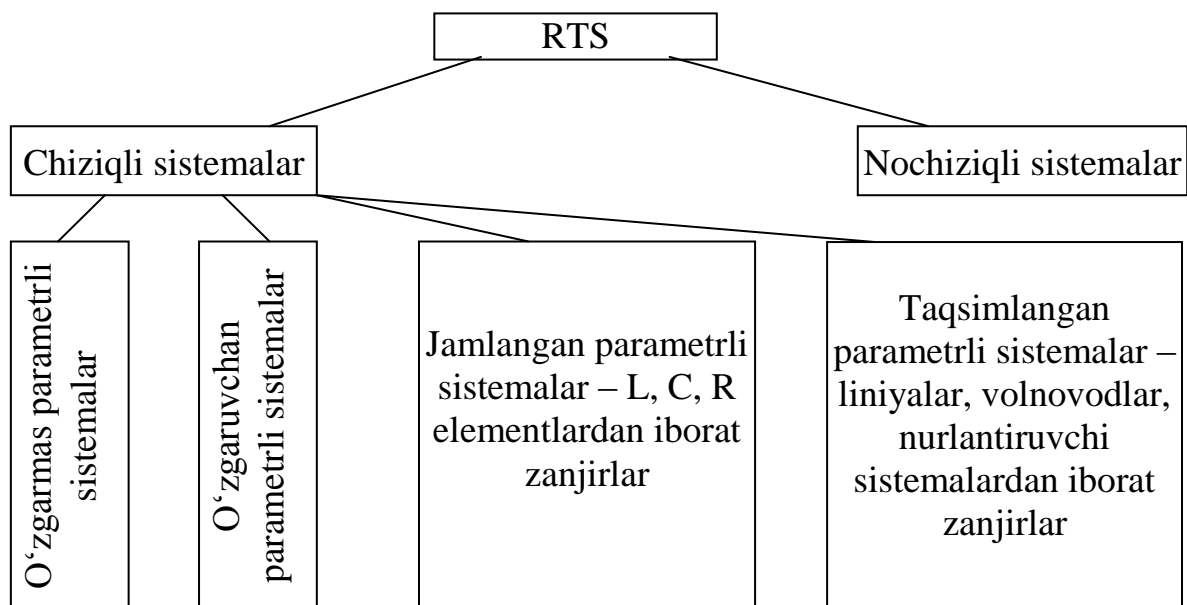
2. Radiotexnik zanjirlar va ularni tahlil qilish usullari

2.1. Radiotexnik o'zgartirishlar

Radiotexnik o'zgartirishlar chiziqli va nochiziqli elementlar hamda qurilmalarning juda katta qismi bilan amalga oshiriladi.

O'z o'rnida chiziqli sistemalar o'zgarmas parametrlil va o'zgaruvchan parametrlil sistemalariga bo'linadi. Har bir sanab o'tilgan sistemalar jamlangan parametrlil va taqsimlangan parametrlil sistemalariga bo'linadi. Birinchi tur sistemalariga induktivlik, sig'imglar va qarshiliklardan tuzilgan zanjirlar kiradi, ikkinchi turga esa – liniyalar, volnovodlar va nurlantiruvchi sistemalardan tuzilgan zanjirlar kiradi (2.1-rasm).

Aytish lozimki, real radioqurilmalarda chiziqli va nochiziqli zanjirlar va elementlarga aniq chegara qo'yish har doim ham mumkin emas.



2.1-rasm. Radiotexnik sistemalarning (RTS) turlari.

Bir xil elementlarni chiziqli yoki nochiziqli zanjirlar turiga kiritish ko‘p hollarda ularga ta’sir qilayotgan signallarning darajasiga bog‘liq. Shuning uchun yuqorida keltirilgan zanjirlarni turkumlash signallarni qayta ishlash texnikasi va nazariyasini tushunish uchun kerak.

2.2. O‘zgarmas parametrlı chiziqli zanjirlar

Quyidagi aniqlashtirishlardan kelib chiqish mumkin:

1. Zanjirni tashkil qiluvchi elementlar tashqi kuch (kuchlanish, tok)ga bog‘liq bo‘lmasa, u holda zanjir chiziqli hisoblanadi.

2. Chiziqli zanjir superpozitsiya (usma-ust qo‘yish) prinsipiga rioya qiladi.

Bu prinsip matematik shaklda quyidagi tenglama bilan ifodalanadi:

$$L[s_1(t)+s_2(t)+\dots]=L[s_1(t)]+L[s_2(t)]+\dots \quad (2.1)$$

bu yerda L – kirish signaliga zanjir ta’sirini xarakterlovchi operator.

Superpozitsiya prinsipi mohiyatini yana shunday tariflash mumkin:

Agar chiziqli zanjirga bir qancha tashqi kuch ta'sir qilganda, uning holatini (tok, kuchlanish) har bir tashqi kuchga ayrim topilgan natijalarni ustma-ust qo'yish (superpozitsiya) usuli bilan aniqlash mumkin.

Yana shunday aniqlashtirish ishlatish mumkin: chiziqli zanjirda ayrim tashqi ta'sirlar effektlari yig'indisi tashqi ta'sirlar yig'indisining effektiga mos keladi.

Ustma-ust qo'yish prinsipini qo'llash bilan, har qanday murakkab signalni chiziqli zanjirdan uzatishda, tahlil qilish uchun qulay bo'lgan, ancha sodda signallarga yoyish mumkin (masalan, garmonik).

3. Har qanday murakkab tashqi ta'sirdan chiziqli o'zgarmas parametrli zanjirda yangi chastotali tebranishlar yuzaga kelmaydi.

Yangi chiziqli o'zgarmas parametrli zanjirlarga garmonik tashqi ta'sir etilganda zanjir chiqishida tebranish garmonik holatini hamda chastotasini kirishdagi singari saqlab qoladi, faqatgina tebranish amplituda va fazasini o'zgartiradi.

$s_1(t)$, $s_2(t)$,.....signallarini garmonik tebranishlarga yoyib va yoyish natijalarini (2.1) ga qo'yib, zanjir chiqishida faqat kirishdagi signal tarkibiga kiruvchi tebranishlarnigina uchrashi mumkinligini ko'rishimiz mumkin.

Bunday zanjirlar signallarni chiziqli kuchaytirish, filtrlash (chastota belgisi bo'yicha) kabi spektrni transformatsiyasi bilan bog'liq bo'lmagan masalalarni hal qilishda keng qo'llaniladi.

2.3. O'zgaruvchan parametrli chiziqli zanjirlar

Bunda kirish signaliga bog'liq bo'lmagan, bir yoki bir necha parametrlari vaqt bo'yicha o'zgaruvchi zanjirlar nazarda tutiladi. Shunga o'xshash zanjirlarni ko'pincha chiziqli parametrik zanjirlar deb ham yuritiladi.

Avvalgi bandeda tarif qilingan 1 va 2 xususiyatlar chiziqli parametrik zanjirlar uchun ham mos keladi, ya'ni:

1. Zanjirga kiruvchi elementlar zanjirga ta'sir qiluvchi kuchlanish yoki tokga bog'liq emas.

2. Zanjir superpozitsiya prinsipiga bo'ysinadi.

Ammo avvalgi holatdan farqli o'laroq, bunda o'zgaruvchan parametrli chiziqli zanjirlarda, ta'sir qiluvchi oddiy garmonik kuchlar yangi chastotali murakkab tebranishlar hosil qiladi.

Buni quyidagi misolda tushuntirish mumkin. Qarshiligi vaqt bo'yicha quyidagi $R(t)=R_0/(1+m\cos\Omega t)$ qonun bilan o'zgaruvchi rezistorga $e(t) = E_0 \cos\Omega t$ garmonik EYuK ta'sir etadi.

Rezistor orqali o'tuvchi tok quyidagicha aniqlanadi:

$$i(t) = e(t)/R(t) = (E_0/R_0)(1 + m \cos\Omega t) \cos\Omega t = \\ = (E_0/R_0)[\cos\Omega t + (m/2) \cos(\omega+\Omega)t + (m/2) \cos(\omega-\Omega)t]. \quad (2.2)$$

Ko'rinib turganidek, tok tarkibida $e(t)$ tarkibida bo'lmagan, $\omega\pm\Omega$ chastotali tashkil etuvchilar bor.

Bu oddiy modeldan tushunarliki, vaqt bo'yicha qarshilikni o'zgartirib kirish signali spektrini o'zgartirish mumkin. Endi o'zgarmas koeffitsiyentli chiziqli tenglamalarning xususiyatlarini kengroq ko'rib chiqamiz.

$e(t)$ EYuK ta'sir qiluvchi L , C , r ketma-ket tebranish konturini ko'ramiz.

Konturdagi $i(t)$ tok uchun quyidagi integrodifferensial tenglamani yozish mumkin:

$$L \frac{di}{dt} + ri + \frac{1}{C} \int i dt = e(t) \quad (2.3)$$

Agar L , r va $1/C$ koeffitsiyentlar i tok qiymatiga yoki shunga o'xshash tashqi kuch $e(t)$ qiymatiga bog'liq bo'lmasa, u holda tenglama chiziqli hisoblanadi. Shu shart bajarilgan holatda kontur elementlarining har birida kuchlanish tok bilan chiziqli bog'lanishda bo'ladi.

2.4. Nochiziq sistemalarning umumiy xususiyatlari

Radiotexnik zanjir nochiziq hisoblanadi, qachonki uning tarkibiga bir yoki bir necha parametri kirish signaliga bog'liq bo'lgan elementlar kirsas.

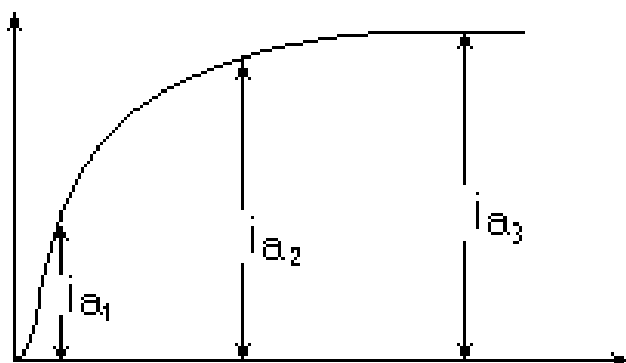
Nochiziq differensial tenglamalar nazariyasidan ma'lumki, bunday tenglamalarni yechishda ustma-ust qo'yish prinsipi to'g'ri kelmaydi.

Nochiziq sistemalarning asosiy xususiyatlarini sanab o'tamiz.

1. Nochiziq zanjirlar uchun (va elementlar uchun) superpozitsiya prinsipi mos emas.

Nochizikli sistemalarning bu xususiyati nochiziq elementlarning kuchlanish va tok orasidagi proporsionallikni buzuvchi, volt-amper xarakteristikalarining (VAX) egriliklari bilan mustahkam bog'liq.

Masalan, diod uchun (2.2-rasm), agar U_1 kuchlanish uchun i_1 tok mos kelsa, U_2 kuchlanish uchun esa i_2 mos kelsa, u holda yig'indi $U_3=U_1+U_2$ kuchlanish uchun i_3 tok mos keladi, ammo $i_1+i_2 \neq i_3$.



2.2-rasm. Nochiziq elementning volt-amper xarakteristikasi.

Bu oddiy misol orqali ko'rinadiki, nochiziq zanjirga murakkab signalning ta'sirini tahlil qilinadigan bo'lsa, murakkab signalni ancha sodda signallarga yoyish mumkin emas, sistema javobini natijaviy signal uchun qidirish kerak.

Nochiziq sistemalar uchun usma-ust qo'yish prinsipini joriy qilib bo'lmasligi, murakkab signallarni uning tashkil etuvchilariga yoyishga asoslangan spektral va boshqa tahlil usullarini qo'llashni bekor qiladi.

2. Nochiziq zanjirlarning asosiy xususiyati signal spektrini o'zgartirish hisoblanadi.

Nochiziq zanjirga oddiy garmonik signal ta'sir qilganida zanjirda asosiy chastotali tebranish bilan bir qatorda asosiy chastotaga nisbatan bir necha karra chastotali garmonikalar vujudga keladi (ba'zi hollarda esa tok yoki kuchlanishning o'zgarish tashkil etuvchilari ham).

Nochiziq zanjirda murakkab shaklli signal ta'sirida garmonikalardan tashqari yana kombinatsion chastotali tebranishlar vujudga keladi. Bular signal tarkibiga kiruvchi ayrim tebranishlarning o'zaro ta'siri orqali vujudga keladi.

Signal spektrini o'zgartirish nuqtai nazaridan chiziqli parametr va nochiziq zanjirlarning prinsipial farqini ko'rsatish joiz.

1. Nochiziq zanjirda, chiqishdagi signal spektri strukturasi nafaqat kirish signalining shakliga, shu bilan bir qatorda uning amplitudasiga ham bog'liq.
2. Chiziqli parametrli zanjirda chiziqdagi signal spektr strukturasi kirish signalining amplitudasiga bog'liq emas.

Radiotexnika uchun nochiziq zanjirlardagi erkin tebranishlar o'ziga xos qiziqish uyg'otadi. Bunday tebranishlar avtotebranishlar deb yuritiladi, sababi ular vujudga kelib, tashqi davriy kuchlar bo'lmagan hollarda ham barqaror mavjud bo'ladi. Bunda energiya tarifi o'zgarmas tok manbasi energiyasi bilan kompensatsiya qilinadi.

Asosiy radiotexnik jarayonlar: generatsiya, Modulyatsiya, detektorlash va chatotani o'zgartirish chastota spektrini transformatsiyasi orqali sodir bo'ladi. Shu sababli bunday jarayonlarni nochiziq yoki chiziqli parametrik zanjirlar yordamida bajarish mumkin.

Ba'zi hollarda bir yo'la ham nochiziq, ham chiziqli parametrik zanjirlar qo'llaniladi.

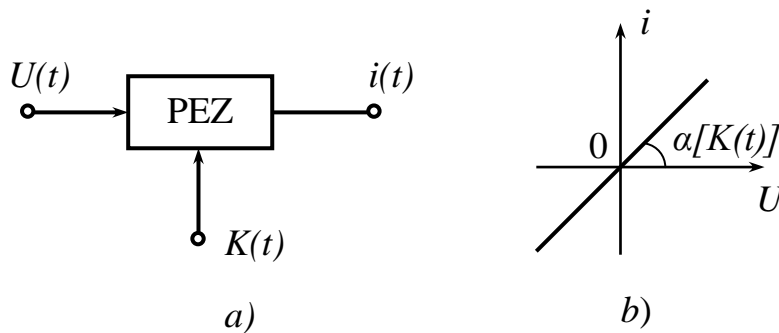
Shuni aytish lozimki, o'zgartirilgan spektrning foydali tashkil etuvchilarini ajratib olishda nochiziq elementlar chiziqli zanjirlar bilan birgalikda ishlatiladi.

Shu sababli sistemalarni chiziqli, nochiziq va parametrik turlarga ajratish juda ham shartli hisoblanadi.

2.5. Parametrik zanjirlar

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

PEZ ikki ta'sir: kirish tebranish signali $U(t)$ va boshqaruvchi tebranish $K(t)$ ta'sirida bo'ladi (2.3-rasm).



2.3-rasm. Parametrik zanjirga ta'sir etuvchi signallar

a) Parametrik elektr zanjir strukturaviy sxemasi, b) Uzatish koeffitsiyenti K ning vaqt bo'yicha o'zgarishi qiyalik burchagi

Bunda boshqaruvchi tebranish tok yoki kuchlanish bo'lishi shart emas.

Boshqaruvchi tebranish elektrik, mexanik yoki issiqlik shaklida bo'lishi ham mumkin.

PEZ uchun quyidagi matematik ifodani keltirish mumkin:

$$i(t) = K(t) \cdot U(t). \quad (2.4)$$

Bu ifodadan tok kuchlanishga oniy bog'liqligi chiziqli bo'lib, bu bog'liqlik uzatish koeffitsiyenti K ning vaqt bo'yicha o'zgarib turishi natijasida chiziqsiz bog'liq bo'lib qoladi. Uzatish koeffitsiyenti K ning vaqt bo'yicha o'zgarishi qiyalik burchagi $\alpha = F[K(t)]$ ning vaqt bo'yicha o'zgarishiga sabab bo'ladi (2.3,b-rasm).

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

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

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

$$U = U_1 + U_2 \quad (2.6)$$

bo'lsa, parametrik elementdan o'tayotgan tok

$$i = G(t) \cdot (U_1 + U_2) = G(t) \cdot U_1 + G(t) \cdot U_2 = i_1 + i_2 \quad (2.7)$$

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

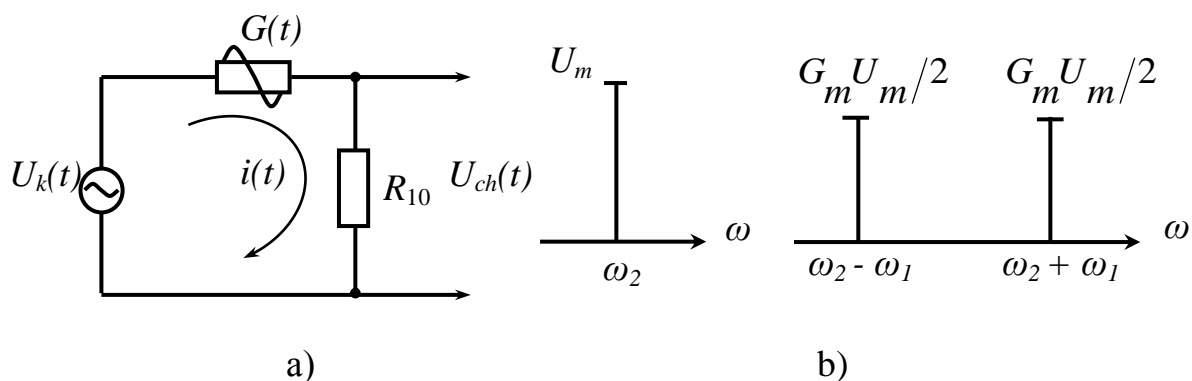
PEZ dan o‘tayotgan tok spektri kirish signali spektridan farqlanadi, ya’ni bunday EZ da yangi spektral tashkil etuvchilar paydo bo‘ladi. Masalan: parametrik rezistor o‘tkazuvchanligi (2.4-rasm) vaqt bo‘yicha garmonik tebranish qonuni bilan o‘zgarishi, ya’ni

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

bo‘yicha o‘zgarsa va uning kirishiga

$$U_k = U_m \cos \omega_0 t \quad (2.9)$$

garmonik o‘zgaruvchi kuchlanish berilsin.



2.4-rasm. Parametrik rezistorli zanjir.

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

$$i = G_m \cos \omega_1 t \cdot U_m \cos \omega_2 t \quad (2.10)$$

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

$$i = 0,5 G_m U_m \cos(\omega_2 - \omega_1 t) + 0,5 G_m U_m \cos(\omega_2 t + \omega_1 t) \quad (2.11)$$

ko‘rinishini oladi.

(2.10) ifodadan PE lar kirish signali spektrini boyitish xususiyati ko‘rinib turibdi (2.4,b-rasm).

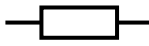




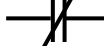






Nochiziqli parametrik elektr zanjirlar rezistor, induktivlik va kondensatorlarning ba'zilar parametrik element bo'lish bilan bir vaqtda nochiziqli element xususiyatiga egadir. Agar EZ da shunday elementlardan birortasi bo'lsa, u holda bunday EZ nochiziqli parametrik elektr zanjir (NPEZ) deb hisoblanadi.

NPEZ larni hisoblashda superpozitsiya prinsipini qo'llab bo'lmaydi va ularning chiqishida kirishidagi signallarning spektri boyiydi, ya'ni yangi spektral tashkil etuvchilar hosil bo'ladi.

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

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

2.1-jadval

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

3. Mutlaq aniq signallarning xarakteristikallari

3.1. Energetik xarakteristikalar

Moddiy $s(t)$ signalning energetik xarakteristikallari sifatida uning quvvati va energiyasi hisoblanadi.

Oniy quvvat $s(t)$ signalning oniy qiymatining kvadrati sifatida aniqlanadi:

$$P(t) = s^2(t)$$

Agar $s(t)$ kuchlanish yoki tok bo'lsa, u holda $P(t)$ sifatida 1 omlik qarshilikda ajralgan oniy quvvat hisoblanadi.

t_2, t_1 oralig'ida signal energiyasi sifatida oniy quvvat integrali aniqlanadi:

$$\mathcal{E} = \int_{t_1}^{t_2} P(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt. \quad (3.1)$$

Quyidagi munosabat:

$$\mathcal{E}/(t_2 - t_1) = 1/(t_2 - t_1) \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt = S^2(t) \quad (3.2)$$

t_2, t_1 oralig'ida signalning o'rtacha qiymati deyiladi.

Real signallar qiymati bo'yicha aniq davomiylik va chegaralangan oniy quvvatga ega. Bunday signallarning energiyasi aniqdir.

3.2. Ixtiyoriy signalning elementar tebranishlar yig'indisi sifatida ko'rinishi

Signallar nazariyasi va ularni qayta ishlashda berilgan $f(x)$ funksiyasini bir qator $\varphi_n(x)$ ortogonal sistemalar funksiyalariga yoyish katta ahamiyatga ega.

Ortogonal sistemalar xususiyatlariga tegishli asosiy aniqlashtirishlar.

Xaqiqiy funksiyalarning cheksiz sistemasi:

$$y_0(x), y_1(x), y_2(x), \dots, y_n(x), \dots \quad (3.3)$$

[a, b] oralig'ida ortogonal deyiladi, agar

$$\int_a^b y_n(x)y_m(x)dx = 0, \quad n \neq m. \quad (3.4)$$

Demak, bu yerda faraz qilinadiki:

$$\int_a^b y_n^2(x)dx \neq 0, \quad (3.5)$$

Ya'ni, ko'rilayotgan (3.3) sistemasida hech qaysi funksiya aynan nolga teng emas. (3.4) sharti (3.3) sistemasida qo'sh ortogonallikni ifodalaydi.

Quyidagi kattalik

$$\|\varphi_n\| = \sqrt{\int_a^b \varphi_n^2(x)dx} \quad (3.6)$$

$\varphi_n(x)$ funksiyasining normasi deyiladi, $\varphi_n(x)$ normallashtirilgan funksiya hisoblanadi, agar quyidagi shart bajarilsa:

$$\|\varphi_n\|^2 = \int_a^b \varphi_n^2(x)dx = 1 \quad (3.7)$$

Quyidagi normallashtirilgan funksiyalar sistemasi

$$\varphi_1(x), \varphi_2(x), \dots, \varphi_n(x), \dots$$

har ikki funksiyasi turli bo'lib, o'zaro ortogonal hisoblangan ortonormallashtirilgan sistema deyiladi.

Matematikada, agar $\varphi_n(x)$ funksiyalar uzluksiz bo'lsa, u holda ixtiyoriy uzluksiz-bo'lakli $f(x)$ funksiyasi, va u uchun bajariladigan shart $\int_a^b |f(x)|^2 dx < \infty$ isbotlangan, hamda aniq funksiya hisoblanadi.

Buni qatorlar yig'indisi ko'rinishida ham ifodalash mumkin:

$$f(x) = c_0 \varphi_0(x) + c_1 \varphi_1(x) + \dots + c_p \varphi_p(x) + \dots \quad (3.8)$$

Avvalgi ifodadagi integral $f(x)$ aniqlash chegarasi bo'yicha hisoblanadi.

(3.8) ifodani ikki tomonini ham $\varphi_n(x)$ ga ko'paytiramiz va $[a, b]$ oralig'ida integrallaymiz.

U holda quyidagi ko'rinishdagi hamma qo'shiluvchilari, $m \neq n$ shart bilan

$$\int_a^b c_m \varphi_m(x) \varphi_n(x) dx$$

funksiyaning ortogonalligi natijasida nolga aylanadi va agar uni integrallasak

$$\int_a^b c_n \varphi_n(x) \varphi_n(x) dx = c_n \int_a^b \varphi_n^2(x) dx = c_n \|\varphi_n\|^2,$$

u holda quyidagini yozishga imkon beradi

$$\int_a^b f(x) \varphi_n(x) dx = c_n \|\varphi_n\|^2,$$

bundan juda muhim bo'lgan munosabat kelib chiqadi

$$c_n = \frac{1}{\|\varphi_n\|^2} \int_a^b f(x) \varphi_n(x) dx. \quad (3.9)$$

c_n koeffitsiyentlari (3.9) shakli bilan aniqlangan (3.8) ko'rinishdagi qator berilgan $\varphi_n(x)$ sistemasi uchun Furiyening umumlashtirilgan qatori deyiladi.

c_n koeffitsiyentlari majmuasi $\varphi_n(x)$ ortogonal sistemasida $f(x)$ signal spektri deyiladi va signalni to'liq aniqlaydi.

Furyening umumlashtirilgan qatori quyidagi muhim xususiyatga ega:

berilgan $\varphi_n(x)$ funksiyalar sistemasida va (3.8) qatori qo‘shiluvchilarining aniq soni uchun berilgan $f(x)$ funksiyasining eng yaxshi approksimatsiyasi bilan ta’minlaydi.

Bu degani, quyidagi kattalik nazarda tutilgan o‘rtacha kvadrat xatolik

$$M = \int_a^b \left[f(x) - \sum_{n=0}^N a_n \varphi_n(x) \right]^2 dx,$$

qator koeffitsiyenti $a_n=c_n$ holi uchun o‘zining minimum qiymatiga yetadi.

Har qanday kompleks qiymatlar qabul qiluvchi $\varphi_n(x)$ funksiya sistemasiga yuqorida keltirilgan aniqliklar quyidagicha umumlashtiriladi:

Ortogonallik sharti, $n \neq m$:

$$\int_a^b \varphi_n(x) \varphi_m^*(x) dx = 0$$

Funksiyaning norma kvadrati:

$$\|\varphi_n\|^2 = \int_a^b \varphi_n(x) \varphi_n^*(x) dx = \int_a^b |\varphi_n(x)|^2 dx$$

Furye koeffitsiyenti:

$$c_n = \frac{1}{\|\varphi_n\|^2} \int_a^b f(x) \varphi_n^*(x) dx.$$

Keltirilgan ifodalarda $\varphi^*(x)$ funksiyasi $\varphi(x)$ ga kompleks – yaqinlashgan funksiyani belgilaydi. Vaqt funksiyasi hisoblangan (3.8) ifoda aynan $s(t)$ signaliga xos bo‘lib, keyinchalik quyidagi shaklda yoziladi:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \varphi_n(t). \quad (3.10)$$

Yangi belgilashlarga binoan $s(t)$ funksiya normasi kvadrati (3.6) ga analog sifatida quyidagicha yoziladi:

$$\|s\|^2 = \int_{t_1}^{t_2} s^2(t) dt = \mathfrak{E} \quad (3.11)$$

Bu ifoda (3.1) bilan mos keladi. Shunday qilib, signal energiyasi:

$$\mathfrak{E} = \sum_{n=0}^{\infty} |c_n|^2 \|\varphi_n\|^2, \quad (3.12)$$

Ortonormallashtirilgan funksiyalar $\varphi_n(t)$ sistemasini qoʻllaganda:

$$\mathfrak{E} = \sum_{n=0}^{\infty} |c_n|^2. \quad (3.12')$$

Bunda shu nazarda tutiladiki, energiya \mathfrak{E} aniqlanadigan t_2-t_1 vaqt oraligʻi $\varphi_n(t)$ funksiyalar sistemasi uchun ortogonallik oraligʻi hisoblanadi. t_2-t_1 vaqt oraligʻida signalning oʻrtacha quvvati:

$$\overline{s^2(t)} = \frac{\mathfrak{E}}{t_2 - t_1} = \frac{1}{t_2 - t_1} \sum_{n=0}^{\infty} |c_n|^2 \|\varphi_n\|^2. \quad (3.13)$$

Eng yuqori maqsadga muvofiq ortogonal funksiyalar sistemasini tanlash murakkab funksiyani qatorga yoyishda namoyon boʻladi. Murakkab signalni yoyishni talab etuvchi turli koʻp masalalar orasida eng asosiylari quyidagilar hisoblanadi:

- 1) Oddiy ortogonal funksiyalarga aniq yoyish;
- 2) Qatorning tashkil etuvchilari sonini minimumga keltirishda (berilgan mumkin boʻlgan xatolikda) talab etilgan signallar, jarayonlar yoki xarakteristikalarini approksimatsiyalash.

4. Nodavriy signallarni garmonik tahlil qilish. Nodavriy signallarning spektri. Furiye o'zgartirishining xususiyatlari

4.1. Nodavriy signallarni garmonik tahlil qilish. Nodavriy signallarning spektri

Davriy signallarni garmonik analiz qilishni nodavriy signallarga ham qo'llash mumkin.

Faraz qilaylik, vaqtning t_1, t_2 oralig'ida noldan farqli bo'lgan, nodavriy $s(t)$ signal birorta funksiya ko'rinishida berilgan (4.1-rasm).

Vaqtning t_1, t_2 oralig'ini o'z ichiga olgan, vaqtning ixtiyoriy bir bo'lagi T ajratib olinib, berilgan signalni Furiye qatori ko'rinishida ifodalashimiz mumkin:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{in\omega_1 t}, \quad 0 < t < T, \quad (4.1)$$

bu yerda $\omega_1 = 2\pi/T$, koeffitsiyent c_n esa mos ravishda:

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-in\omega_1 t} dt \quad (4.2)$$

Quyidagi berilgan signalni topamiz:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\int_{t_1}^{t_2} s(x) e^{-in\omega_1 x} dx \right) e^{in\omega_1 t} \frac{\omega_1}{2\pi}, \quad 0 < t < T \quad (4.3)$$

Bu yerda $T = 2\pi/\omega_1$ ekanligi hisobga olingan. Vaqtning $(0, T)$ oralig'idan tashqari qiymatlarida qator quyidagi funktsiyani aniqlaydi:

$$s(t) = s(t \pm kT),$$

bu yerda k – butun son, T davrni chapga va o'ngga surish bilan davriy funksiya $s(t)$ ni hisoblash orqali topilgan.

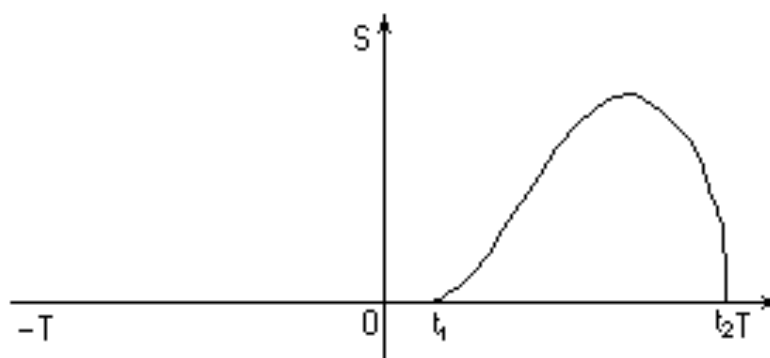
Vaqtning $(0, T)$ oralig'idan tashqari qiymatlarida funksiya $s(t)$ nolga teng bo'lishi uchun, kattalik T cheksiz bo'lishi kerak.

Ammo, davr sifatida qabul qilingan vaqt oraliq'i T qanchalik katta bo'lsa, koeffitsiyent c_n shunchalik kichik bo'ladi, ya'ni:

$$T \rightarrow \infty, c_n \rightarrow 0$$

T davrni cheksizlikka intiltirib, o'sha oraliqda amplitudasi cheksiz kichik bo'lgan tashkil etuvchilarni olamiz.

Bu tashkil etuvchilarning yig'indisi $t_1 < t < t_2$ boshlang'ich nodavriy $s(t)$ funksiyasini tasvirlaydi (4.1-rasm).



4.1-rasm. Yakka impuls.

Bu holda Furiye qatoriga kiruvchi, garmonik tashkil etuvchilarning soni cheksiz katta bo'ladi, chunki $T \rightarrow \infty$ qiymatlarda funksiyaning asosiy chastotasi

$$\omega_1 = 2\pi/T \rightarrow 0$$

Boshqacha qilib aytganda, asosiy chastota ω_1 ga teng bo'lgan, spektral liniyalar orasidagi masofa (4.2-rasm), cheksiz kichik, spektri esa tutash, yaxlit bo'lib boradi.

Shu sababli (4.3) ifodada ω_1 ni $d\omega_1$ ga, $n\omega_1$ ni esa joriy ω chastotaga almashtirish mumkin, yig'indi operatsiyasini esa integrallash operatsiyasiga almashtirish mumkin.

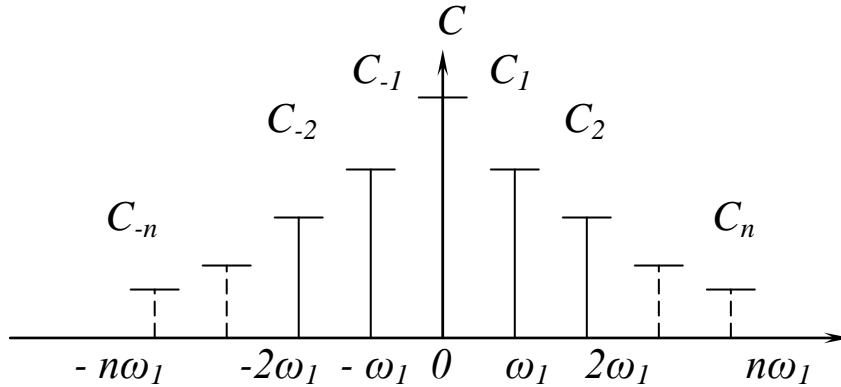
Shunday qilib, Furiyening ikki karrali integraliga kelimiz:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega t} \left[\int_{t_1}^{t_2} s(x) e^{-i\omega x} dx \right] d\omega \quad (4.4)$$

Chastota ω funksiyasining ichki integrali hisoblangan

$$S(\omega) = \int_{t_1}^{t_2} s(t)e^{-i\omega t} dt, \quad (4.5)$$

spektral zichlik, yoki $s(t)$ funksiyaning spektral xarakteristikasi deyiladi.



4.2-rasm. Vaqtning davriy funksiyasi bo‘lgan Furye kompleks qatorining koefitsiyentlari.

Umumiy holda, qachonki t_1 va t_2 oraliqlar aniqlangan bo‘lmasa, spektral zichlik quyidagi shaklda yoziladi:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-i\omega t} dt \quad (4.6)$$

(4.6) ifodani (4.4) ifodaga qo‘yganimizdan so‘ng quyidagini olamiz:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{i\omega t} d\omega \quad (4.7)$$

Keltirilgan (4.6) va (4.7) ifodalar mos ravishda Furyening to‘g‘ri va teskari o‘zgartishlari deyiladi.

4.2. Furiye o'zgartirishining xususiyatlari

Davriy signal $s(t)$ ni Furiye qatoriga trigonometrik funksiyalar bo'yicha yoyilganda ortogonal sistema sifatida quyidagilarni olinadi:

$$1, \cos \omega_1 t, \sin \omega_1 t, \cos 2 \omega_1 t, \sin 2 \omega_1 t, \dots, \cos n \omega_1 t, \sin n \omega_1 t, \dots \quad (4.8)$$

yoki $\dots e^{-i2\omega_1 t}, e^{-i\omega_1 t}, 1, e^{i\omega_1 t}, e^{i2\omega_1 t}, \dots \quad (4.9)$

Ikkala holat uchun ham ortogonallik oraliq (interval) $s(t)$ funksiyasining davri $T=2\pi/\omega_1$ bilan mos tushadi.

Furiye qatori C_n koeffitsiyentlarining majmuasi trigonometrik funksiyalar bazasida davriy signalning chastota spektri deyiladi.

Avval o'tilgan mashg'ulotlardan berilgan $f(x)$ funksiyasini har xil ortogonal sistemalari funksiyalari $\varphi_n(x)$ yoyilganda, ortogonal sistemalarning quyidagi xususiyatlari ma'lum:

Xaqiqiy funksiyalarning cheksiz sistemasi

$$\varphi_0(x), \varphi_1(x), \varphi_2(x), \dots, \varphi_n(x), \dots \quad (4.10)$$

$[a, b]$ oralig'ida ortogonal deyiladi, agar $n \neq m$ sharti bilan:

$$\int_a^b \varphi_n(x) \varphi_m(x) dx = 0 \quad (4.11)$$

bu holda faraz qilinadiki:

$$\int_a^b \varphi_n^2(x) dx \neq 0 \quad (4.12)$$

ya'ni, ko'rilayotgan (4.10) sistemasida hech qanday funksiya nolga teng emas.

(4.11) sharti (4.10) sistemasidagi funksiyalarning o'zaro ortogonalligini ifodalaydi.

Quyidagi kattalik

$$\|\varphi_n\| = \sqrt{\int_a^b \varphi_n^2(x) dx} \quad (4.13)$$

$\varphi_n(x)$ funksiyasining normasi deyiladi.

Quyidagi shart $\varphi_n(x)$ funksiyasi uchun bajarilsa

$$\|\varphi_n\|^2 = \int_a^b \varphi_n(x) dx = 1 \quad (4.14)$$

bu normallashtirilgan funksiya deyiladi, normallashtirilgan funksiyalar sistemasi $\varphi_1(x), \varphi_2(x), \dots$, esa, har qanday ikki funksiyalar o‘zaro ortogonal bo‘lsa, ortogonallashtirilgan deyiladi.

Keltirilgan (4.6) ifoda (4.2) ifodadan faqatgina ko‘paytuvchi $1/T$ ning yo‘qligi bilan farq qiladi. O‘z navbatida, spektral zichlik $S(\omega)$ Fureye kompleks qatorining koeffitsiyentlari c_n ning barcha asosiy xususiyatlarini egallaydi.

Yuqoridagi ifodalarga asoslanib quyidagini yozish mumkin:

$$S(\omega) = A(\omega) - iB(\omega) = S(\omega)e^{i\theta(\omega)} \quad (4.15)$$

bu yerda

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt, \quad B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt \quad (4.16)$$

Spektral zichlikning moduli va argumenti quyidagi ifodalar bilan aniqlaniladi:

$$S(\omega) = \sqrt{[A(\omega)]^2 + [B(\omega)]^2}, \quad \theta(\omega) = -\text{arctg}[B(\omega)/A(\omega)] \quad (4.17)$$

Bulardan birinchi ifodani $s(t)$ nodavriy signal tutash, yaxlit spektrining amplituda–chastota (AChX), ikkinchisini esa faza–chastota xarakteristikasi (FChX) deb qarash mumkin.

Bu yerda $A(\omega)$ – spektral zichlik $S(\omega)$ ning xaqiqiy qismi; $B(\omega)$ – spektral zichlik $S(\omega)$ ning mavhum qismi.

Xuddi Fureye qatoridagi kabi, $S(\omega)$ modul ω chastotaning juft, $\theta(\omega)$ esa toq funksiyasi hisoblanadi.

Ko‘rilgan (4.15) formulasiga asosan (4.7) ifodasini integral o‘zgarishini trigonometrik shaklga olib kelish qiyin emas.

Quyidagiga egamiz ($\theta(\omega)$ funksiyasining argumenti keyingi ifodalarda tushirib qoldirilgan):

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{i(\omega t + \theta)} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t + \theta) d\omega + i \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \sin(\omega t + \theta) d\omega$$

Modulning juftligi va fazaning toqligidan, ω ga nisbatan birinchi integralda integral osti funksiyasi juft, ikkinchisniki esa toqligi kelib chiqadi.

Shunga ko‘ra, ikkinchi integral nolga teng va natijada:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t + \theta) d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t + \theta) d\omega \quad (4.18)$$

Kompleks shakl (4.7) dan trigonometrik shakl (4.18) ga o‘tish odatda tahlil ohirida maqsadga muvofiq; Furiye integralini qo‘llaganda, qolgan hamma oraliqdagi vazifalar kompleks shakl (4.7) asosida qulay va bajarish oson.

Eslaylik, $\omega=0$ da (4.5) ifoda quyidagi ko‘rinishga o‘tadi:

$$s(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) dt \quad (4.19)$$

Shunga ko‘ra, nol chastotada har qanday signal $s(t)$ uchun spektral zichlik $S(\omega)$ “signal yuzasiga” teng.

Bu qoida ba’zi signallarni spektr strukturasi tezda aniqlashda foydalidir.

5. Mutlaq aniq signallarni korrelyatsion tahlil qilish. Signalning korrelyatsion funksiyasi va spektral xarakteristikasi orasidagi munosabat

5.1. Mutlaq aniq signallarni korrelyatsion tahlil qilish

Signallarni tariflashda spektral yondashish bilan bir qatorda amaliyotda, signalning ba’zi xususiyatlari bo‘yicha ma’lumot beruvchi, xususiyl holda vaqt bo‘yicha o‘zgarish tezligi, hamda

signalni garmonik tashkil etuvchilarga yoymasdan turib, signalning davomiyligi kabi xarakteristikalar muhimdir.

Bunday vaqt xarakteristikasi sifatida signalning korrelyatsion funksiyasi keng ishlatiladi.

Chegarasi ma'lum mutlaq aniq $s(t)$ signalning korrelyatsion funksiyasi quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t+\tau)dt, \quad (5.1)$$

bu yerda τ – signalning vaqt bo'yicha surilishi, $s^*(t+\tau)$ – kompleks yaqinlashishni hisobga olgan holda τ vaqtga siljigan signal.

Bu yerda, vaqtning moddiy funksiyasi bo'lgan signallar ko'riladi va kompleks yaqinlashish belgilarini tushirib qoldirish mumkin:

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t+\tau)dt \quad (5.2)$$

(5.2) ifodadan ko'rinadiki, $B_s(t)$ signal $s(t)$ ning vaqt o'qi bo'ylab τ kattalikka surilgan, o'zining nusxasi bilan aloqasi (korrelatsiya) ni ifodalaydi.

Ma'lumki, $B_s(t)$ funksiyasi o'zining maksimumiga $\tau=0$ qiymatda erishadi, chunki har qanday signal o'zi bilan butunlay, to'liq korrelatsiyalangan.

Shu bilan birga

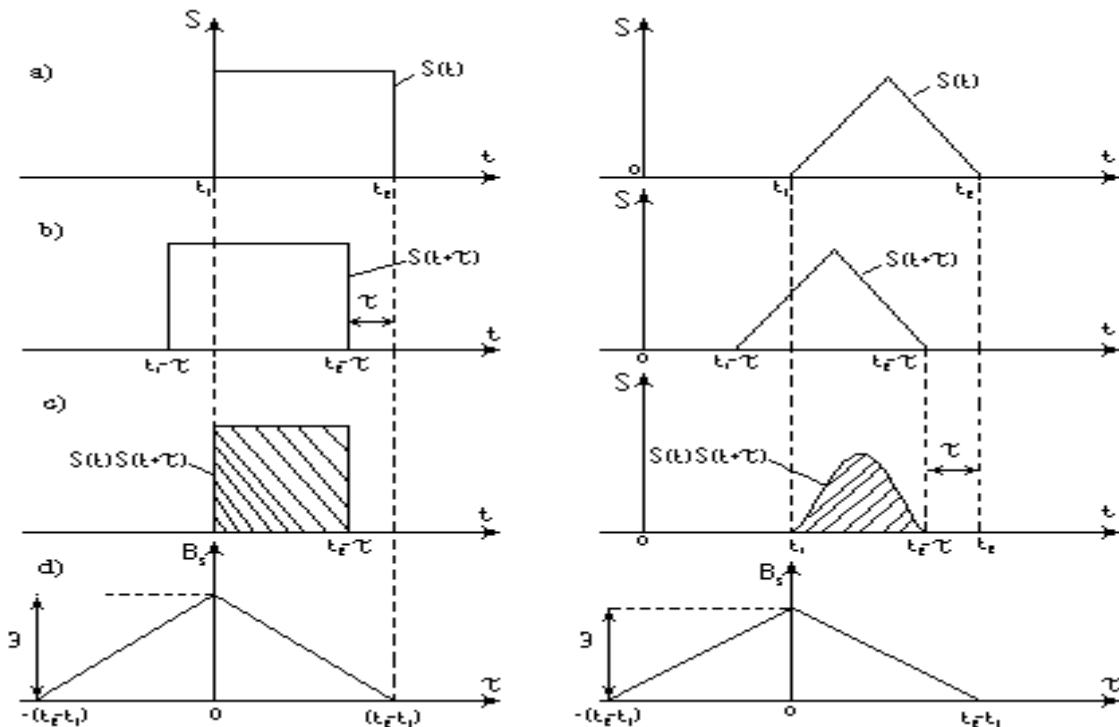
$$B_s(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt = \Rightarrow, \quad (5.3)$$

ya'ni, korrelatsiya funksiyasining maksimal qiymati signal energiyasiga teng.

Kattalik τ ortib borishi bilan korrelyatsion funksiya $B_s(\tau)$ kamaya boradi (monoton kamayishi shart emas) va $s(t)$ hamda $s(t+\tau)$ signallarining bir biriga nisbatan, signal davomiyligidan oshuvchi (ortib ketuvchi), vaqt bo'yicha surilishi (siljishi) bilan nolga aylanadi.

5.1-rasmda to'g'riburchakli impuls shaklidagi oddiy signalga korrelyatsion funksiyasini qurish ko'rsatilgan, 5.1, a-rasm.

Vaqt bo'yicha τ ga teng miqdorda, ortib boruvchi tomonga surilgan signal $s(t + \tau)$ 5.1, b-rasmda ko'rsatilgan.



5.1-rasm. To'g'riburchakli impuls uchun korrelyatsion funksiyani qurish.

5.2-rasm. Uchburchaksimon impuls uchun korrelyatsion funksiyani qurish.

Ikki signalning ko'paytmasi $s(t)s(t + \tau)$ esa 5.1,c-rasmda ko'rsatilgan.

Korrelyatsion funksiya $B_S(\tau)$ ning grafigi 5.1,g-rasmda tasvirlangan.

Har bir τ qiymatiga o'zining ko'paytmasi $s(t)*s(t + \tau)$ mos keladi va $s(t)*s(t + \tau)$ funksiyasi grafig'i ostidagi yuza ham mos keladi.

Kattalik τ mos keluvchi bunday yuzalarning son miqdori korrelyatsion funksiya $B_S(t + \tau)$ ni ordinatasini beradi.

Analog ravishda uchburchaksimon impulsqa qurilgan korrelyatsion funksiya 5.2-rasmda tasvirlangan.

Korrelyatsion funksiyaning umumiy aniqlashtirishidan, hamda keltirilgan misollardan ko‘rinadiki, signalni τ – kattalikka o‘zining nusxasiga nisbatan o‘ng yoki chapga surish ahamiyatga ega emas.

Shuning uchun, (5.2) ifodani quyidagi tarzda umumlashtirish mumkin:

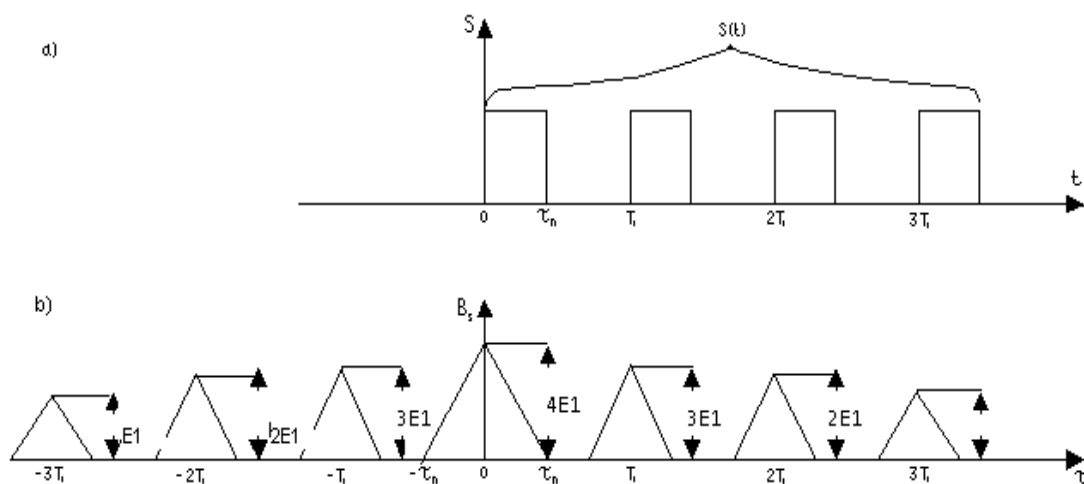
$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t+\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau)dt. \quad (5.4)$$

Bu quyidagi tasdiqqa teng kuchli, yani $B_s(\tau)$ kattalik τ ning juft funksiyasi hisoblanadi.

5.3,a-rasmda, biri ikkinchisiga nisbatan T_1 vaqtga teng ravishda surilgan, to‘rtta bir hil impulslardan tashkil topgan, pachka ko‘rinishidagi signal ko‘rsatilgan.

5.3,b-rasmda esa, yuqorida tariflangan signalga mos keluvchi korrelyatsion funksiya ko‘rsatilgan.

Kattalik τ qiymatlari atrofidagi quyidagi qiymatlarda $0, \pm T_1, \pm 2T_2$ va $\pm 3T_1$, bu funksiya 5.1,g-rasmdagi yakka impuls uchun keltirilgan ko‘rinishga ega.



5.3-rasm. To‘rtta to‘g‘riburchakli impulslardan iborat ketma-ketlik (a) va korrelyatsion funksiya (b).

Korrelyatsion funksiyaning ko‘rinishi xuddi yakka impuls korrelyatsion funksiyasi ko‘rinishi bilan bir xil (5.1,g-rasmga qarang).

Korrelyatsion funksiyaning, $\tau=0$ vaqtda maksimal qiymati bitta impuls energiyasining to‘rt baravariga teng.

Energiyasi cheksiz katta bo'lgan davriy signal uchun, korrelyatsion funksiyaning (5.3) yoki (5.2) ifodalari bilan aniqlash to'g'ri kelmaydi.

Bunday holatda quyidagi aniqlashtirishga asoslaniladi:

$$B_{sdav}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t)s(t+\tau)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t)s(t-\tau)dt \quad (5.5)$$

Bunday aniqlashtirishda korrelyatsion funksiya quvvat o'lchamini qabul qiladi, shu bilan birga $B_{sdav}(0)$ davriy signal o'rtacha quvvatiga teng.

Signal $s(t)$ ning davriyligiga muvofiq, T ning cheksiz katta bo'lagi bo'ylab ko'paytmalar $s(t)*s(t+\tau)$ yoki $s(t-\tau)*s(t)$ ni o'rtachalashtirish T_1 davr bo'yicha o'rtachalashtirish bilan mos tushishi kerak.

Shuning uchun (5.5) ifodasini quyidagi ifoda bilan almashtirish mumkin:

$$B_{sdav}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} s(t)s(t+\tau)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} s(t)s(t-\tau)dt \quad (5.6)$$

Bu ifodaga kiruvchi integrallar asl ma'nosi shundaki, T_1 oralig'ida signalning xuddi korrelyatsion funksiyasi kabi hisoblanadi.

Buni $B_{sT_1}(\tau)$ orqali belgilab, quyidagi nisbatga kelimiz:

$$B_{sdav}(\tau) = B_{sT_1}(\tau)/T_1$$

Ehtimol shunday bo'lishi mumkinki, davriy $s(t)$ signaliga davriy korrelyatsion funksiya $B_{sdav}(\tau)$ mos keladi.

$B_{sdav}(\tau)$ funksiyasining davri boshlang'ich $s(t)$ signal davri T_1 bilan mos keladi.

Misol uchun, eng oddiy garmonik tebranish

$$S(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0)$$

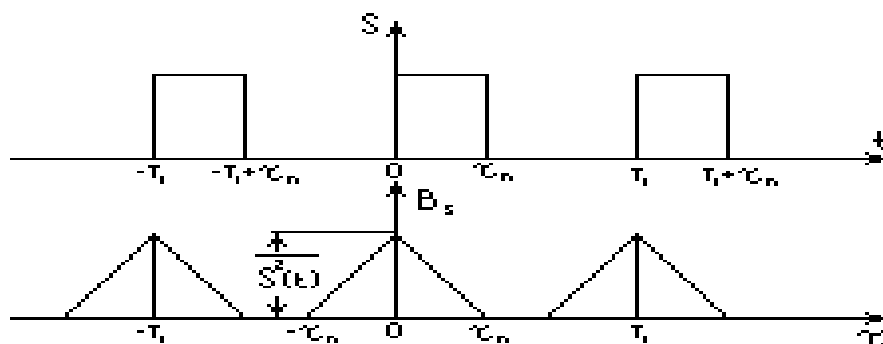
uchun korrelyatsion funksiya quyidagicha

$$B_{S_{nep}}(\tau) = \frac{A_0^2}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \cos(\omega_0 t + \theta_0) \cos[\omega_0(t + \tau) + \theta_0] dt = \frac{1}{2} A_0^2 \cos \omega_0 \tau, \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T_1}.$$

kattalik $\tau=0$ uchun $B_{sdav}(0) = 1/2 A_0^2$, bu A_0 amplitudali garmonik tebranishning o'rtacha quvvati.

Shuni aytish lozimki, $B_{sdav}(\tau)$ korrelyatsion funksiya tebranishning boshlang'ich fazasi θ_0 ga bog'liq emas.

5.4,a-rasmda ko'rsatilgan davriy ketma-ket to'g'riburchakli impulslardan tashkil topgan signalning korrelyatsion funksiyasi 5.4,b-rasmda tasvirlangan.



5.4-rasm. Impulslarning davriy ketma-ketligi (a) va uning korrelyatsion funksiyasi (b).

$B_{sdav}(\tau)$ funksiyasining har bir impulsi shakli bo'yicha $s(t)$ davriy ketma-ketlikning yakka impulsi korrelyatsion funksiyasi shakli bilan mos tushadi.

Lekin bu holatda, $B_{sdav}(\tau)$ ning maksimal ordinatalari, 5.3-rasmda ko'rsatilgani kabi, energiyaga emas, balki $s(t)$ signalning o'rtacha quvvatiga teng, ya'ni $s^2(t)$ kattalikka.

Ikki har xil $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallar orasidagi aloqa darajasini baholash uchun, o'zaro korrelyatsion funksiya ishlatiladi va u quyidagi umumiy ifoda bilan aniqlanadi:

$$B_{s_1 s_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2^*(t + \tau) dt \quad (5.7)$$

Moddiy $s_1(t)$ va $s_2(t)$ funksiyalar uchun:

$$B_{s_1 s_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2^*(t + \tau) dt \quad (5.8)$$

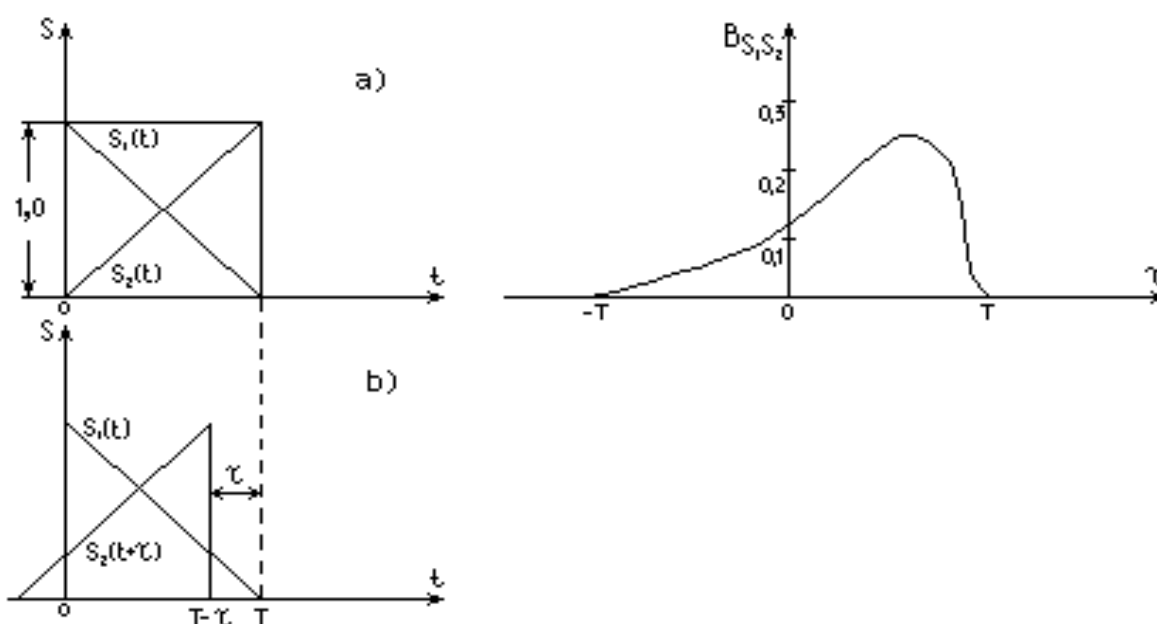
Yuqorida ko‘rilgan $B_s(\tau)$ korrelyatsion funksiya, $s_1(t) = s_2(t)$ holati uchun, $B_{s_1s_2}(\tau)$ funksiyasining xususiy holi hisoblanadi.

Ikki $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallari uchun o‘zaro korrelyatsion funksiyaning qurilishi 5.5-rasmda keltirilgan.

5.5,a-rasmda signalning boshlang‘ich holati $\tau=0$ ko‘rsatilgan.

Signal $s_2(t)$ ni chapga surilishida ($\tau > 0$, 5.5,b-rasm) korrelyatsion funksiya boshlanishida o‘sadi, songra $\tau=T$ da to 0 gacha kamayadi.

Signalni o‘nga surilishida, ya‘ni $\tau < 0$ da, korrelyatsion funksiya tezda kamayadi.



5.5-rasm. O‘zaro korrelyatsion funksiyaning qurilishi: signallarning berilgan holati (a); $s_2(t)$ signalning τ vaqtga siljishi (b); o‘zaro korrelyatsion funksiya (c).

Natijada ordinata o‘qiga nisbatan asimmetrik bo‘lgan $B_{s_1s_2}(\tau)$ funksiyasi hosil bo‘ladi, 5.5,c-rasm.

Ehtimol, agar signal $s_2(t)$ ni oldinga surish, siljitish o‘rniga $s_1(t)$ signalga kechiktirish berilsa, $B_{s_1s_2}$ o‘zgarmaydi.

Shuning uchun (5.8) ifodani quyidagi tarzda umumlashtirish mumkin:

$$B_{s_1s_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2^*(t+\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} s_2(t)s_1^*(t-\tau)dt = B_{s_2s_1}(-\tau) \quad (5.9)$$

Mos ravishda:

$$B_{s_2s_1}(\tau) = B_{s_1s_2}(-\tau) \quad (5.10)$$

Ammo, (5.4) va (5.10) ifodalarni farqlash talab etiladi.

$B_s(\tau)$ dan farqli ravishda o‘zaro korrelyatsion funksiya τ ga nisbatan juft bo‘lishi shart emas.

Bundan tashqari, o‘zaro korrelyatsion funksiya $\tau=0$ da maksimumga erishishi shart emas. $B_{s_1s_2}(\tau)$ funksiyasining bu ikki xususiyati 5.5-rasmda namoyish etilgan.

5.2. Korrelyatsion funksiya va signal spektral xarakteristikasi orasidagi nisbat

Furye o‘zgartirishiga asosan signalning har bir $s(t) = s_1(t) + s_2(t) + \dots$ tashkil etuvchisiga $S(\omega) = S_1(\omega) + S_2(\omega) + \dots$ zichlikka ega spektr mos keladi.

U holda quyidagini olamiz:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t+\tau)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)S^*(\omega)e^{-i\omega\tau}d\omega = B_s(\tau)$$

$S(\omega)S^*(\omega) = S^2(\omega)$ ekanligini hisobga olib, berilgan nisbatga kelamiz:

$$B_s(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega)e^{-i\omega\tau}d\omega \quad (5.11)$$

Shuningdek, Furye o‘zgartirishining ma’lum xususiyatlariga asosan quyidagini yozish mumkin:

$$S^2(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B_s(\tau)e^{-i\omega\tau}d\omega \quad (5.12)$$

Shunday qilib, $B_s(\tau)$ korrelyatsion funksiyaning (5.10) Furye to‘g‘ri o‘zgartirishi energiyaning spektral zichligini ifodalaydi, (5.11) o‘zgartirish esa $B_s(\tau)$ korrelyatsion funksiyani beradi

(5.11) va (5.12) ifodalar shuningdek $B_s(\tau)$ korrelyatsion funksiya signal spektrining faza-chastota xarakteristikasiga bog‘liq emasligini ko‘rsatib turibdi.

6. Modulatsiyalangan tebranishlar

6.1. Umumiy aniqlashtirishlar

Uzatiladigan ma’lumot u yoki bu usul bilan tashuvchi deb nom olgan yuqori chastotali tebranishga joylashtirilishi kerak.

Bu tebranishning chastotasi ω_0 ma’lumot uzatilishi kerak bo‘lgan masofadan kelib chiqqan holda, radioto‘lqin tarqalish sharoitidan va bir qator texnik va iqtisodiy faktorlarga qarab tanlanadi. Ammo, har qanday holatda chastota ω_0 uzatilayotgan xabar spektrining eng yuqori chastotasi Ω_m ga nisbatan yuqori bo‘lishi kerak.

Bu holat shu bilan tushuntiriladi: radiotexnik zanjirlar orqali xabarlarni o‘zgarishsiz uzatish uchun, hamda radioto‘lqinlarni tarqalishida yuzaga keladigan buzilishlarni yo‘qotish uchun, xabar spektrining kengligi Ω_m tashuvchi chastota ω_0 ga nisbatan kichik bo‘lishi kerak; Ω_m/ω_0 nisbat qancha kichik bo‘lsa, sistema xarakteristikalarining xatolari shunchalik kam namoyon bo‘ladi.

Shuning uchun ma’lumotni talab qilingan uzatish tezligi qancha yuqori bo‘lsa, xabar spektri Ω_m shunchalik keng, radiosignal tashuvchi chastotasi esa shunchalik yuqori bo‘lishi kerak.

Qoida bo‘yicha, $\Omega_m/\omega_0 \ll 1$ tengsizligi bajariladi.

Shu sababli har qanday radiosignalni “torpolosali” jarayon deb ta’kid qilish mumkin, xatto, “kengpolosali” xabarni uzatishda ham.

Quyidagi misollarni keltiramiz: so‘z yoki muzikani uzatishda xabar spektri odatda $F_{min}=30-50$ Gs dan to $F_{max}=3000-10000$ Gs gacha polosalar bilan chegaralanadi.

Xatto eshittirishlar diapazonini eng uzun to‘lqinida $\lambda=2000$ m, tashuvchi chastota $f_0=150$ kGs da munosabat $f_{max}/f_0=10^4/1,5*10^5 \approx 0,06$ ga teng.

Xuddi shu xabarlarni qisqa to‘lqinlarda, 15–20 MGs chastotalarda uzatilganida bu munosabat 0,01% chalik oshirilmaydi.

Harakatdagi tasvirlarni (televideniya) uzatishda xabar chastota polosasi juda ham keng va 5–6 MGs ga yetadi, ammo tashuvchi chastotani ham 50–60 MGs dan kam tanlab olinmaydi, shunday ekan F_{max}/f_0 munosabat 10% dan oshmaydi.

Eng umumiy holda oʻzida maʼlumot olib ketayotgan radiosignalni quyidagicha koʻrsatish mumkin:

$$a(t)=A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]=A(t) \cos \varphi(t) \quad (6.1)$$

bu yerda amplituda A yoki θ uzatilayotgan xabar qonuni bilan oʻzgaradi.

Agar A va θ – oʻzgarmas kattaliklar boʻlsa, u holda (6.1) ifoda oʻzida birorta maʼlumoti yoʻq, oddiy garmonik tebranishni ifodalaydi. Agar A va θ (shular qatori φ ham) xabarni uzatish maqsadida majburiy oʻzgarishga tortilsa, u holda tebranish modullashtirilgan hisoblanadi.

Ikki parametrdan qaysi biri oʻzgarishiga qarab – amplituda A yoki burchak θ , Modulyatsiyaning asosiy ikki turini farqlashadi:

- amplituda boʻyicha;
- burchak boʻyicha.

Burchak Modulyatsiyasi oʻz oʻrnida ikki turga boʻlinadi:
chastota boʻyicha Modulyatsiya (ChM);
faza boʻyicha Modulyatsiya (FM).

Bu ikki tur Modulyatsiya bir–biri bilan mahkam bogʻlanganlar, va ular orasidagi farq birgina shu modullashtiruvchi funksiyada, burchak φ ni vaqt boʻyicha oʻzgarish xarakterida koʻrinadi.

Modullashtirilgan tebranishning strukturasi ham uzatilayotgan xabar spektriga ham Modulyatsiya turiga bogʻliq boʻlgan spektrga ega.

Bu vaziyat, yaʼni modullashtiruvchi xabar spektr kengligi tashuvchi chastota ω_0 ga nisbatan kichikligi, $A(t)$ va $\theta(t)$ ni vaqtning sekin oʻzgaruvchi funksiyalari deb hisoblashga imkon beradi.

Bu esa, tashuvchi tebranishning bir davrida $A(t)$ yoki $\theta(t)$ larning nisbiy oʻzgarishlari birga nisbatan ancha kichikligini bildiradi.

Boshlanishida amplitudaning oʻzgarish masalasini koʻramiz. Amplitudani dA/dt oʻzgarish tezligida, amplitudani bir davr T_0 ichida oʻsib borishini taxminan $(dA/dt) T_0$ ga tenglashtirish mumkin. Demak, bir davrda nisbiy oʻzgarish quyidagiga teng:

$$\left| \frac{dA}{dt} \right| \frac{T_0}{A} = \left| \frac{dA}{dt} \right| \frac{1}{A} \frac{2\pi}{\omega_0}$$

Funksiya $A(t)$ ning sekinlik sharti bajarilishi uchun, albatta quyidagi tengsizlik bajarilishi shart:

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \left| \frac{dA}{dt} \right| \frac{1}{A} \ll 1 \quad \text{yoki} \quad \left| \frac{dA}{dt} \right| \frac{1}{A} \ll \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (6.2)$$

Xuddi shunga analog ravishda θ funksiyaning ham sekinlik shartini keltirib chiqarish mumkin.

Tebranishning oniy chastotasi fazaning o'zgarish tezligiga teng ekan, u holda (6.1) ifodaning argumentini differensiallab, quyidagini topamiz:

$$\omega(t) = \frac{dy(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\Theta}{dt}$$

$d\theta/dt$ hosila chastota $\omega_0(t)$ ning chastota ω_0 ga nisbatan farqining o'zgarishini aniqlaydi. Bu farq juda tez yoki sekin bo'lishi mumkin. Tebranish $a(t)$ ni garmonik tebranishga yaqin deb hisoblash uchun, vaqtning ko'rilayotgan har qanday momentida, ω_0 chastotani T vaqt ichida o'zgarishi chastota $\omega(t)$ ga nisbatan juda kam bo'lishi kerak.

Shunday qilib, funksiya $\theta(t)$ ni sekinlik shartini quyidagi tengsizlik ko'rinishida yozish mumkin:

$$\frac{\left| \frac{d}{dt} \left(\frac{d\Theta}{dt} \right) \right| T}{\omega(t)} \ll 1 \quad \text{yoki} \quad \left| \frac{d^2\Theta}{dt^2} \right| \ll \frac{\omega(t)}{T}$$

Odatda $\omega(t)$ chastota ω_0 dan juda kam farq qiladi, shuning uchun quyidagini qabul qilish mumkin:

$$T \approx 2\pi/\omega_0$$

va quyidagi shartga asoslanmoq kerak:

$$\left| \frac{d^2 \Theta}{dt^2} \right| \ll \frac{1}{2\pi} \omega_0^2 \quad (6.3)$$

Radiotexnikada ishlatiladigan juda ko'p signallarga (6.2) va (6.3) tengsizligi odatda bajariladi.

Bu shuni bildiradiki, Modulyatsiyaning har qanday turida radiosignal parametrlari: amplituda, faza yoki chastota shunchalik sekin o'zgaradiki, bir davr T_0 oralig'ida tebranishni garmonik deb qarash mumkin.

6.2. Amplituda bo'yicha Modulyatsiyalangan (AM) radiosignallar. AM-tebranish spektri. AM-tebranishning vektor tasavvuri va uning spektral zichligi

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

$$U_t(t) = U_\omega \cos \omega_0 t. \quad (6.4)$$

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

$$U_m(t) = U_\Omega \cos \Omega t. \quad (6.5)$$

Odatda $\omega_0 \gg \Omega$ tanlanadi. (6.4) tashuvchining amplitudasi U_ω Modulyatsiyalovchi U_Ω signal amplitudasiga mos ravishda o'zgaradi:

$$U_{AM}(t) = [U_\omega + k U_\Omega \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t, \quad (6.6)$$

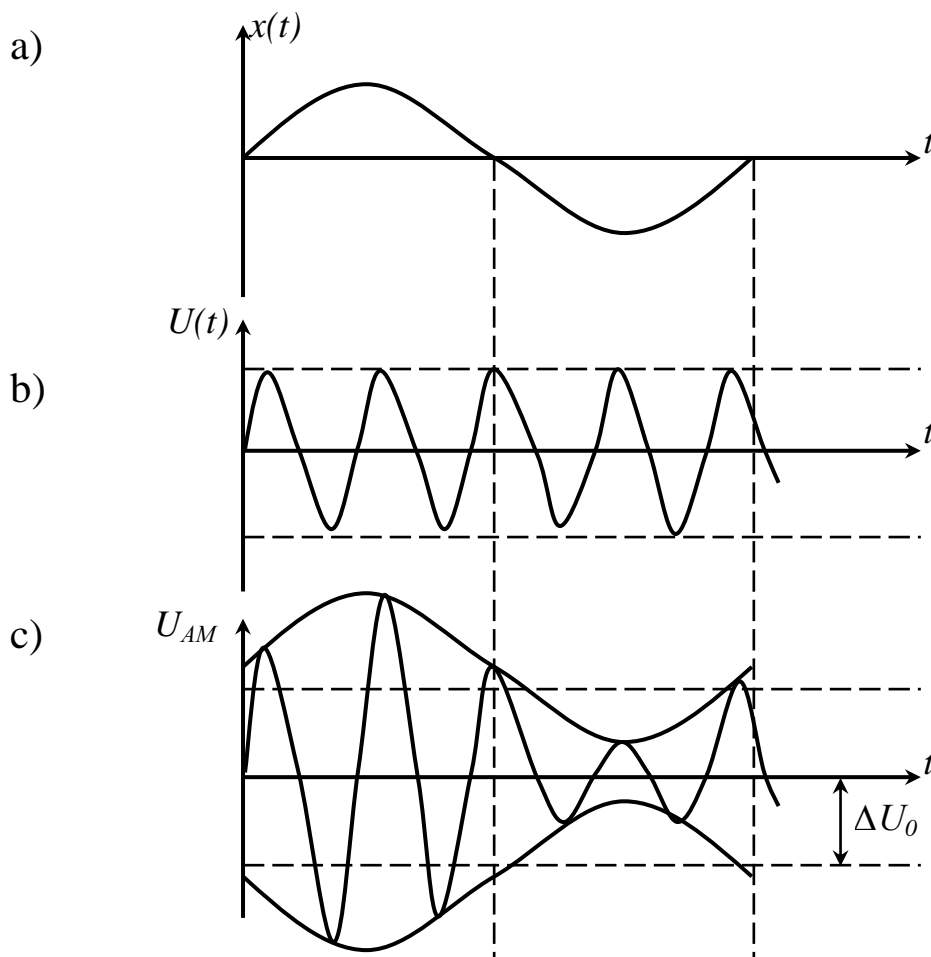
bu yerda, k – proporsionallik koeffitsiyenti bo'lib, Modulyatsiyalovchi signal amplitudasi o'zgarishini tashuvchi U_ω amplitudasi o'zgarishi ΔU_ω bilan bog'laydi, ya'ni $\Delta U_\omega = k U_m$.

(6.6) ifodani quyidagi shaklga keltiramiz (6.1,c-rasm):

$$U_{AM}(t) = U_\omega \left[1 + \frac{\Delta U_\omega}{U_\omega} \cos \Omega t \right] \cos \omega_0 t, \quad (6.7)$$

bu yerda $\Delta U_{\omega}/U_{\omega} = m$ deb belgilasak, (6.7) ifodani quyidagicha o'zgartiramiz:

$$U_{AM}(t) = U_{\omega}[1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (6.8)$$



6.1-rasm. Amplitudasi modulatsiyalangan signalni hosil qilish.

(6.8) bir ton Ω bilan Modulyatsiyalangan amplitudasi Modulyatsiyalangan signalning analitik (matematik) ifodasi hisoblanadi.

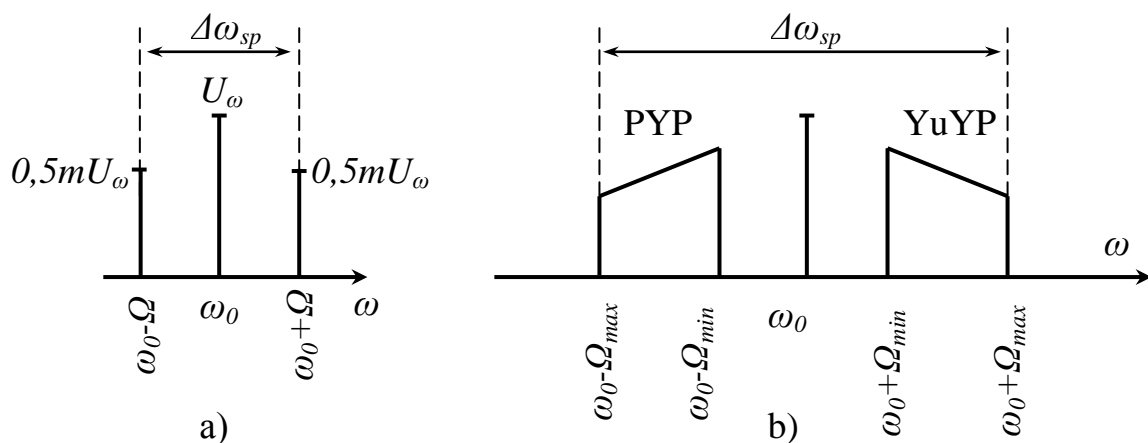
(6.8) ifodada m – Modulyatsiya koeffitsiyenti, odatda u modulyatsiya chuqurligi deb ataladi. Uning qiymati Modulyatsiyalovchi signal shakli qabul qilish qurilmasi chiqishida buzilmasdan aks ettirilishi uchun $0 \div 1$ oralig'ida o'zgarishi kerak, ya'ni $m = 0 \div 1$. Texnik foydalanishda u foizlarda baholanadi, ya'ni $m = 0 \div 1 \cdot 100\%$. Agar $m > 1$

bo'lsa, bunday Modulyatsiya ortiqcha Modulyatsiyaga olib keladi va yuqoridagi holatga olib keladi.

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

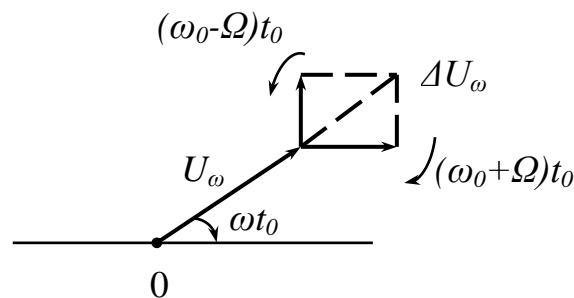
$$U_{AM}(t) = U_{\omega} \cos \omega_0 t + 0,5mU_{\omega} \cos(\omega_0 + \Omega)t + 0,5mU_{\omega} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (6.9)$$

Bir ton Ω bilan Modulyatsiyalangan AM signal uchta tashkil etuvchidan iborat: tashuvchi chastota – ω_0 ; $(\omega_0 + \Omega)$ va $(\omega_0 - \Omega)$ chastotalar (6.2,a-rasm). Bir ton Ω bilan Modulyatsiyalangan AM signal spektri kengligi $\Delta\omega_{sk} = 2\Omega_{max}$ (6.2,b-rasm).



6.2-rasm. Amplitudasi modulatsiyalangan signal spektri.

AM signal vektor diagrammasi 6.3-rasmda keltirilgan.



6.3-rasm. AM signal vektor diagrammasi.

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

$$U_m(t) = \sum_{k=1}^n U_k \cos k\omega t \quad (6.10)$$

bo'ladi va natijaviy Modulyatsiya koeffitsiyenti:

$$U_m(t) = \sum_{k=1}^n m_k, \quad (6.11)$$

bu yerda m_k – Modulyatsiyalovchi signal k –spektr tashkil etuvchisi ta'sirida Modulyatsiya koeffitsiyentining o'zgarishi. Avval eslatib o'tganimizdek, natijaviy Modulyatsiya chuqurligi $M < 1$ bo'lishi kerak. (6.10) Modulyatsiyalangan AM signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$U_m(t) = U_m \left[1 + M \sum_{k=1}^n \cos \Omega_k t \right] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (6.12)$$

Murakkab sig'im bilan Modulyatsiyalangan AM signal spektri 6.2,b-rasmda keltirilgan. U tashuvchidan va yuqori yon polosa (YuYP) va past yon polosa (PYP) spektrlaridan iborat bo'lib, spektr kengligi $\Delta\omega_{sk} = 2\Omega_{max}$ ga teng.

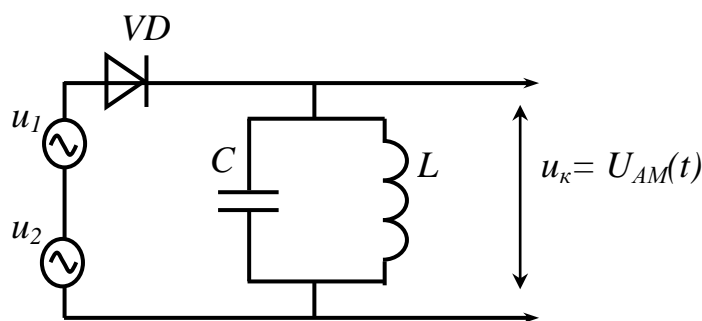
6.3. AM signallarni olish usullari

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

Bir taktli diodli AM modulator. Bir taktli diodli AM modulator sxemasi 6.4-rasmda keltirilgan.

Diod VAX sini ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiya qilamiz, ya'ni

$$i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2, \quad (6.13)$$



6.4-rasm. Bir taktli diodli AM modulator.

unga tashuvchi $U_1(t)=U_\omega \cos \omega_0 t$ va Modulyatsiyalovchi $U_2(t)=U_\Omega \cos \Omega t$ signallar yig'indisi $U=U_1+U_2$ ta'sir qiladi. Dioddan o'tayotgan tokni aniqlaymiz

$$i=a_0+a_1 U_\omega \cos \omega_0 t+a_1 U_\Omega \cos \Omega t+0,5 a_2 U_\omega^2+0,5 a_2 U_\Omega^2+2 a_2 U_\omega U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_0 t. \quad (6.14)$$

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

$$U_k=U_{AM}(t)=R_{oe}(a_1 U_\omega \cos \omega_0 t+2 a_2 U_\omega U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_0 t) \quad (6.15)$$

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

$$U_{AM}(t)=a_1 U_\omega R_{oe}(1+2 a_2/a_1 U_m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \quad (6.16)$$

$$(6.16) \text{ ifodada} \quad 2 a_2/a_1 U_m=m, \quad (6.17)$$

deb belgilanib, quyidagini hosil qilamiz:

$$U_{AM}(t)=a_1 U_\omega R_{oe}(1+m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \quad (6.18)$$

(6.17) ifoda (6.18) ifoda bilan $a_1 R_{oe}$ doimiy o'zgarmas kattalikka farq qiladi.

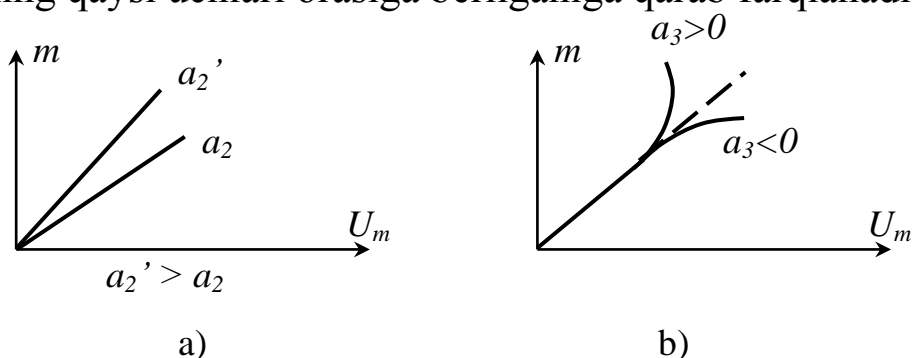
(6.17) ifodadan ko‘rinib turibdiki, Modulyatsiya koeffitsiyenti m Modulyatsiyalovchi signal amplitudasi U_m ga to‘g‘ri proporsional, ya’ni Modulyatsiya jarayoni buzilishlarsiz o‘tadi. $U_m = const$ uchun m ning qiymati a_2 koeffitsiyentga bog‘liq, u qancha katta bo‘lsa, ya’ni egrilish qancha katta bo‘lsa m shuncha katta bo‘ladi. Bu bog‘lanishlar grafiqi 6.5-rasmda keltirilgan.

Agar $U = U_1 + U_2$ NE VAX sining ikkinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalangan qismidan tashqariga chiqsa, u holda VAX ni uchinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalanadi, natijada yana qo‘shimcha spektral tashkil etuvchilar paydo bo‘ladi. Ulardan ($\omega_0 \pm \Omega$) chastotali spektr tashkil etuvchilar parallel kontur-yuklama o‘tkazish polosasiga tushishi mumkin (agar $\Omega_m \leq \Omega_{max}$ bo‘lsa), natijada buzilish paydo bo‘ladi, tashuvchi bir vaqtda Ω_m va $2\Omega_m$ bilan Modulyatsiyalangan bo‘ladi. Modulyatsiya koeffitsiyenti bu holda quyidagicha aniqlanadi:

$$m = 2 \frac{a_2}{a_1} U_m + 0,75 \frac{a_3}{a_1} U_m^2. \quad (6.19)$$

(6.18) ifoda grafiklari 6.5,b-rasmda keltirilgan.

Tranzistorli amplituda modulyatori. AM signallarni olishda tranzistorli modulatorlar Modulyatsiyalovchi signal aktiv elementlarning qaysi uchlari orasiga berilganiga qarab farqlanadi.



6.5-rasm. Koeffitsientlarning bog‘liqlik grafiklari.

1. Tashuvchi signal U_ω va Modulyatsiyalovchi signal - U_m bipolyar tranzistorning baza-emitter oralig‘iga berilgan bo‘lsa, baza Modulyatsiyasi deb ataladi.

2. Tashuvchi signal U_ω baza-emitter oralg'iga va Modulyatsiyalovchi signal U_m kollektor-emitter oralg'iga berilgan bo'lsa, kollektor Modulyatsiyasi deb ataladi.
3. Tashuvchi signal U_ω baza-emitter oralg'iga, Modulyatsiyalovchi signal bir vaqtning o'zida baza-emitter va kollektor-emitter oralg'iga berilsa, bunday modulator murakkab Modulyatsiya turi hisoblanadi.

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

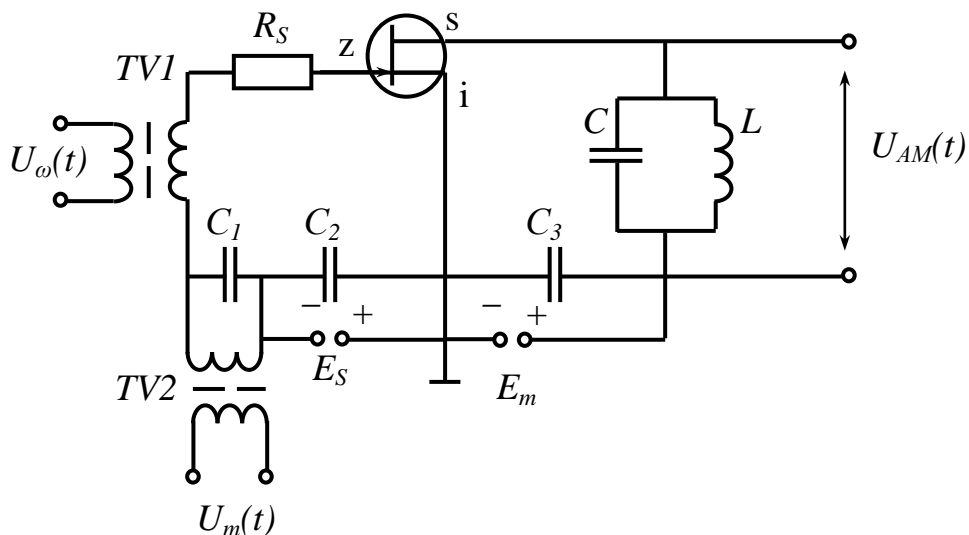
Misol tariqasida maydon tranzistoridan foydalanib AM signal olish jarayoni bilan tanishamiz. Maydon tranzistorli modulatorning nisbatan soddalashtirilgan elektr sxemasi 6.6-rasmda keltirilgan.

Tranzistor xarakteristikasini siniq chiziq bilan approksimatsiyalaymiz. Ish nuqta E_s – siljish kuchlanishi orqali A nuqtada o'rnatilgan. t_1 noldan boshlab $U_m(t)$ kuchlanish E_s bilan birga

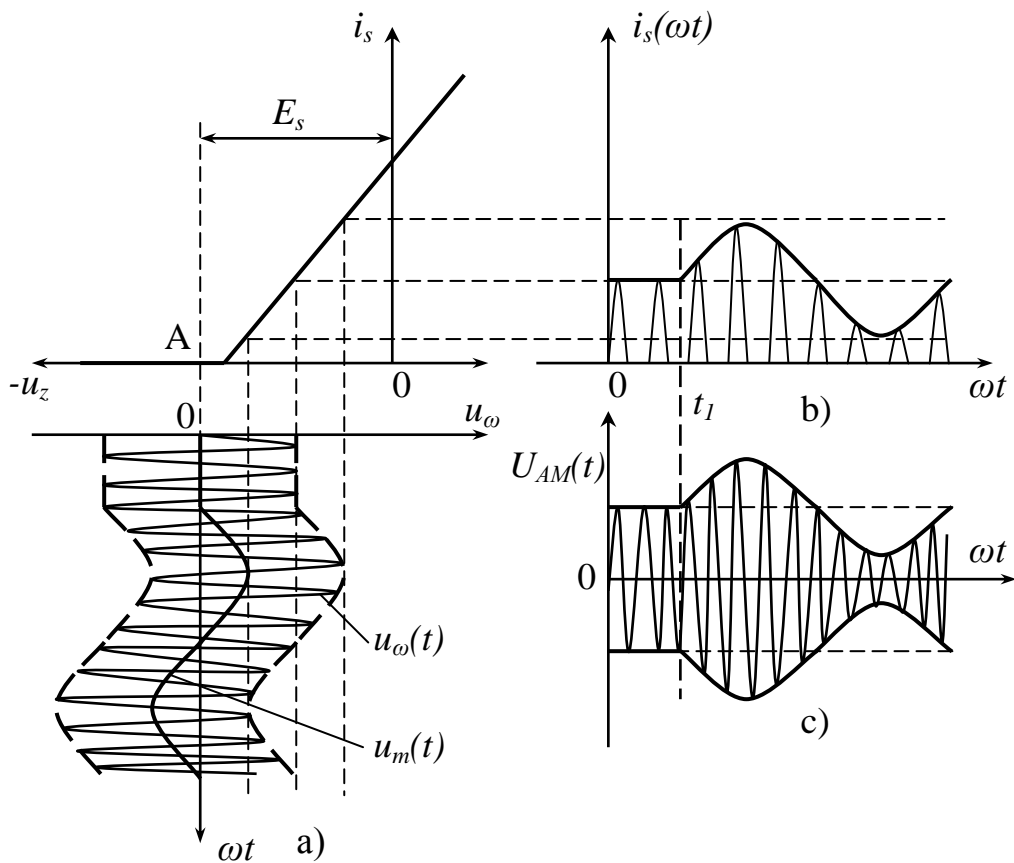
$$E_s^1(t) = E_s + U_m \cos nt \quad (6.20)$$

sekin o'zgaruvchi sifatida zatvor-istok oralg'iga berilib, tashuvchi $U_\omega(t)$ ni siljib turuvchi ish nuqtasi A ning VAX bo'yicha turli joylariga berilishini ta'minlaydi. Shuning uchun bunday turdagi Modulyatsiya – siljish Modulyatsiyasi deb ataladi. $U_\omega(t)$ VAX ning turli nuqtalariga berilishi natijasida stok toki impulslarining balandligi I_{max} o'zgaradi. Bu tok bir qator spektral tashkil etuvchilarga ega bo'ladi, shu jumladan ω_0 , $\omega_0 + \Omega_m$ va $\omega_0 - \Omega_m$ chastotali tashkil etuvchilarga. Tokning bu tashkil etuvchilari yuklama-parallel konturda kuchlanish hosil qiladi, bu kuchlanish amplitudasining o'zgarishi Modulyatsiyalovchi $U_m(t)$ kuchlanish o'zgarishiga mos keladi (6.7, c-rasm).

Modulatorlarning ish rejimi va Modulyatsiyalash sifati uning statik modulyatsion xarakteristikasi orqali baholanadi. Ko'rilgan siljish orqali Modulyatsiya modulatorining statik Modulyatsiyalash xarakteristikasi deb, stok toki birinchi garmonikasi I_{c1} ning siljish



6.6-rasm. Maydon tranzistorli AM modulator.

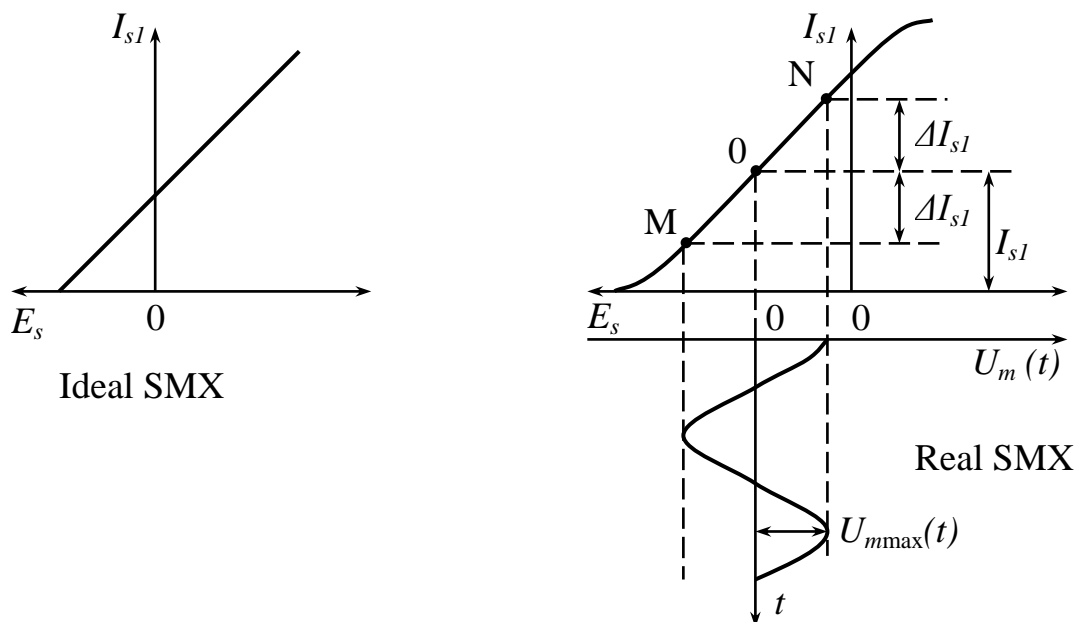


6.7-rasm. Maydon tranzistorli modulatorning VA xarakteristikasi.

kuchlanishi E_s ga bog'liqlik o'zgarishiga aytiladi. Bu xarakteristikani o'lchashda va hisoblab chiqishda $U_m = const$, $E_{em} = const$ bo'lishi kerak. 6.8-rasmda siljish modulatori modultatsion

xarakteristikasi keltirilgan. Bu xarakteristikadan quyidagilarni aniqlash mumkin:

1. Modulatsion xarakteristikaning chiziqli qismi MN ni, bu oraliqda $I_{cl}(T_c)$ deyarli chiziqli bog‘lanishda bo‘ladi;
2. Statik modulatsion xarakteristika (SMX) ning MN qismi o‘rtasidan absissa o‘qiga perpendikulyar (tik) tushirib, ish nuqtasi SMX ning o‘rtasida bo‘lishini ta‘minlovchi siljish kuchlanishi E_s qiymatini aniqlaymiz;
3. M va N nuqtalaridan tik chiziq tushiramiz, ular absissa o‘qi bilan kesishgan nuqta va E_s kattalik orasidagi kuchlanish farqini aniqlaymiz. U modulatorga berish mumkin bo‘lgan Modulyatsiyalovchi signal amplitudasiga teng bo‘ladi;
4. SMX ning MN qismidan foydalanilganda erishishligi mumkin bo‘lgan Modulyatsiya maksimal koeffitsiyenti m_{max} aniqlanadi, $m_{max} = \frac{\Delta I_{s1}}{I_{s1}}$;
5. SMX dan 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib, Modulyatsiyada yo‘l qo‘yilgan nochiziqli buzilish koeffitsiyentini hisoblash mumkin.



6.8-rasm. Ideal va real SMX.

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

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

6.4. Chastotasi va fazasi Modulyatsiyalangan signallar

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

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{va} \quad \Psi(t) = \int_0^t \omega(t)dt + \varphi_0 \quad (6.21)$$

Shuning uchun ular chastotasi va fazasi Modulyatsiyalangan signallar deb ataladi. Quyida shu ikki tur Modulyatsiyani batafsil ko'rib chiqamiz.

Faza Modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$U_{\omega}(t) = U_{\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (6.22)$$

ning fazasi Modulyatsiyalovchi $U_m(t)$ qonuni bo'yicha o'zgaradi, ya'ni,

$$\varphi(t) = \varphi_0 + aU_m(t) \quad (6.23)$$

bu yerda a - proporsionallik koeffitsiyenti. Burchak Modulyatsiyasida tashuvchining amplitudasi o'zgarmaydi, ya'ni, $U_{\omega} = \text{const}$, shuning uchun FM tebranishni quyidagicha ifodalash mumkin

$$U_{FM}(t) = U_{\omega} \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + aU_m(t)] \quad (6.24)$$

Agar Modulyatsiya past chastotali garmonik signal

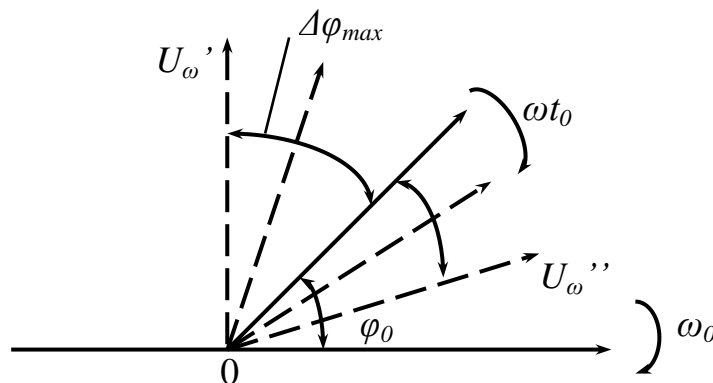
$$U_m(t) = U_m \sin \Omega t \quad (6.25)$$

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

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + a U_m \sin \Omega t \quad (6.26)$$

(6.26) ifodada birinchi va ikkinchi tashkil etuvchisi Modulyatsiyalangan signal fazasiga teng, uchinchi fazaning Modulyatsiya natijasida o'zgarishi 6.9-rasmda FM signal vektor diagrammasi yordamida tushuntirilgan.

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



6.9-rasm. FM signal vektor diagrammasi.

Modulyatsiyalangan tebranish fazasining Modulyatsiyalanmagan tebranish fazasidan bir tomonga maksimal siljishi faza Modulyatsiyasi indeksi deb ataladi. Modulyatsiya indeksi Modulyatsiyalovchi signal amplitudasiga bog'liq bo'lib, uning o'zgarish chastotasiga bog'liq emas. $\Delta\varphi_{max} = M_{FM} = a U_m$ ni e'tiborga olib (6.22) ifodani quyidagi ko'rinishga keltiramiz:

$$U_{FM}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + m \sin \Omega t] \quad (6.27)$$

FM signalning oniy chastotasi quyidagicha o'zgaradi:

$$\omega(t) = \omega_0 t + m\Omega \cos \Omega t \quad (6.28)$$

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

$$\Delta\omega = m\Omega \cos \Omega t \quad (6.29)$$

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

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

$$\Delta\omega_d = m_{chm}\Omega \quad \text{yoki} \quad \Delta f_d = M_{chm}F \quad (6.30)$$

Chastota Modulyatsiyasini amalga oshirilganda tashuvchining chastotasi oniy qiymati Modulyatsiyalovchi signal $U_m(t)$ ga mos ravishda o'zgaradi, ya'ni,

$$\omega(t) = \omega_0 + aU_m(t) \quad (6.31)$$

bu yerda a – proporsionallik koeffitsiyenti. ChM signalning oniy fazasi:

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + a \int_0^t U_m(t) dt \quad (6.32)$$

ChM signalning analitik ifodasi quyidagicha bo'ladi:

$$U_{chM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + a \int_0^t U_m(t) dt \right] \quad (6.33)$$

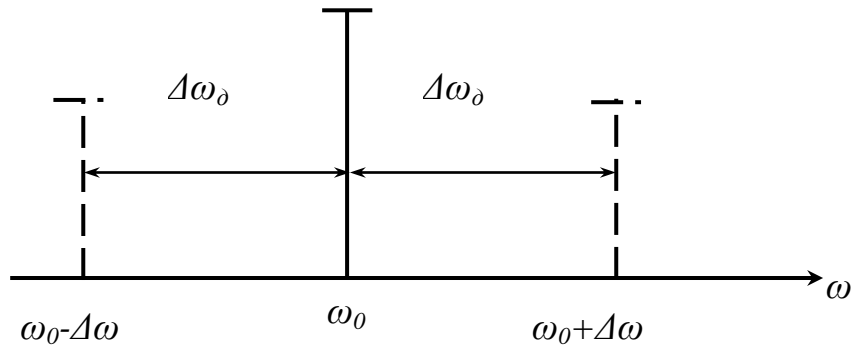
Agar $U_m(t) = U_m \cos \Omega t$ bo'lsa, u holda

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_d \cos \Omega t \quad (6.34)$$

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

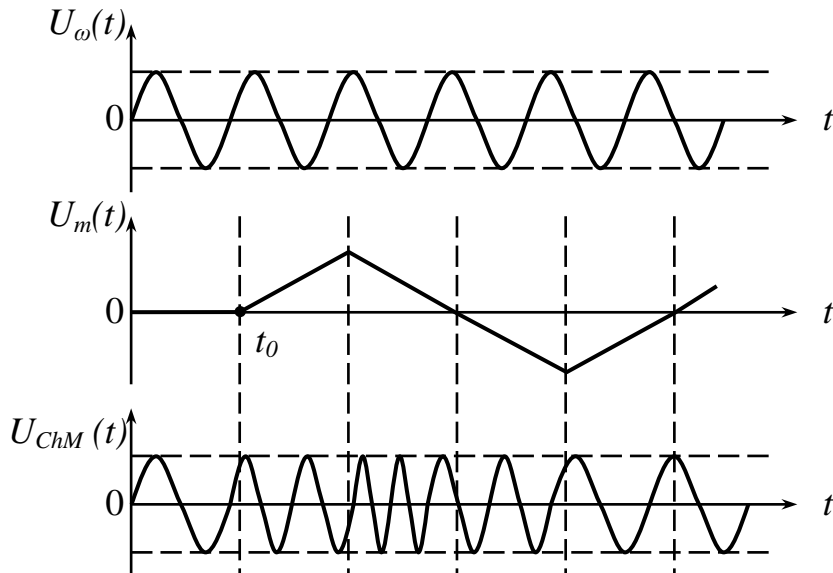
(6.34) ni e'tiborga olib (6.33) ni quyidagi shaklga keltiramiz:

$$U_{ChM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega_D}{\Omega} \sin \Omega t \right] \quad (6.35)$$



6.10-rasm. Chastota deviatsiyasi.

(6.35) – ChM signalni bir ton Ω bilan Modulyatsiyalanganidagi analitik ifodasi. Bunda $\frac{\Delta\omega_D}{\Omega} \sin \Omega t$ ChM Modulyatsiya natijasida uning fazasi o'zgarishini ifodalaydi. Bu ChM signalning $m = \frac{\Delta\omega_D}{\Omega}$ indeksi FM signal deb hisoblash mumkinligini bildiradi.



6.11-rasm. Chastotasi modulatsiyalangan signalni olish.

FM va ChM signallar bir qator umumiy xususiyatlarga ega:

- ular bir xil amplitudali va chastotali $U_m(t)$ bilan Modulyatsiyalangan vaqtda bir-biridan farqlanmaydi;
- har ikki signal ham Modulyatsiya indeksi bilan baholanadi.

FM va ChM signallarning bir-birlaridan farqlari quyidagilar:

- FM signal Modulyatsiya indeksi M_{FM} Modulyatsiya chastotasiga bog'liq emas, chastota deviatsiyasi Modulyatsiya chastotasiga bog'liq;
- ChM signal chastota deviatsiyasi, Modulyatsiyalovchi signal chastotasiga bog'liq emas, Modulyatsiya indeksi Modulyatsiya chastotasiga teskari proposional.

ChM va FM signallarning farqi Modulyatsiyalovchi signal murakkab bo'lgan holda yaqqol seziladi.

ChM va FM signllarning o'rtacha qiymati sezilarli o'zgarmaydi:

$$P_{o'r} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{1}{2} \frac{U^2 \omega}{R} \quad (6.36)$$

bu yerda $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

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

ChM signal spektrining kengligi:

$$\Delta\omega_{sp.ChM} = 2(M_{ChM} + 1)\Omega. \quad (6.37)$$

FM signal spektrining kengligi:

$$\Delta\omega_{sp.FM} = 2(M_{FM} + 1)\Omega \quad (6.38)$$

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

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

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

6.5. Chastotasi Modulyatsiyalangan signallarni olish

Chastota Modulyatsiya natijasida yuqori chastotali tashuvchi

$$U_T(t) = U_{\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (6.39)$$

ning oniy chastotasi o'zgarishi kerak, bu o'zgarish $\Delta\omega_D$ Modulyatsiyalovchi signal

$$U_m(t) = U_m \cos\Omega t \quad (6.40)$$

amplitudasiga proporsional bo'lishi kerak, ya'ni,

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + k_{ChM} U_m(t) \quad (6.41)$$

Chastota modulatori 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 chismida tanishamiz. Hozircha generatorda uning tebranish chastotasini aniqlovchi rezonans LC parallel konturi bor deb hisoblaymiz. LC – kontur rezonans chastotasi ω_0 quyidagiga teng:

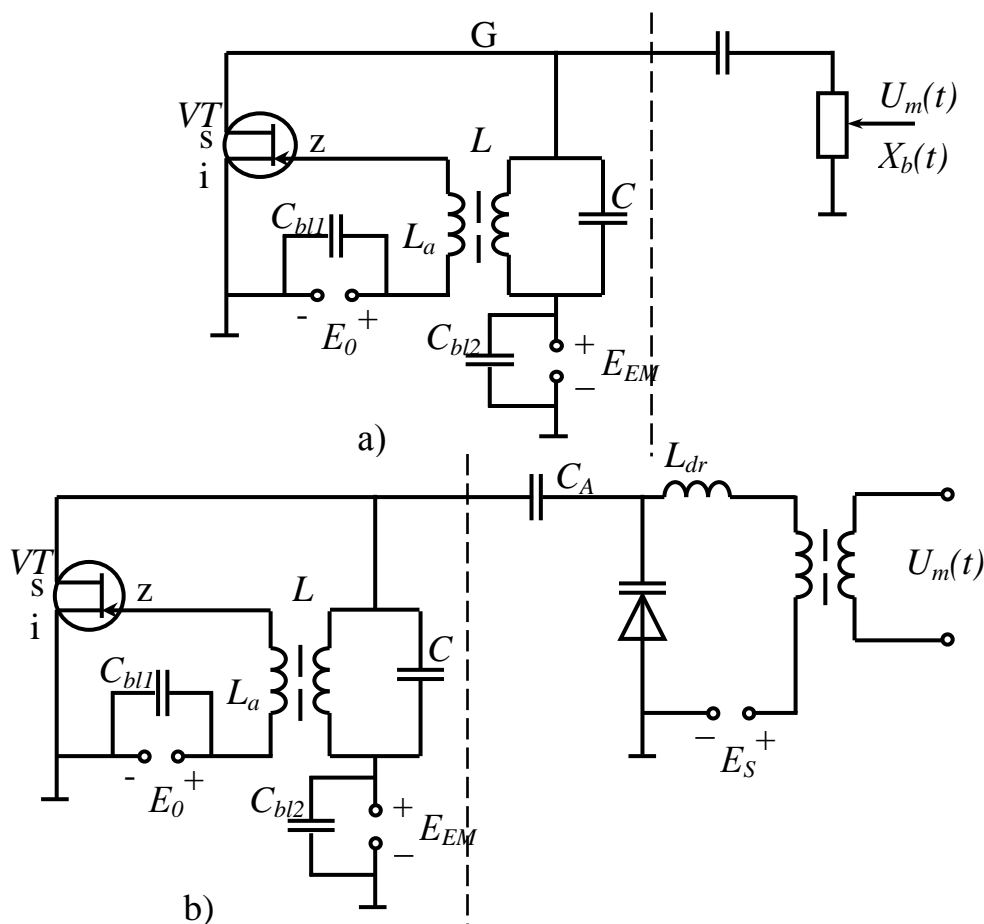
$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (6.42)$$

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.

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

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

6.12-rasmda punktir chiziqdan chap tomoni ω_0 chastotali tebranishlar generatori bo'lib, unga varikap VD ajratuvchi kondensator C_A orqali ulangan.

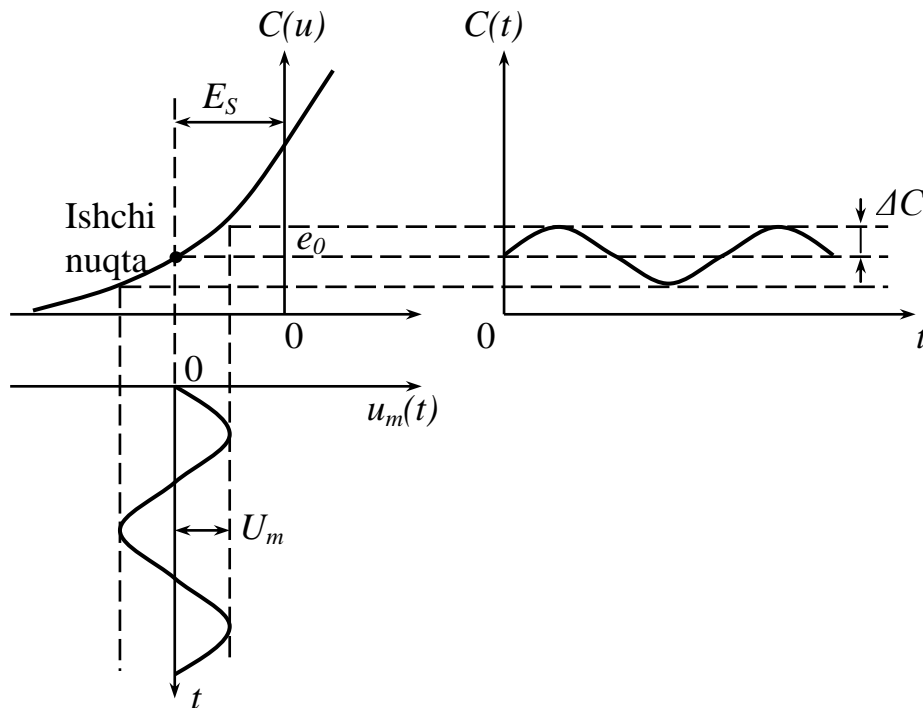


6.12-rasm. Chastota modulatorining soddalashtirilgan sxemalari.

Varikapning ekvivalent qarshiligi har bir onda, uning doimiy qismi C_0 va o'zgaruvchan qismi $\Delta C(t)$ dan iborat, ya'ni

$$C_d(t) = C_0 + \Delta C(t) \quad (6.43)$$

Varikapning volt-farada xarakteristikasi (6.13-rasm) da ish nuqtasi unga beriladigan siljish kuchlanishi – E_S orqali o'rnatiladi. Modulyatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ transformator TV va drossel L_{dr} orqali siljish kuchlanishi – E_S bilan birga varikapga beriladi. Bu kuchlanishlar ta'sirida varikap sig'imi boshqariladi.



6.13-rasm. Varikapning volt-farada xarakteristikasi.

C_A – kichik sig'imli kondensator ω chastotali yuqori chastota tebranishlar uchun qarshilik ko'rsatmaydi, natijada varikap va LC kontur bir-biriga parallel ulanadi. Ikkinchi tomondan C_A kondensatori Modulyatsiyalovchi $U_m(t)$ ni parallel konturga o'tkazmaydi. Bundan tashqari C_A siljish kuchlanishi manbasi E_S ni L -induktivlik orqali o'tishiga yo'l qo'ymaydi. Drossel L_{dr} parallel LC -konturni yuqori chastotada transformator TV va E_S - manba ichki qarshiligi bilan shuntlanishini bartaraf qiladi.

Varikapga kichik sathli Modulyatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ta'sirida uning sig'imi $C_d(t)$ Modulyatsiyalovchi kuchlanishga proporsional o'zgaradi (6.13-rasm). Buning natijasida generatsiya chastotasi o'zgaradi, u quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_d(t))}} \quad (6.44)$$

yoki

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + \Delta C(t))}} \quad (6.45)$$

Varikap boshlang'ich sigimi C_0 va parallel kontur kondensatori C sig'imi birgalikda tashuvchi ω_0 chastotasini belgilaydi. Demak, $C'_0 = C + C_0$ deb olsak, tashuvchi chastotasi $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$ bo'ladi va (6.45) quyidagi ko'rinishni oladi:

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C'_0}}} \quad (6.46)$$

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

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \quad (6.47)$$

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

Boshqaruvchi reaktiv element sifatida reaktiv tranzistorlardan ham foydalaniladi.

Chastota modulatorining statik modulatsion xarakteristikasi (SMX) deb, chastota o'zgarishi $\Delta\omega$ ni siljish kuchlanishi E_s ga bog'liqligiga aytiladi, ya'ni $\Delta\omega = \Phi(E_s)$. Bunda $U_m(t) = 0$ va generator

elektr manbalari kuchlanishi o'zgaras deb hisoblanadi. Ushbu SMX orqali modulatorning ish holati va Modulyatsiyalash sifati aniqlanadi.

6.6. Fazasi Modulyatsiyalangan signallarni olish (shakllantirish)

Faza Modulyatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi fazasi Modulyatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ga proporsional o'zgaradi, ya'ni,

$$\varphi(t) = \varphi_0 + kU_m(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t) \quad (6.48)$$

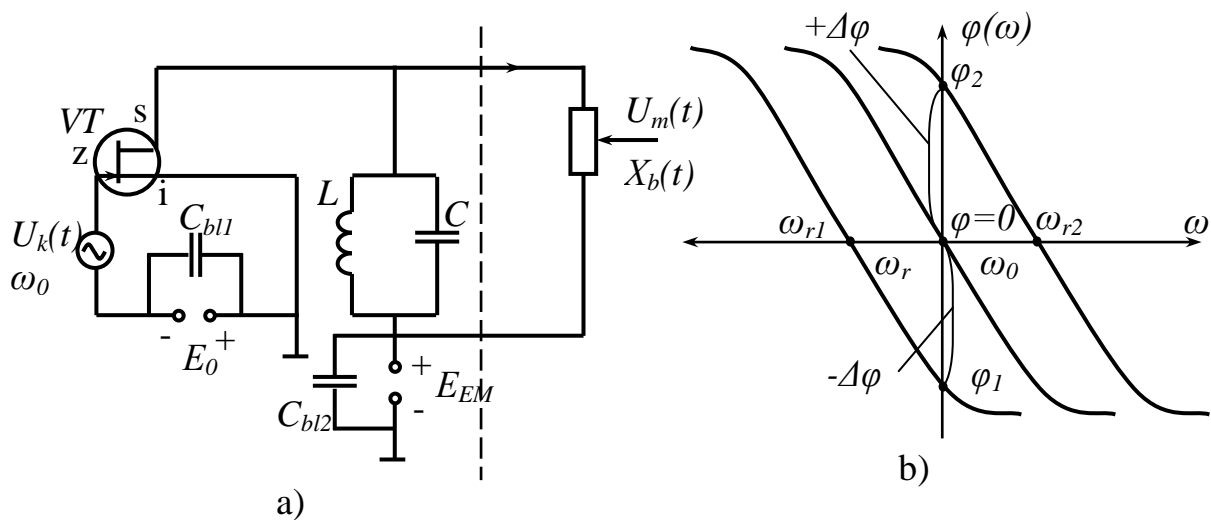
bu yerda k - Modulyatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ni faza o'zgarishi $\Delta\varphi(t)$ bilan bog'lovchi koeffitsiyent. Modulyatsiya natijasida boshlang'ich faza φ_0 , $\Delta\varphi$ ga o'zgaradi.

Faza va chastota modulatorlari bir-biriga bog'liqligiga qaramasdan, ular turlicha shakllantiriladi. Agar ChM da Modulyatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ta'sirida uning chastotasi o'zgarsa, FM da esa uning chastotasi o'zgarasdan fazasi $U_m(t)$ ga proporsional o'zgarishi kerak. Shuning uchun FM modulatorning birinchi qismi generator emas, rezonans kuchaytirgich bo'lishi kerak. Rezonans kuchaytirgichning yuklamasi – parallel LC kontur FM da asosiy o'rinni egallaydi. 6.14,a-rasmda FM soddalashgan sxemasi va 6.14,b-rasmda parallel kontur faza-chastota xarakteristikalari $\varphi(\omega)$ keltirilgan. 6.14,a-rasmda $X_b(t)$ - boshqaruvchi reaktiv element. Reaktiv element sifatida varikapdan foydalanish mumkin. U holda 6.14,a-rasmdagi sxemaning punktir chiziqdan o'ng tomon qismini 6.12,b-rasm o'ng tomoni bilan almashtirish mumkin. $X_b(t)$ -umumiy holda bu parametrik element ekvivalent sig'imi yoki induktivligi Modulyatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ga mos o'zgaradi deb hisoblash mumkin.

FM modulator ishlash jarayonini faza-chastota xarakteristikalari yordamida ko'rib chiqamiz. Agar kontur tashuvchi signal chastotasi ω_0 ga sozlangan bo'lsa, uning qarshiligi aktiv bo'ladi va u orqali o'tayotgan tok birinchi garmonikasi I_1 unda U_k kuchlanish, chiqish kuchlanishi U_{ch} ni keltirib chiqaradi. I_1 tok fazasi U_k kuchlanish fazasiga mos keladi. Shuning uchun $\varphi(\omega)$ xarakteristika ω_0 nuqtadan

o‘tadi (6.14,b-rasm). Agar $U_m(t)$ ta’sirida $X_b(t)$ o‘zgarib LC kontur rezonans chastotasi ω_r kamaysa, bu kontur tashuvchi chastotasi ω_0 ga teng bo‘lmaydi. Natijada $\varphi(\omega)$ xarakteristika chapga suriladi va chastotalar o‘qini ω_{r1} chastotada kesib o‘tadi. Bu tok I_1 fazasi konturdagi kuchlanish U_k fazasidan $\Delta\varphi_1$ ga kech qolishiga olib keladi. Parallel kontur rezonans chastotasi ω_r ko‘paysa, U_k kuchlanish tok I_1 dan $\Delta\varphi_2$ fazaga kech qoladi. Kontur $\varphi(\omega)$ xarakteristikasi o‘ng tomonga suriladi, $\omega_{p2} > \omega_0$ bo‘ladi. Shunday qilib, $U_m(t)$ ta’sirida $X_b(t)$ reaktiv qarshiligi o‘zgaradi, kontur rezonans chastotasi ω_r tashuvchi chastota ω_0 ga nisbatan o‘zgarib turadi, natijada chiqish kuchlanishi U_k fazasi I_1 tok fazasiga nisbatan $\pm\Delta\varphi$ ga o‘zgarib turadi.

Kuchaytirgich chiqishidagi tok birinchi garmonikasi I_1 uning kirishidagi chastotasi ω_0 bo‘lgan kirish kuchlanishi U_k fazasiga mos keladi. Tashuvchi kirish kuchlanishi $U_k(t)$ alohida generatorda shakllantirilib kuchaytirish qurilmasiga beriladi. Chiqish kuchlanishi U_{ch} fazasi kirish signali U_k fazasiga nisbatan Modulyatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ga mos ravishda o‘zgarib boradi.



6.14-rasm. FM modulator sxemasi (a) va uning faza-chastota xarakteristikasi (b).

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

7. Analitik signal. Analitik signalning spektral zichligi va korrelyatsion funksiyasi

7.1. Signallarni kompleks ko‘rinishda tasvirlash

Nazariy tadqiqotlarda qo‘llaniladigan signallarni kompleks tasvirlash usullaridan bittasini ko‘rib chiqaylik.

Bu usulning ijobiy xususiyatlariga shu kiradiki, u kompleks og‘uvchi usuliga xos bo‘lgan noaniqlik darajasiz signal og‘uvchisi tushunchasini kiritishga imkon beradi.

Misol uchun, past chastotali kompleks funksiya quyidagicha ifodalanadi:

$$\tilde{U}_s(t) = A_s(t) + jB_s(t)$$

Bu funksiya past chastotali signalning vektor ko‘rinishi hisoblanadi (7.1-rasm) va tor polosali signalning kompleks og‘uvchisi deyiladi.

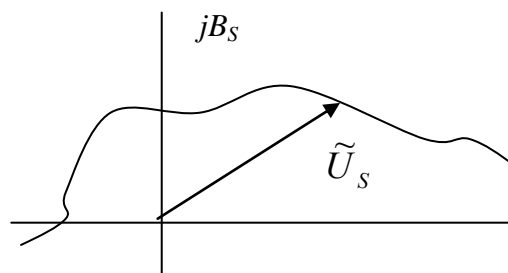
Bu aniqlashtirishni quyidagicha tekshirish mumkin:

$$s(t) = A_s(t) \cos \omega_0 t - B_s(t) \sin \omega_0 t = \operatorname{Re} [\tilde{U}_s(t) e^{j\omega_0 t}], \quad (7.1)$$

Shunday qilib, tor polosali signalning kompleks og‘uvchisi bu – kompleks amplitudaning oddiy garmonik tebranishga nisbatidir.

Lekin kompleks og‘uvchi umumiy holda vaqtga bog‘liq, $\tilde{U}_s(t)$ vektor kompleks tekislikda ma’lum bir harakatlanganida, ham moduli bo‘yicha ham yo‘nalishi bo‘yicha o‘zgarib boradi.

Shu sababli, bu mash‘ulotda kompleks signalni ikki funksiya yig‘indisi sifatida, ya’ni, haqiqiy $a(t)$ funksiya va unga yondoshgan $a_I(t)$ funksiyalarni ko‘rib chiqamiz.



7.1-rasm. Past chastotali kompleks funksiya.

7.2. Analitik signal

Elektrotexnikada garmonik tebranishni (kuchlanish, tok) chiziqli zanjirga ta'sirini tahlil qilishda uni quyidagi shaklda ko'rsatish qabul qilingan:

$$a(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) = A_0 \operatorname{Re}[e^{i(\omega_0 t + \theta_0)}] = \operatorname{Re}[A_0 e^{i\omega_0 t}] \quad (7.2)$$

yoki

$$a(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \theta_0) = A_0 \operatorname{Im}[e^{i(\omega_0 t + \theta_0)}] = \operatorname{Im}[A_0 e^{i\omega_0 t}] \quad (7.3)$$

bu yerda $A_0 = A_0 e^{i\theta_0}$ - kompleks amplituda.

Ko'pincha Re yoki Im simvollarni tushirib qoldiriladi va oddiy yoziladi (haqiqiy yoki mavhum qismini e'tiborga olgan holda):

$$a(t) = A_0 e^{i(\omega_0 t + \theta_0)} = A_0 e^{i\omega_0 t}$$

Bunday tasavvur qilish kompleks o'zgaruvchi funksiyalar nazariyasi usullarining afzalliklarini ishlatishga imkon beradi. Shuningdek tahlil oxirida mavhum qismni tashlash yo'li bilan trigonometrik shaklga qaytish ko'zda tutiladi.

Zamonaviy radiotexnikada tebranishlarni kompleks shaklda tasavvur qilish garmonik bo'lmagan tebranishlarga qo'llaniladi.

Agar fizik signal haqiqiy funksiya $a(t)$ ko'rinishida berilgan bo'lsa, unga mos kompleks signal quyidagi ko'rinishga ega:

$$Z_a(t) = a(t) + ia_1(t) \quad (7.4)$$

bu yerda $a_1(t)$ funksiya $a(t)$ signalga Gilbert bo'yicha yondoshgan funksiya.

Eslatish lozimki, (7.3) ifodasida ham kompleks funksiyaning mavhum qismi haqiqiy qismiga Gilbert bo'yicha yondoshgan hisoblanadi.

Shu yo'l bilan aniqlangan kompleks signalning asosiy xususiyatlari shundan iboratki, uning spektral zichligi

$$Z_a(\omega) = S_a(\omega) + iS_{a_1}(\omega) \quad (7.5)$$

faqat musbat chastotalardan iborat.

Haqiqatda, (7.6) va (7.7) ifodalarga asosan, $\omega > 0$ qiymatida

$$S_{a_1}(\omega) = -iS_a(\omega) \quad (7.6)$$

$\omega < 0$ qiymatida esa

$$S_{a_1}(\omega) = iS_a(\omega) \quad (7.7)$$

shuning uchun,

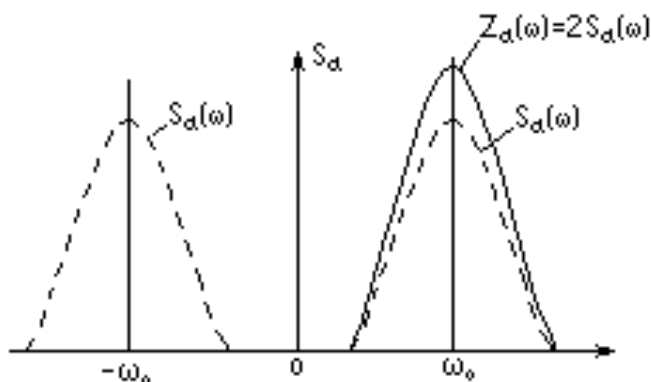
$$Z_a(\omega) = \begin{cases} 2S_a(\omega), & \omega > 0, \\ 0, & \omega < 0. \end{cases} \quad (7.8)$$

Shunday qilib, agar tor polosali signal $a(t)$ va $S_a(\omega)$ spektral zichlik mos kelsa, (7.3-rasmda shtrix chiziqlar bilan moduli tasvirlangan) u holda quyidagi signalga

$$Z_a(t) = a(t) + 2a_1(t)$$

spektral zichlik $Z_a(\omega)$ mos keladi (7.3-rasmda tutash chiziqlar bilan moduli tasvirlangan).

$Z_a(t)$ signali uchun Furiye integrali quyidagi ko‘rinishni oladi:



7.2-rasm. Fizik va analitik signallar spektrlari orasidagi munosabat.

$$Z_a(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} Z_a(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} 2S_a(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (7.9)$$

bu yerda $S_a(\omega)$ - boshlang‘ich (fizik) $a(t)$ signalining spektral zichligi.

(7.4) va (7.5) ifodalar yordamida aniqlanuvchi kompleks signal “Analitik signal” deyiladi.

“Analitik signal” terminining ma’nosi shundan iboratki, o‘zgaruvchi $t=X+i_y$ ga o‘tishda, (7.9) ifoda asosidagi integral

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} 2S_a(\omega) e^{-\omega y} e^{i\omega x} d\omega$$

yordamida aniqlanadigan funksiya

$$Za(t) = Za(X+i_y),$$

har-bir $y>0$ uchun analitik funksiya hisoblanadi.

Buni hisoblash uchun signal $Za(X+i_y)$ ning energiyasini Parseval tengligi orqali aniqlaymiz:

$$\varepsilon_z = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} [2S_a(\omega) e^{-\omega y}]^2 d\omega \leq 2 \varepsilon_a$$

Ko‘rinib turganidek, ko‘paytuvchi $Za(\omega)$ har qanday $y>0$ uchun $\omega>0$ da integral o‘xshashligini ta’minlaydi.

Boshqacha qilib aytganda, signalning analitikligiga sabab shuki, $\omega<0$ mintaqada funksiya $Za(t)$ ning spektral zichligi nolga teng.

$$a(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] = A(t) \cos \varphi(t)$$

fizik signal berilgan bo‘lsin, va unga mos analitik signal $Za(t)$ ni aniqlash talab etilsin.

$$a(t) = A_0 \cos \omega_0 t \quad (7.10)$$

oddiy garmonik tebranishni

$$a(t) = A(t) \cos \omega t \quad (7.11)$$

shaklda keltirish mumkin, bu yerda $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$.

(7.11) ifodada $A(t)$ ogʻuvchi A_0 dan farqli vaqt funksiyasi hisoblanadi va uni berilgan $a(t)$ funksiyani saqlash shartiga asosan quyidagicha aniqlash mumkin:

$$A_0 \cos \omega_0 t = A(t) \cos(\omega_0 + \Delta\omega)t ,$$

undan kelib chiqqan holda

$$A(t) = \frac{A_0 \cos \omega_0 t}{\cos(\omega_0 + \Delta\omega)t} = \frac{A_0}{\cos \Delta\omega t - \sin \Delta\omega t \cdot \operatorname{tg} \omega_0 t} .$$

Murakkablikni chetlab oʻtish uchun $A(t)$ va $\varphi(t)$ larni quyidagi nisbatlar orqali koʻrsatish mumkin:

$$A(t) = \sqrt{a^2(t) + a_1^2(t)} , \quad \omega(t) = \operatorname{arctg}[a_1(t)/a(t)] , \quad (7.12,7.13)$$

bu yerda $a_1(t)$ – yangi funksiya, u berilgan funksiya bilan quyidagi nisbatlar orqali bogʻlangan:

$$a_1(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a(\tau)}{\tau - t} d\tau , \quad a(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a_1(\tau)}{\tau - t} d\tau \quad (7.14,7.15)$$

Bu nisbatlar Gilbert oʻzgartirishlari deyiladi, $a_1(t)$ funksiya esa berilgan $a(t)$ funksiyaga Gilbert boʻyicha yondoshgan hisoblanadi.

Umumiy ifoda (7.14) dan kelib chiqqan holda $a_1(t)$ yondoshgan funksiya uchun quyidagini yozish mumkin:

$$Z_a(t) = A(t) \cos \varphi(t) - \frac{i}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A(\tau) \cos \varphi(\tau)}{\tau - t} dt$$

Murakkab funksiya $A(\tau) \cos \varphi(\tau)$ uchun $a_1(t)$ xatosiz aniqlash qiyin masala hisoblanadi. Buni cheklab oʻtish mumkin, agar boshlangʻich (fizik)signal $a(t)$ yetarli darajada tor polosali jarayon boʻlsa.

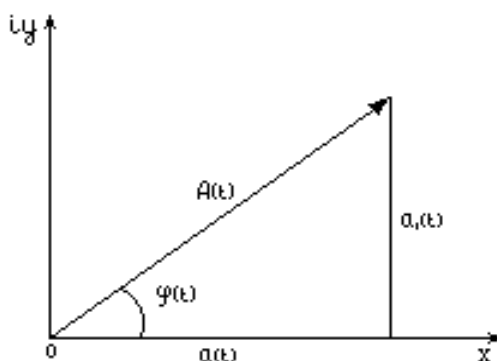
Bunday holatda quyidagini koʻrsatish mumkin:

$$a_1(t) = A(t) \sin \varphi(t) = A(t) \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \theta_0]$$

Shunday qilib, analitik signalni quyidagi ko‘rinishda yozish mumkin:

$$Z_a(t) = A(t)e^{i\varphi(t)} = A(t)e^{i[\omega_0 t + \theta(t) + \theta_0]} = A(t)e^{i\omega_0 t}$$

bu yerda $A(t) = A(t)e^{i[\theta(t) + \theta_0]}$ - tor polosali signalning kompleks og‘uvchisi hisoblanadi. $A(t)$, $a(t)$ va $a_1(t)$ funksiyalarining o‘zaro munosabatlari 7.3-rasmda vektor diagramma orqali ko‘rsatilgan



7.3-rasm. Analitik signal amplitudasi va $a(t)$, $a_1(t)$ funksiyalarining o‘zaro munosabati.

$A(t)$ ga teng bo‘lgan, kompleks og‘uvchining moduli $|e^{i[\theta(t) + \theta_0]}| = 1$ funksiya $\theta(t)$ ning har qanday o‘zgarish qonuni uchun faqat tebranishning amplituda bo‘yicha Modulyatsiyasi to‘g‘risidagi ma’lumotni o‘z ichiga oladi, faza ko‘paytuvchisi $e^{i\theta(t)}$ esa faqat burchak Modulyatsiyasi bo‘yicha ma’lumotni o‘z ichiga oladi.

Umumiy holda ko‘paytma $A(t)e^{i\theta(t)}$ signal $a(t)$ haqida to‘la ma’lumotni o‘z ichiga oladi (tashuvchi chastota ω_0 bunga kirmaydi, chunki u ma’lum deb faraz qilinadi).

Kompleks og‘uvchining bu xususiyati, tor polosali signallarni tahlil qilishda chastota ω_0 ni chiqarib tashlash imkonini beradi, hamda «analitik signal» tushunchasiga katta ahamiyat beradi.

Analitik signal va kompleks og‘uvchining asosiy xususiyatlarini ko‘rib chiqamiz.

Analitik signal $Z_a(t)$ ni unga yondoshgan signal $Z_a^*(t)$ ga ko'paytmasi boshlang'ich (fizik) signal $a(t)$ og'uvchisi kvadratiga teng:

$$Z_a(t)Z_a^*(t) = [a(t) + ia_1(t)][a(t) - ia_1(t)] = a^2(t) + a_1^2(t) = A^2(t) \quad (7.16)$$

Shunday qilib, analitik signal $Z_a(t)$ ning moduli to'g'ridan-to'g'ri signal $A(t)$ ning og'uvchisiga teng.

Kompleks og'uvchi $A(t)$ ning spektral zichligi analitik signal $Z_a(t)$ spektral zichligining ω_0 ga teng chapga surilgandagi qiymatiga mos keladi.

Bunday surilish natijasida quyidagi tebranish hosil bo'ladi:

$$a_1(t) = A(t) \cos[\omega_0 + \theta(t) - 90^\circ] = A(t) \sin[\omega_0 t + \theta(t)],$$

va u $a(t)$ funksiyaga Gilbert bo'yicha yondoshgan bo'ladi.

Bu ifodaga $Z_a(t) = A(t)e^{i\omega_0 t}$ ni qo'yib, quyida chiqishdagi signalni

$$Z_a(t) = A(t)e^{i\theta(t)} e^{i\omega_0 t} = A(t)e^{i\omega_0 t}$$

analitik signal deb qarash mumkin.

8. Tasodifiy signallarning asosiy xarakteristikalarini. Tasodifiy jarayonlarning turlari

8.1. Tasodifiy jarayonlarning xarakteristikalarini

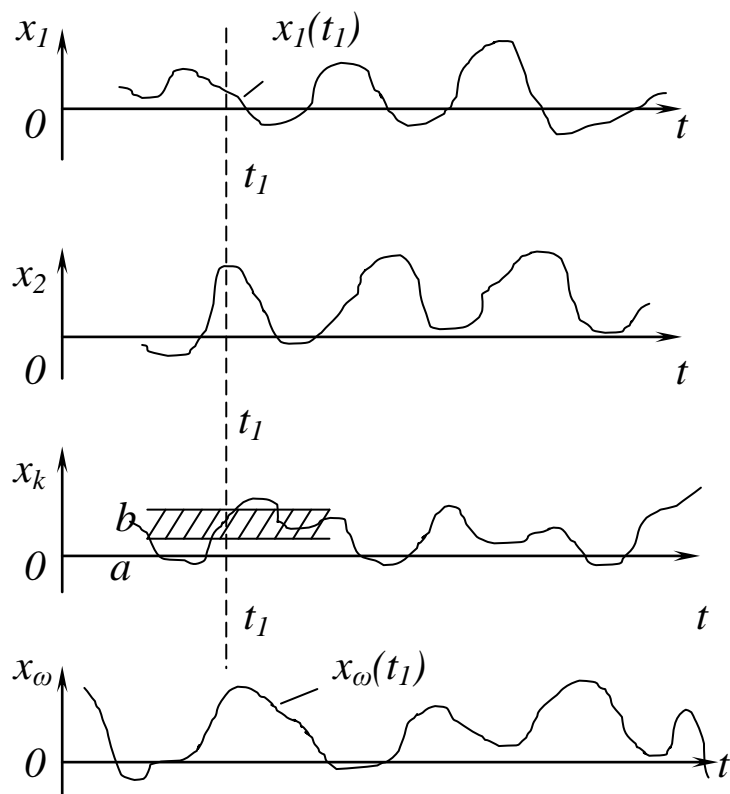
Signalni to qabul qilishga qadar ma'lum bir umumiy statistik qonuniyatga bo'ysinuvchi, vaqt funksiyasi hisoblangan to'plam sifatida tasodifiy jarayon deb qabul qilish kerak.

Bu funksiyalardan biri, habar qabul qilinganidan so'ng butkul aniq bo'lganida tasodifiy jarayonning amalga oshirilishi (realizatsiyasi) deyiladi.

Endi bu realizatsiya tasodifiy qisoblanmaydi, balki vaqtning deterministik funksiyasi (parametrlari ma'lum signal) hisoblanadi.

Tasodifiy jarayonning asosiy xarakteristikasi, aynan unga xos boʻlgan, ehtimollikning bir oʻlchovli taqsimlanish qonuni hisoblanadi.

8.1-rasmda $x(t)$ tasodifiy jarayonlarni hosil qiluvchi quyidagi $x_1(t), x_2(t), \dots$ funksiyalar toʻplami koʻrsatilgan.



8.1-rasm. Tasodifiy jarayonni hosil qiluvchi funksiyalar toʻplami.

$t=t_1$ vaqt oraligʻida ayrim funksiyalarni qabul qiluvchi qiymatlar quyidagi tasodifiy kattaliklar toʻplamini hosil qiladi: $x_1(t), x_2(t), \dots$
 $X_k(t)$ kattalik oʻlchashda berilgan qandaydir (a, b) oraligʻiga tushadigan boʻlsa, uning ehtimolligi quyidagi ifoda bilan aniqlanadi:

$$P_{t_1}(a < x \leq b) = \int_a^b p(x; t_1) dx \quad (8.1)$$

$p(x; t_1)$ funksiyasi $x(t_1)$ tasodifiy kattalikning differensial taqsimlanish qonunini belgilaydi, bunda $p(x; t_1)$ - ehtimollikning bir oʻlchovli zichligi; P_{t_1} - integral ehtimollik.

$p(x; t_1)$ funksiyasi maʼlum bir intervalda har qanday qiymatni qabul qiluvchi tur maʼnosini bildiradi.

$p(x; t_1)$ funksiyasining har qanday xarakterida quyidagi tenglik bajarilishi shart:

$$\int_{x_{\min}}^{x_{\max}} p(x; t_1) dx = 1 \quad (8.2)$$

bu yerda x_{\min} va $x_{\max} - x(t)$ qiymatining ehtimol mumkin bo'lgan chegaralari.

Agar x diskret turdagi tasodifiy kattalik bo'lsa va diskret qiymatlarning aniq sonlaridan birini qabul qilsa, u holda (8.2) tenglikni quyidagi yig'indi bilan almashtirish mumkin:

$$\sum_i P_i = 1 \quad (8.2')$$

bu yerda $P_i - x_i$ kattalikka mos keluvchi ehtimollik.

$p(x; t_1)$ bir o'lchovli ehtimollik zichligining berilishi, x kattalikni o'zini ham, shuningdek har qanday $f(x)$ funksiyasini ham statistik o'rtacha qiymatini olishga imkon beradi.

Statistik o'rta qiymatni olish deganda to'plam bo'yicha x ni jarayonning ma'lum bir «kesimida», ya'ni, vaqtning belgilab olingan momentida o'rtalashtirish tushuniladi.

Amaliyotga tadbiiq qilish uchun tasodifiy jarayonning quyidagi parametrlari katta ahamiyatga ega:

Matematik kutish

$$m_x(t) = M[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x; t) dx; \quad (8.3)$$

dispersiya

$$D_x(t) = M\{[x(t) - m_x(t)]^2\}; \quad (8.4)$$

o'rtacha kvadratlik og'ish

$$\sigma_x(t) = \sqrt{M\{[x(t) - m_x(t)]^2\}} = \sqrt{D_x(t)}. \quad (8.5)$$

Ehtimollikning bir o'lchovli zichligi jarayonni to'liq tariflash uchun yetarli emas, chunki u vaqtning ayrim belgilangan momentlari

uchun $X(t)$ tasodifiy jarayonni ehtimollik nuqtai nazaridan kuzatishni nazarda tutadi.

Yetarlicha to'liq xarakteristika sifatida ehtimollikning ikki o'lchovli zichligi hisoblanadi:

$$p(x_1, x_2; t_1, t_2),$$

u ixtiyoriy tanlangan t_1, t_2 vaqt momentlarida tasodifiy funksiya tomonidan qabul qilingan x_1 va x_2 qiymatlari orasidagi bog'liqlikni hisobga olishga imkon beradi.

Tasodifiy jarayonning to'liq mukammal ehtimollik xarakteristikasi yetarlicha katta n da, n -o'lchovli ehtimollik zichligi hisoblanadi.

Ammo, tasodifiy signallarni izohlash bilan bog'liq bo'lgan masalalarning juda katta qismi ikki o'lchovli ehtimollik zichligi bilan hal qilinadi.

Ikki o'lchovli ehtimollik zichligining $p(x_1, x_2; t_1, t_2)$ ko'rinishda berilishi xususiy holda, tasodifiy jarayonlarning muhim xarakteristikasi bo'lgan kovariatsion funksiyasini aniqlashga imkon beradi:

$$K_x(t_1, t_2) = M[x(t_1) x(t_2)] \quad (8.6)$$

Shu aniqlashtirishga asosan $X(t)$ tasodifiy jarayonning kovariatsion funksiyasi tasodifiy $X(t)$ funksiyaning t_1 va t_2 momentlardagi qiymatlarining statistik o'rtalashtirilgan ko'paytmasi hisoblanadi.

Tasodifiy jarayonni tahlil qilishda uning fluktuatsion tashkil etuvchisi katta qiziqish uyg'otadi. Bunday hollarda korrelyatsion funksiya qollaniladi:

$$R_x(t_1, t_2) = M\{[X(t_1) - m_x(t_1)][X(t_2) - m_x(t_2)]\} \quad (8.7)$$

(8.7) ifodasida $t_1 = t_2 = t$ qiymatlarni qabul qilsak, u holda (8.4) ifodasiga asosan tasodifiy jarayonning dispersiyasi $D_x(t)$ ni aniqlaydi. Shu bois:

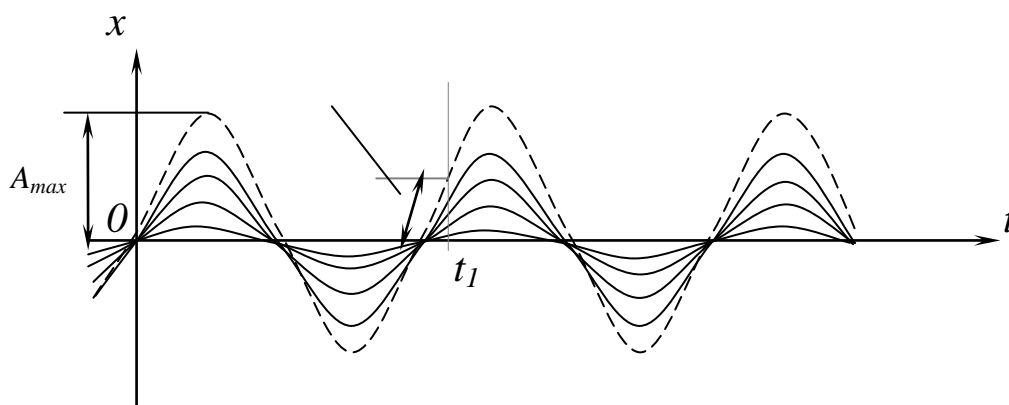
$$K_x(t, t) - m_x^2(t) = R_x(t, t) = D_x(t).$$

8.2. Tasodifiy jarayonlarning turlari. Misollar

Tasodifiy amplitudali garmonik tebranish. Signalni aniqlovchi quyidagi ifodada

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_0) = A \cos \psi(t) \quad (8.8)$$

chastota ω_0 va boshlang'ich faza θ_0 detemrik kattaliklar, amplituda A esa 0 dan A_{max} oralig'ida tasodifiy, teng ehtimolli kattalik bo'lsin (8.2-rasm).



8.2-rasm. Tasodifiy amplitudali garmonik tebranishlar to'plami.

Belgilangan t_1 vaqt momenti uchun bir o'lchamli ehtimollik zichligi $p(x;t_1)$ ni aniqlaymiz. 0 dan $A_{max} \cos \psi(t_1)$ oralig'ida $x(t_1)$ ning oniy qiymati ixtiyoriy bo'lishi mumkin, bunda $\cos \psi(t_1) > 0$ deb hisoblaymiz. Shunga asosan

$$p(x;t_1) = 1/A_{max} \cos \psi(t_1), 0 < x < A_{max} \cos \psi(t_1).$$

8.3-rasmda funksiya $p(x;t_1)$ ning belgilangan t_1 qiymati uchun grafigi ko'rsatilgan.

$p(x;t_1)$ funksiyaning matematik kutishi

$$M[x(t_1)] = \frac{1}{A_{max} \cos \psi(t_1)} \int_0^{A_{max} \cos \psi(t_1)} x dx = \frac{1}{2} A_{max} \cos \psi(t_1),$$

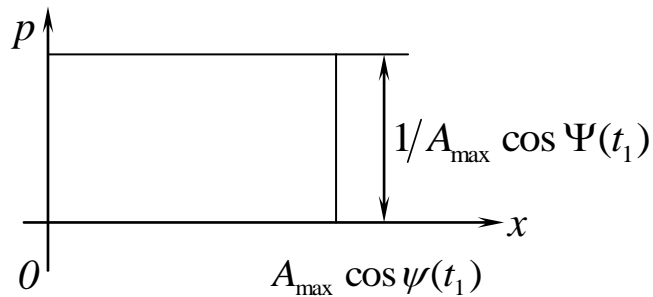
dispersiyasi

$$D_x(t_1) = M[x^2(t_1)] - [M[x(t_1)]]^2 =$$

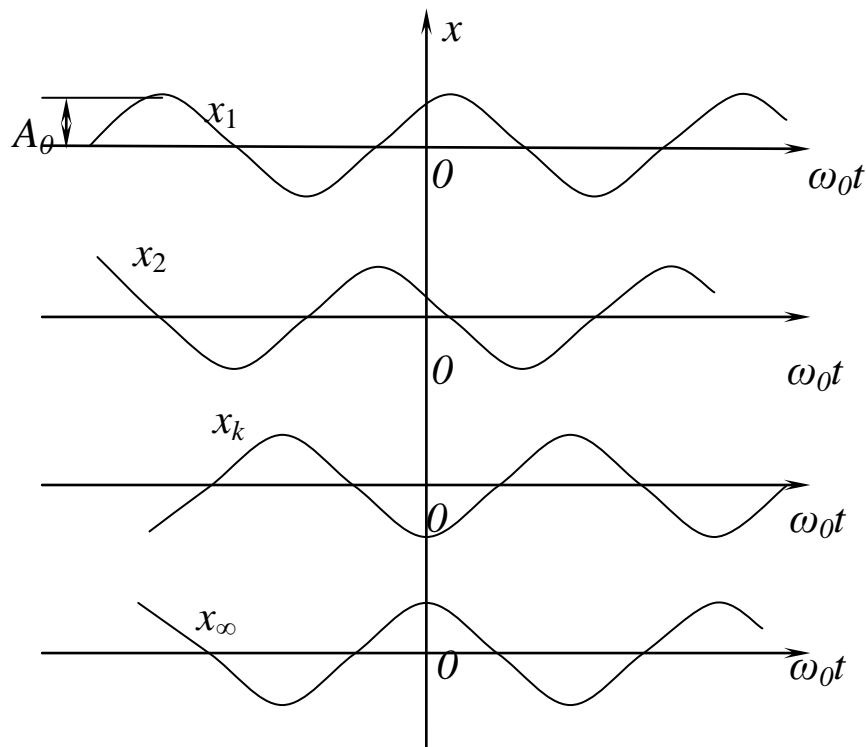
$$= \frac{1}{3} A_{\max}^2 \cos^2 \psi(t_1) - \frac{1}{4} A_{\max}^2 \cos^2 \psi(t_1) = \frac{1}{12} A_{\max}^2 \cos^2 \psi(t_1). \quad (8.9)$$

Tasodifiy fazali garmonik tebranish. Agar garmonik signalning amplitudasi va chastotasi oldindan ma'lum bo'lsa, boshlang'ich faza θ esa $-\pi$ dan π oraliqda har qanday qiymatni bir xil ehtimollik bilan qabul qiluvchi tasodifiy kattalik bo'lsin. Bu degani, boshlang'ich fazaning ehtimollik zichligi:

$$p_\theta(\theta) = 1/2\pi, -\pi < \theta < \pi \quad (8.10)$$



8.3-rasm. Tasodifiy amplitudali garmonik tebranishning ehtimollik zichligi.



8.4-rasm. Tasodifiy fazali garmonik tebranishlar to'plami.

Tasodifiy fazali garmonik tebranishlar to‘plamini tashkil etgan, $x(t)$ tasodifiy jarayonning amalga oshirishlaridan birini (8.4-rasm) quyidagicha aniqlash mumkin:

$$x_k(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_k) = \cos \psi_k(t) \quad (8.11)$$

Tebranishning $\psi(t) = \omega_0 t + \theta$ to‘liq fazasi $\omega_0 t - \pi$ dan $\omega_0 t + \pi$ oraliqda tengehtimolli tasodifiy kattalik hisoblanadi. Shunga binoan

$$p_\psi(\psi) = 1/2\pi, \omega_0 t - \pi < \psi < \omega_0 t + \pi. \quad (8.12)$$

Tasodifiy jarayon $X(t)$ ning bir o‘lchamli ehtimollik zichligini topamiz. $x, x+dx$ oraliq‘ini ajratib olamiz (8.5-rasm) va t_1 dan t_1+dt vaqt oraliq‘ida o‘lchanganda, signalning oniy qiymati $x, x+dx$ oraliq‘iga tushish ehtimolligini topamiz. Bu ehtimollikni $p_x(x)dx$ ko‘rinishda yozish mumkin, bunda $p_x(x)$ – qidirilayotgan ehtimollik zichligi. Albatta $p_x(x)dx$ ehtimollik tebranishning tasodifiy fazasi ψ ni shtrixlangan ikki faza oraliqlaridan biriga tushish ehtimolligi bilan mos keladi. Mana shu oxirgi ehtimollik $2p_\psi(\psi)d\psi$ gat eng. Shunday qilib,

$$p_x(x)dx = 2p_\psi(\psi)d\psi = (2/2\pi)d\psi,$$

bundan qidirilayotgan funksiya

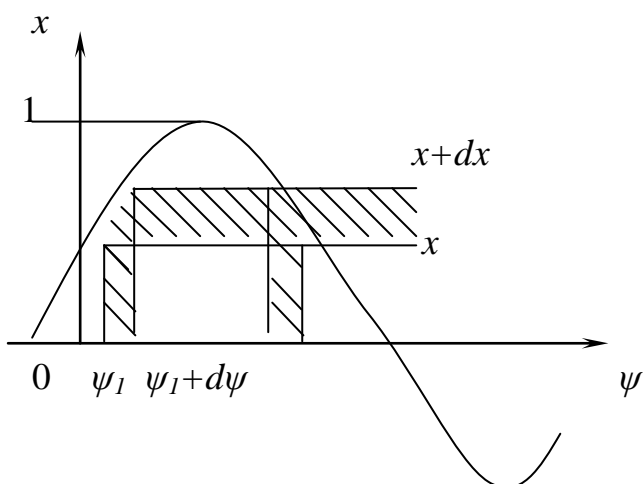
$$p_x(x) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\left| \frac{dx}{d\psi} \right|}, -1 < x < 1.$$

Lekin $\left| \frac{dx}{d\psi} \right| = |\sin \psi| = \sqrt{1 - \cos^2 \psi} = \sqrt{1 - x^2}.$

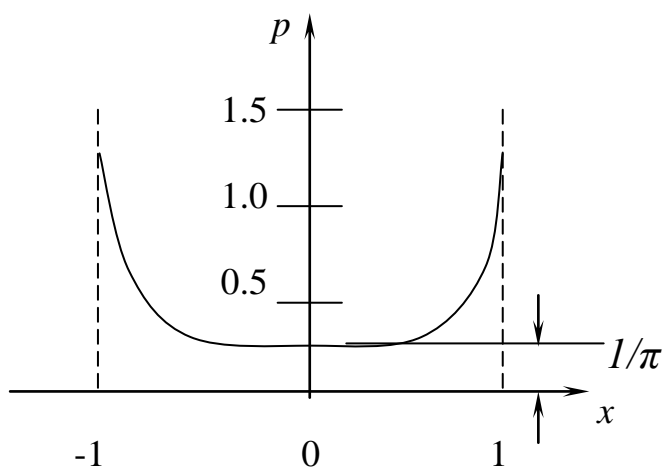
Shuning uchun, natijada

$$p_x(x) = 1/\pi \sqrt{1 - x^2}, -1 \leq x \leq 1. \quad (8.13)$$

Bu funksiyaning grafigi esa 8.6-rasmda ko‘rsatilgan.



8.5-rasm. Tasodifiy fazali garmonik tebranishning ehtimollik zichligini aniqlash.



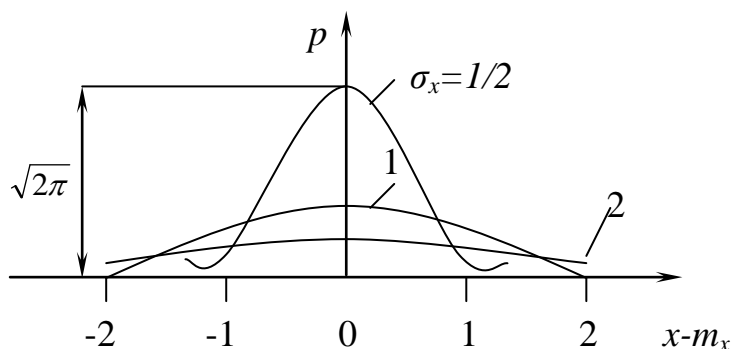
8.6-rasm. Tasodifiy fazali garmonik tebranishning ehtimollik zichligi.

Gauss tasodifiy jarayoni. Tasodifiy kattaliklarning taqsimlanish normal (Gauss) qonuni qolganlardan ko‘ra tabiatda ko‘proq uchraydi. U tahlil qilish uchun juda qulaydur. Shuning uchun taqsimlanishi bo‘yicha normal taqsimlanishdan unchalik farq qilmaydigan tasodifiy jarayonlar ko‘pincha Gauss jarayoniga almashtiriladi. Normal jarayonning bir o‘lchamli ehtimollik zichligi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left[-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}\right]. \quad (8.14)$$

bu yerda m_x va σ_x^2 – mos ravishda tasodifiy jarayonning doimiy tashkil etuvchisi va o‘rtacha quvvati.

σ_x ning ba’zi qiymatlari uchun normal qonundagi ehtimollik zichligining grafigi 8.7-rasmda ko‘rsatilgan. Funktsiya $p(x)$ o‘rtacha qiymatga nisbatan simmetrik bo‘ladi. σ_x qanchalik katta bo‘lsa, maksimum shunchalik kamayib boradi, egrilik esa brogan sari tekislanib boradi ($p(x)$ egriligi ostidagi yuza σ_x ning istalgan qiymatlarida 1 ga teng).



8.7-rasm. Normal taqsimlanishning bir o‘lchamli ehtimollik zichligi.

9. O‘zgarmas parametrli chiziqli radiotexnik zanjirlar

9.1. Aktiv zanjirlarning xususiyatlari

Aktiv deganda – passiv elementlarni o‘z ichiga olgan (iduktiv g‘altak, kondensator va rezistor), hamda energiya manbalari (EYuK generatori yoki tok generatori) zanjirini tushuniladi.

Radioelektron qurilma (REQ) zanjirlarining aktiv xarakteri, unda kuchaytiruvchi elementlarning qo‘llanilishi shart deb bilishdadir, ya’ni, tranzistorlar, elektron lampalar, yugiruvchi to‘lqinli lampalar va boshqalarning qo‘llanilishida.

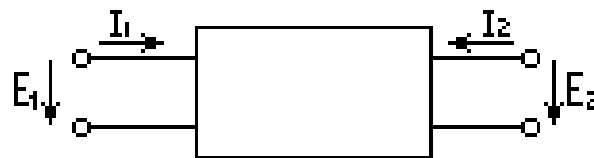
Bunda, aktiv zanjir chiqishidagi signal energiyasi kirishdagidan yuqori deb faraz qilinadi.

Shunday qilib, aniqlik kiritish uchun ifodalash ko‘rinishini o‘zgartiramiz: zanjir aktiv hisoblanadi, agar garmonik qo‘zg‘altirganda signalning chiqishidagi o‘rtacha quvvati kirishidagiga nisbatan yuqori, yani quvvat bo‘yicha kuchaytirish koeffitsiyenti birdan yuqori bo‘lsa.

Bunday aniqlashtirishdan ma'lumki, kuchlanishni kuchaytiruvchi zanjir (masalan, quvvatni o'zgartirmasdan oshiruvchi transformator yordamida) passiv xisoblanadi, hatto unga aktiv element o'zining ta'minlash manbasi bilan kirgan holda ham. Aktiv zanjirlarni ekvivalent sxemasini qurishda, o'zgarmas tok yoki kuchlanish manbalari tushirib qoldiriladi. Bu sxemalarda aktiv elementlar (tranzistor, lampa va boshqalar) parametri ishlash rejimiga va aktiv elementlarni ta'minlovchi energiya manbalariga bog'liq elementlar bilan tasvirlanadi.

Shunday qabul qilish bilan har qanday (ham aktiv va ham passiv) chiziqli to'rtqutblikni 9.1-rasmida ko'rsatilgandek tasvirlash mumkin.

Bu rasmda E_1 , E_2 , I_1 va I_2 bog'liq bo'lmagan garmonik kuchlanish va tok manbalarining kompleks amplitudasini belgilangan chastota ω da belgilaydi.



9.1-rasm. Chiziqli to'rtqutblikning ekvivalent sxemasi.

To'rtqutblik o'zining kirish va chiqishdagi kuchlanish va toklar orasidagi munosabatlar bilan xarakterlanadi. Bu munosabatlarning ko'rinishi boshlang'ich kattaliklarni tanlashga bog'liq.

To'rtqutbliklarni asosiy belgilash ifodalarini eslaymik.

Agar E_1 va E_2 boshlang'ich berilgan kattaliklar bo'lsa, u holda I_1 va I_2 toklarni aniqlovchi tenglamalar quyidagi shaklda yoziladi:

$$I_1 = Y_{11}E_1 + Y_{12}E_2, \quad I_2 = Y_{21}E_1 + Y_{22}E_2 \quad (9.1)$$

yoki matritsa shaklida

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (9.2)$$

bu yerda

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (9.3)$$

o'tkazuvchanlik o'lchami ma'nosiga ega bo'lgan parametrlar matritsasi hisoblanadi.

Agar (9.1) tenglamani E_1 va E_2 ga nisbatan echilsa, u holda quyidagi tenglamalar sistemasi hosil bo'ladi:

$$E_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \quad E_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (9.4)$$

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (9.5)$$

bu yerda

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (9.6)$$

qarshiliklar o'lchamiga ega bo'lgan parametrlar matritsasi hisoblanadi.

Quyidagi shaklda yozilgan to'rtqutblik boshlang'ich berilgan tenglamasiga

$$E_1 = H_{11}I_1 + H_{12}E_2, \quad I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}E_2 \quad (9.7)$$

quyidagi parametrlar matritsasi mos keladi

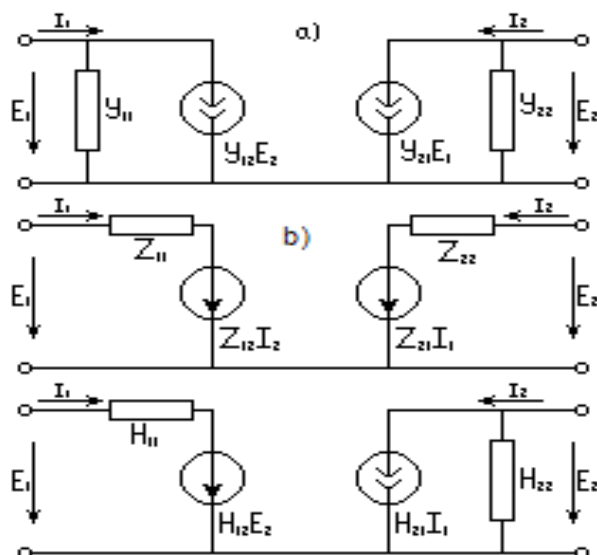
$$[H] = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (9.8)$$

bu yerda H_{11} – qarshilik kattaligiga ega, H_{22} – o'tkazuvchanlikka, H_{12} va H_{21} – o'lchamsiz parametrlar.

Yana quyidagi shaklda tenglama keltiramiz:

$$I_1 = G_{11}E_1 + G_{12}I_2, \quad E_2 = G_{21}E_1 + G_{22}I_2 \quad (9.9)$$

bu yerda, G_{11} – o'tkazuvchanlik, G_{22} – qarshilik, G_{12} va G_{21} – o'lchamsiz parametrlar. (9.1), (9.4), (9.7) tenglamalar va ularga analog bo'lgan boshqa tenglamalar to'rtqutbliklarning ekvivalent sxemalarini tuzishga imkon beradi.



9.2-rasm. To‘rtqutblik ekvivalent sxemalari: a) Y-parametrlil; b) Z-parametrlil; c) H-parametrlil matritsalarga asoslangan.

9.2,a-rasmda (9.1) tenglamaga mos ravishda qurilgan to‘rtqutblikning ekvivalent sxemasi tasvirlangan. Bu sxemada E_1 va E_2 kuchlanishlar ikkalasi tashqi manba kuchlanishlari sifatida qaraladi. Tok generatori $Y_{12}E_2$ chiziqdagi kuchlanish E_2 ni kirish toki I_1 ga ta‘sirini, tok generatori $Y_{21}E_1$ esa E_1 kuchlanishni chiqishdagi tok I_2 ga ta‘sirini hisobga oladi.

Ikkala generatorni ham boshqa parametrga bog‘liq manba sifatida ko‘rish mumkin, chunki ular yordamida ta‘min qilinayotgan toklar tashqi manba kuchlanishlariga proporsionaldir.

9.2. Aktiv to‘rtqutblik chiziqli kuchaytirgich sifatida. Ekvivalent sxemani qurish prinsipi

Parametrlar matritsasiga asosan (Y-parametrlil, Z-parametrlil va H-parametrlil), quyidagi ko‘rinishda yozilgan ifodalarni

$$\begin{aligned}
 K_E &= \frac{E_2}{E_1} = \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + G_H} = \frac{Z_{21}Z_H}{Z_{11}(Z_{22} + Z_H) - Z_{12}Z_{21}} = \\
 &= -\frac{H_{21}}{H_{11}(H_{22} + G_H) - H_{12}H_{21}},
 \end{aligned}
 \tag{9.10}$$

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_{21}G_H}{Y_{11}(Y_{22} + G_H) - Y_{12}Y_{21}} = \frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_H} = \frac{H_{21}G_H}{H_{22} + G_H}, \quad (9.11)$$

aktiv to'rtqutblikning kuchlanish va tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyentlari sifatida ko'rish mumkin.

Keng polosali kuchaytirgichlarda qoida bo'yicha, kuchaytiruvchi qurilmalar (tranzistorlar, lampalar va boshqalar) yuklamani to'g'ri tanlaganda, quyidagi tengsizlikning bajarilishini ta'minlaydi:

$$G_{Yuk} \gg Y_{22}, \quad Z_{Yuk} \ll Z_{22} \quad (9.12)$$

Shuning uchun to'rt qutblikni kuchaytirish qobiliyatini qo'pol baholashda quyidagi taxminiy tenglikdan foydalanish mumkin:

$$|K_E| \approx \left| \frac{Y_{21}}{G_{Yuk}} \right|, \quad (9.13)$$

$$|K_I| \approx \left| \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \right|, \quad (9.14)$$

bundan quvvat bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti (volt-amparda):

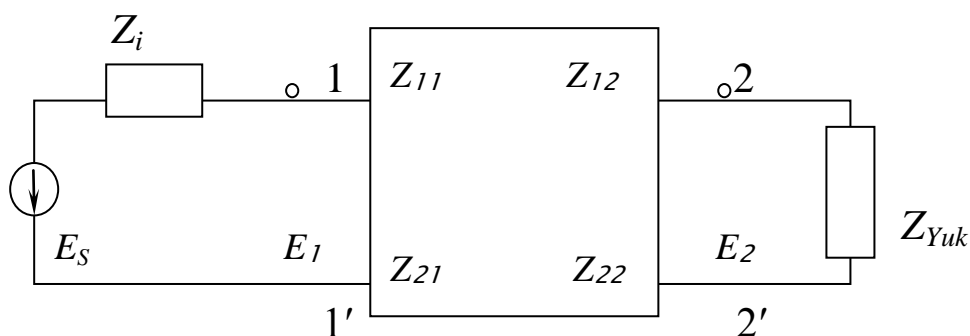
$$K_P = |K_E| |K_I| \approx \rightarrow \approx \left| \frac{Y_{21}}{G_{Yuk}} \right| \left| \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \right| = \frac{|Y_{21}|^2}{|G_{Yuk} Y_{11}|}. \quad (9.15)$$

(9.15) ifodadan ko'rinadiki, aktiv to'rtqutblikda tebranish quvvatini oshirishda hal qiluvchi rolni Y_{21} (mos ravishda Z_{21} va H_{21}) parametrlar o'ynaydi.

Kuchaytirgich sifatida aktiv to'rtqutblikni tahlil qilishda kirish va chiqish qarshiliklari muhim ahamiyatga ega.

9.3-rasmda signal manbasi E_s , aktiv to'rtqutblik va yuklama qarshiligi Z_{Yuk} ni o'z ichiga olgan umumlashtirilgan sxema ko'rsatilgan.

1-1' nuqtalar orasidagi kirish qarshiligini (9.4) tenglamaga asosan aniqlash mumkin.



9.3-rasm. Signal manbasi va yuklama parametrlarini hisobga olgan aktiv to‘rtqutblikning umumlashtirilgan sxemasi.

(9.4) ifodadan ikkinchi tenglamani quyidagi nisbatga keltiramiz:

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_{21}}{Z'_{22}} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_{Yuk}} \quad (9.16)$$

bu yerda $Z'_{22} = Z_{22} + Z_{Yuk}$.

(9.16) dan I_2 ni (9.4) ning birinchi tenglamasiga qo‘yib quyidagini olamiz:

$$E_1 = I_1 \left(Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z'_{22}} \right) = \left(Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_H} \right) \cdot I_1 = I_1 \cdot Z_{kir}. \quad (9.17)$$

To‘rtqutblikning chiqish qarshiligi deganda $E_s=0$ holati uchun, 2-2' nuqtalar orasidagi qarshilik (signal manbasining ichki qarshiligi Z_i ni hisobga olgan holda) tushuniladi. Bunda Z_i qarshilik yuklama sifatida ko‘riladi.

(9.17) ga mos ravishda, Z_{11} ni Z_{22} ga va Z_{Yuk} ni Z_i ga almashtirgan holda quyidagi ifodani olamiz:

$$Z_{chiq} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11} + Z_i} \quad (9.18)$$

Signal manbasining ichki qarshiligi Z_i ni hisobga olgan holda kuchaytirish koeffitsiyenti sifatida $E_2/E_s = K_E$ munosabatni tushunamiz. Bu koeffisientni (9.10) ifoda yordamida Z_i ni Z_{11} ga yoki H_{11} ga qo‘shish orqali topish mumkin. Shunday qilib,

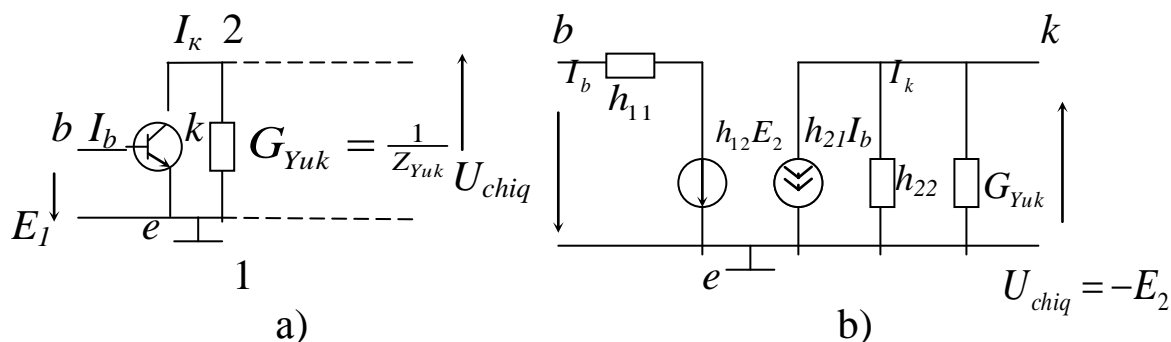
$$K_E = \frac{E_2}{E_S} = \frac{Z_{21}Z_{Yuk}}{(Z_{11} + Z_i)(Z_{22} + Z_{Yuk}) - Z_{12}Z_{21}} =$$

$$= -\frac{H_{21}}{(H_{11} + Z_i)(H_{22} + G_{Yuk}) - H_{12}H_{21}} \quad (9.19)$$

Y-matritsani qo'llaganda ham kuchaytirish koeffitsiyentini topish mumkin:

$$K_E = \frac{E_2}{E_S} = -\frac{Z_{kir}}{Z_i + Z_{kir}} \cdot \frac{Y_{21}}{Y_{22} + G_{Yuk}} \quad (9.20)$$

Amaliyotda eng qulay parametrlar tizimini tanlash, kuchaytiruvchi qurilmaning turi va uning ulanish sxemasiga bog'liq. Buni eng ko'p tarqalgan umumiy emitter sxemasi bo'yicha ulangan tranzistorli kuchaytirgich misolida ko'ramiz (9.4,a-rasm).



9.4,a-rasm. Tranzistorli kuchaytirgich (a) va uning ekvivalent sxemasi (b).

Tranzistorli umumiy emitter sxemasida ishlashning afzalligi, baza tokiga ta'sir etish bilan kollektor tokini boshqarishdir. Bundan tashqari, chiqishdagi kuchlanish U_{chiq} ni qayta kirish zanjiriga ta'sirini hisobga olish zarurdir. Tranzistorning bu xususiyatini to'rtqutblik (9.7) tenglamasi yordamida ifodalash mumkin:

$$E_1 = H_{11}I_1 + H_{12}E_2, \quad I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}E_2$$

Shu sababli, tranzistorli kuchaytirgichlar nazariyasi va texnikasida H-parametrlari matritsa umumiy qabul qilingan.

H-parametrli matritsaga 9.2,c-rasmda ko'rsatilgan ekvivalent sxema mos keladi.

Aktiv to'rtqutblikning kuchaytirish qobiliyati o'lchovsiz parametr H_{21} (mos ravishda Y_{21} va Z_{21}) orqali aniqlanadi.

9.3. Aktiv to'rtqutblikda teskari aloqa

Chiziqli kuchaytirgichlarni ekvivalent to'rtqutbliklarning parametrlari matritsasi asosida tahlil qilishda asosiy e'tibor aktiv to'rtqutbliklarning kuchaytirish qobiliyatini aniqlashdagi Y_{21} , Z_{21} , H_{21} parametrlarga qaratilgan edi.

Real, to'liq bo'lmagan bir yo'nalishli to'rtqutbliklarda chiqishdagi tebranishlarni kuchaytirgich kirishiga ta'siri bilan hisoblashishga to'g'ri keladi.

Kuchaytirgichni ishchi rejimida chiqishdagi kuchlanish E_2 va tok I_2 bo'lsin.

Bu kattaliklarni chiqish tomonidan bo'layotgan tashqi ta'sir natijasi sifatida ko'rib, ekvivalent sxemasi yordamida kirishdagi I'_1 va E'_2 kattaliklarni aniqlash mumkin (9.5-rasm).

Bu sxemada signalning kirish manbasi ulangan 1-1' nuqtalar shartli qisqa ulangan, 2-2' nuqtalardagi ta'sir qiluvchi kuchlanish $E'_1 = -Z_i I'_1$ sifatida I'_1 tok orqali hosil qilinayotgan manbaning ichki qarshiligi Z_i da hosil bo'ladigan kuchlanish tushiniladi.

(9.4) tenglamani

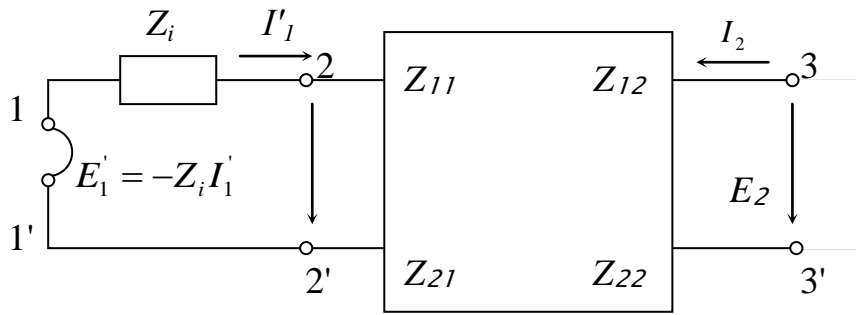
$$E_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \quad E_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

9.5- rasmdagi belgilashlarga asosan quyidagi shaklda yozish mumkin:

$$E'_1 = -Z_i I'_1 = Z_{11}I'_1 + Z_{12}I_2, \quad E_2 = Z_{21}I'_1 + Z_{22}I_2$$

Shular asosida quyidagi munosabatni olamiz:

$$\frac{E'_1}{E_2} = Z_{12} \frac{Z_i}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} + Z_{22}Z_i} = Z_{12} \frac{Z_i}{\Delta Z + Z_{22}Z_i} \quad (9.21)$$



9.5-rasm. Kuchaytirgichda teskari reaksiyani hisobga olish ekvivalent sxemasi.

E_{11} kuchlanish teskari reaksiya kuchlanishi yoki qayta aloqa kuchlanishi deyiladi. Z_{12} qayta aloqa elementi hisoblanadi.

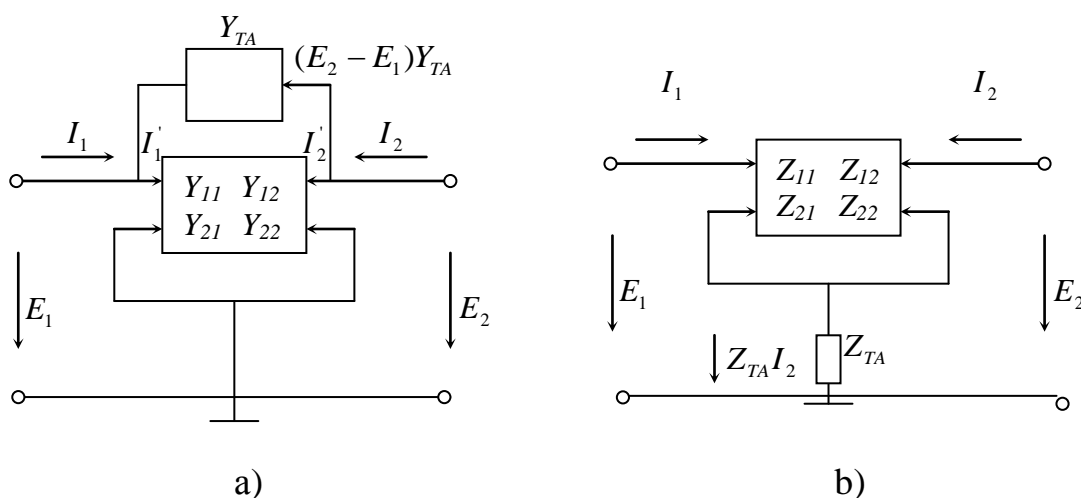
To‘rtqutblik ekvivalent sxemasini Y yoki H matritsasi bilan tasvirlanganida teskari aloqa elementlari sifatida mos ravishda Y_{12} va H_{12} parametrlar hisoblanadi.

Ko‘rilgan kuchaytirish qurilmasining fizik parametrlari natijasida hosil bo‘lgan teskari aloqani, ichki teskari aloqa deb yuritiladi. U noxush natijalarga olib keladi:

- kuchaytirgich kirish zanjiri parametrlarining yuklama elementiga bog‘liqligi;
- ba’zi sharoitlarda mo‘tadillikning buzilish xavfi.

Kuchaytirgichda tashqi teskari aloqa qo‘llanilishining asosiy momentlarini ko‘ramiz.

Eng sodda usul bu ikkiqutblik bilan kuchaytirgich chiqishini uning kirishi bilan ulash hisoblanadi (9.6-rasm).



9.6-rasm. Teskari aloqali kuchaytirgichlarning sxemalari: a) kuchlanish bo‘yicha; b) tok bo‘yicha.

Chiqishni kirish bilan teskari aloqa ikkiqutubliligi Y_{TA} yordamida 9.6,a-rasm bo'yicha ulanganda, asosiy to'rtqutblikni Y - matritsasi bo'yicha ifodalash maqsadga muvofiq bo'ladi.

$I_1 = I'_1 - Y_{TA}(E_2 - E_1)$ tenglikni e'tiborga olib, hamda I_1, I_2 va E_1, E_2 orasidagi munosabatni $I_1 = Y_{11}E_1 + Y_{12}E_2, I_2 = Y_{21}E_1 + Y_{22}E_2$ tenglama ko'rinishida ekanligini hisobga olib, yangi tenglamalar sistemasini yozish mumkin:

$$\begin{aligned} I_1 &= (Y_{11} + Y_{TA}) E_1 + (Y_{12} - Y_{TA}) E_2, \\ I_2 &= (Y_{21} - Y_{TA}) E_1 + (Y_{22} + Y_{TA}) E_2 \end{aligned} \quad (9.22)$$

Shunday qilib, 9.6,a-rasm bo'yicha teskari aloqali to'rtqutblikka quyidagi o'tkazuvchanliklar matritsasi mos keladi:

$$[Y]' = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{TA} & Y_{12} - Y_{TA} \\ Y_{21} - Y_{TA} & Y_{22} + Y_{TA} \end{bmatrix} \quad (9.23)$$

Bundan ko'rinib turibdiki, ikkiqutblik Y_{TA} ning ulanishi matritsaning hamma elementlarini o'zgartiradi, shu bilan bir qatorda teskari aloqa elementini ham, ya'ni Y_{12} o'rniga $Y_{12} - Y_{TA}$.

Mos ravishda yana shuni ko'rsatish mumkin, 9.6,b-rasm bo'yicha Z_{TA} ikkiqutubliligini ulash quyidagi matritsani beradi:

$$[Z]' = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_{TA} & Z_{12} + Z_{TA} \\ Z_{21} + Z_{TA} & Z_{22} + Z_{TA} \end{bmatrix} \quad (9.24)$$

9.6,a-rasmda chiqishdan kirishga teskari aloqa bo'yicha kelayotgan qo'shimcha tok quyidagiga teng:

$$I_2' = (E_2 - E_1)Y_{TA}$$

Odatda kuchaytirgichlarda $E_2 \gg E_1$ bo'lganligi sababli, bu tok taxminan $E_2 Y_{TA}$ ga teng, ya'ni chiqish kuchlanishiga proporsional.

Shuning uchun 9.6,a-rasmdagi sxemani kuchlanish bo'yicha teskari aloqa sxemasi deyish mumkin.

9.6,b-rasmda teskari aloqa kuchlanishi chiqishdagi tokka proporsional, shu sababli bunda tok bo'yicha teskari aloqa amalga oshiriladi.

Shu qatori, aralash teskari aloqani, ya'ni bir vaqtda ham kuchlanish bo'yicha, ham tok bo'yicha amalga oshirish mumkin.

10. O'zgarmas parametrli chiziqli zanjirlar orqali mutlaq aniq signallarning o'tishini tahlil qilish

10.1. Spektral usul

Ko'pgina radiotexnik qurilmalar chiziqli va nochiziqli elementlar birikmasidan iborat. Bu o'tish jarayonini tahlil qilishni murakkablashtiradi, negaki superpozitsiya prinsipini qo'llashga asoslangan klassik usullar chiziqli hisoblanadi. Ammo, juda ko'p amaliy masalalarni chiziqli usullar yordamida bimalol yechish mumkin.

Bunday masalalar avvalo kuchsiz signallarni kuchaytirgichlar orqali va boshqa qurilmalarga uzatishda uchraydi. Bunday qurilmalar kuchsiz signallarga nisbatan amaliyotda chiziqli hisoblanadi.

Hatto, yetarlicha nochiziqli qurilmalarda, masalan, radiouzatuvchi qurilmalarda signalni tebranuvchi zanjir orqali o'tishini chiziqli usullar asosida ko'rish mumkin.

Shunday qilib, spektral usul asosida zanjirning uzatish funksiyasi $K(i\omega)$ dan foydalanish yotadi.

Agar chiziqli to'rtqutblik kirishiga EYuK $e(t)$ ko'rinishida ixtiyoriy shakldagi signal ta'sir qilsa, u holda spektral usulni qo'llab, kirish signali $E(\omega)$ ning spektral zichligini aniqlash kerak bo'ladi. Bu operatsiya Furiyening ikki karrali integrali yordamida osongina amalga oshiriladi.

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega t} \left[\int_{t_1}^{t_2} s(x) e^{-i\omega x} dx \right] d\omega \quad (10.1)$$

Ichki integral

$$S(\omega) = \int_{t_1}^{t_2} s(t) e^{-i\omega t} dt \quad (10.2)$$

chastota ω ning funksiyasi bo'lib, u spektral zichlik yoki $s(t)$ funksiyaning spektral xarakteristikasi deyiladi.

Umumiy holda, agar t_1 va t_2 chegaralari aniqlanmagan bo'lsa, spektral zichlik quyidagi ko'rinishga ega:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-i\omega t} dt \quad (10.3)$$

(10.3) ifodani (10.1) ifodaga qo'yganimizdan so'ng quyidagini olamiz:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{i\omega t} d\omega \quad (10.4)$$

Keltirilgan (10.3) va (10.4) ifodalar mos ravishda Furyening to'g'ri va teskari o'zgartirishlari deyiladi.

$E(\omega)$ kuchlanishni uzatish $K(i\omega)$ funksiyasiga ko'paytirish bilan to'rtqutblik chiqishida signalning spektral zichligini topamiz.

$E(\omega)K(i\omega)$ ko'paytmaga Furyening (10.4) teskari o'zgartirishini qo'llab vaqt funksiyasi ko'rinishidagi chiqish signalini aniqlaymiz.

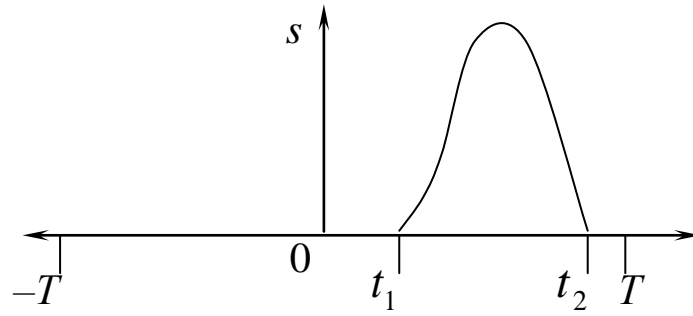
Shunday qilib, agar kirishdagi signal

$$e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega)e^{i\omega t} d\omega \quad (10.5)$$

integral ko'rinishida yozilgan bo'lsa, u holda chiqishdagi signalni shunga analog ravishda quyidagi shaklda berish mumkin:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega)K(i\omega)e^{i\omega t} d\omega \quad (10.6)$$

Ko'rilgan (10.6) ifodani (10.5) bilan taqqoslash shuni ko'rsatadiki, chiziqli zanjir chiqishidagi signalni kirishdagi signal spektri $E(\omega)$ ning tashkil etuvchilarining yig'indisi bilan olish mumkin. Bunda olinadigan tashkil etuvchilarning ulushi $K(i\omega)$ ga teng



10.1-rasm. Yakka impuls.

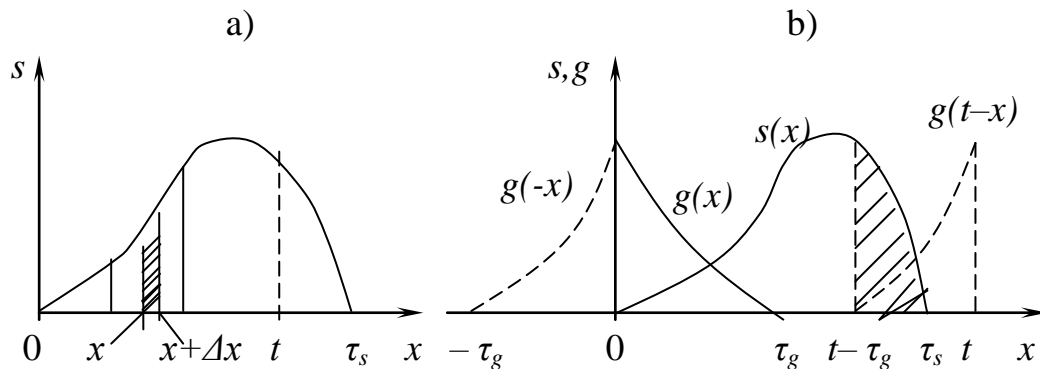
bo‘lishi kerak, ya’ni zanjir uzatish funksiyasi $K(i\omega)$ signal $u(t)$ da $E(\omega)$ spektrining turli tashkil etuvchilarining nisbiy xissasini aniqlovchi ulush funksiyasi hisoblanadi.

10.2. Ustma-ust qo‘yish integral usuli

Spektral usul murakkab signalni garmonik tashkil etuvchilariga ajratishga asoslangan edi. Bundan farqli o‘laroq ustma-ust qo‘yish integrali metodi signallarni yetarlicha qisqa impulsarga ajratishga asoslanadi.

Agar spektral usul asosida zanjirning uzatish funksiyasi $K(i\omega)$ yotsa, ustma-ust qo‘yish integrali usulida esa zanjirni vaqt mintaqasida tasvirlash uchun ishlatiladigan impuls $g(t)$ xarakteristikasiga asoslangan.

Aktiv va passiv chiziqli zanjirlar uchun zanjirning impuls xarakteristikasi $g(t)$ deganda, ko‘rinishi yakka impulsga o‘xshagan (delta-funksiya), zanjirga ta’sir etganda uning javobi (reaksiyasi) tushuniladi.



10.2-rasm. Signalni qisqa impulsarga bo‘lish (a) va signalni impuls xarakteristikasi bilan o‘rami (b).

$g(t)$ va $K(i\omega)$ funksiyalar orasidagi bog‘liqlikni Furye integrali yordamida aniqlash mumkin.

Agar to‘rtqutblik kirishida hamma chastotalar uchun spektral zichligi birga teng bo‘lgan EYuK yakka impuls (delta-funksiya) ta’sir qilayotgan bo‘lsa, u holda chiqish kuchlanishining spektral zichligi to‘g‘ridan-to‘g‘ri $K(i\omega)$ ga teng.

Yakka impulsga javob, ya’ni, zanjirning impuls xarakteristikasi $K(i\omega)$ uzatuvchi funksiyaga qo‘llanilgan Furyening teskari o‘zgartirishi yordamida aniqlanadi:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(i\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (10.7)$$

Ixtiyoriy $s(x)$ signalni elementar impulslarga bo‘laylik (10.2,a-rasm). Zanjirning elementar impulsiga t vaqt momentida bo‘lgan javobini topamiz (10.2,a-rasmda shtrixlangan), u kirishda x momentida amal qiladi.

Agar bu impulsning maydoni 1 ga teng bo‘lganda edi, impulsni x momentida sodir bo‘lgan delta-funksiya deb ko‘rsa bo‘lardi.

Zanjirning $g(x)$ impuls xarakteristikasida javob t momentida $g(t)=g(t-x)$ ga teng edi. Lekin, 10.2,a-rasmda shtrixlangan impuls maydoni $s(x)\Delta x$ ga teng (1 emas), javob esa t momentida $g(t)=s(x)\Delta x g(t-x)$ gat eng bo‘ladi.

Chiqish signalining to‘liq qiymatini t momentida aniqlash uchun barcha impulslarni $x=0$ dan $x=t$ gacha oralig‘ida yig‘indisini topish kerak. $\Delta x \rightarrow 0$ da yig‘indi integrallashga olib keladi, natijada:

$$s_{chiq}(t) = \int_0^t s(x) g(t-x) dx \quad (10.8)$$

Real zanjirlar uchun doimo $g(t-x)=0$, $t < x$ sharti bajariladi, ya’ni, manfiy argumentda $g(t-x)$ funksiya 0 ga aylanishi kerak, sababi javob zanjirga bo‘lgan ta’sirdan ilgarilanib keta olmaydi.

Shuning uchun (10.8) ifodani quyidagi

$$s_{chiq}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(x)g(t-x)dx \quad (10.9)$$

bilan almashtirish mumkin va bunda $x > t$ shartida integral osti ifodasi 0 ga aylanishi nazarda tutiladi. (10.8) ifodadan x ni $t-u$ ga almashtirgan holda quyidagini olamiz:

$$s_{chiq}(t) = \int_0^t s(t-x)g(x)dx = \int_0^t s(u)g(t-u)du \quad (10.10)$$

(10.8) va (10.10) ifodalardagi integral $s(t)$ va $g(t)$ funksiyalarning o‘rami deb ataladi. Shunday qilib, chiqishdagi $s_{chiq}(t)$ signal kirishdagi $s(t)$ signalni zanjir impuls xarakteristikasi $g(t)$ bilan o‘rami hisoblanadi.

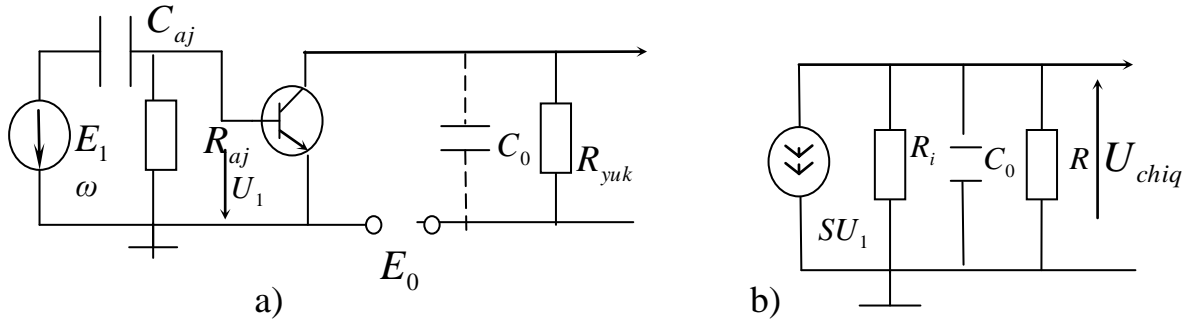
10.3. Diskret signallarning aperiodik kuchaytirgichlardan o‘tishi

Diskret signallar impulslar ketma-ketligidan iborat. Bunday ketma-ketliklarni inersion zanjirlar orqali o‘tishida impulslar shakli o‘zgaradi, bu uzatilayotgan ma’lumotning qisman yoki to‘liq yo‘qolishiga olib keladi.

Shunga ko‘ra, eng tipik masalalardan biri impulslar shaklining buzilishini tahlil qilish hisoblanadi. Shakllantirish osonligi va ikkilik kodli tizimlarda va boshqa ko‘p radiotexnik qurilmalarda keng qo‘llanilganligi tufayli to‘g‘ri burchakli impuls tahlilida ko‘ramiz. Asosiy e’tibor impuls fronti va kesilishining uzatilishiga qaratiladi. Chunki uzatilayotgan yoki ajratib olinayotgan ma’lumot vaqt o‘qida, oldingi yoki ortdagi impulslar tushishida saqlanadi, masalan, bir qancha radiolokatsion tizimlarda.

Kirishida ajratuvchi $R_{aj}C_{aj}$ zanjir bilan to‘ldirilgan bir kaskadli rezistiv kuchaytirgichdan to‘g‘ri burchakli impuls o‘tishini ko‘rib chiqamiz (10.3-rasm).

Bu zanjirning vazifasi – kirish signalini ishlab beruvchi qurilmalarda uchraydigan o‘zgaras kuchlanishdan tranzistorni himoya qilishdir.



10.3–rasm. Kirishida ajratuvchi RC –zanjirli tranzistor kuchaytirgich (a) va chiqish zanjirining ekvivalent sxemasi (b).

Zanjirni ω chastotada garmonik qo‘zgatilganda va kirish EYuK ning amplitudasi E_1 hamda $R_{aj} \ll R_{be}$ (baza-emitter kirish qarshiligi) bo‘lgan shartlarda tranzistor kirishidagi kuchlanish

$$U_1 = \frac{E_1 R_{aj}}{R_{aj} + 1/i\omega C_{aj}} = E_1 \frac{i\omega R_{aj} C_{aj}}{1 + i\omega R_{aj} C_{aj}} = E_1 K_{aj}(i\omega) \quad (10.11)$$

bu yerda $K_{aj}(i\omega) = i\omega\tau_{aj}/(1 + i\omega\tau_{aj})$ – ajratuvchi zanjirning uzatish funksiyasi; $\tau_{aj} = R_{aj}C_{aj}$ – ajratuvchi zanjirning vaqt doimiysi.

Kuchaytirgich kollektor zanjirning ekvivalent sxemasi 10.3,b – rasmda ko‘rsatilgan. Kuchaytirgichning ichki o‘tkazuvchanligi $G_i = 1/R_i$ boshqa parametrlarga bog‘liq bo‘lgan tok manbai SU_1 ko‘rinishida berilgan.

Sig‘im C_0 o‘z ichiga aktiv elementni elektrodlararo sig‘imini va tashqi zanjir sig‘imini olgan, bu yerda shunt vazifasini bajaruvchi yuklama rezistor qiymati $R_{yuk} = 1/G_{yuk}$ ga teng.

Sxema umumlashtirilgan bo‘lib, uni ixtiyoriy aktiv elementga qo‘llash mumkin.

Bir kaskadli rezistor kuchaytirgichning uzatish $K_1(i\omega)$ funksiyasi quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$K(i\omega) = \frac{U_{chiq}}{E_1} = \frac{U_{chiq}}{U_1} \cdot \frac{U_1}{E_1} = K_{aj}(i\omega) K_1(i\omega) = -\frac{i\omega\tau_{aj}}{1 + i\omega\tau_{aj}} \cdot \frac{K_{1max}}{1 + i\omega\tau_1} \quad (10.12)$$

bu yerda $\tau_1 = RC_0 = C_0/(G_i + G_{yuk})$ – kondensator C_0 va uni shuntlovchi R rezistordan tashkil topgan zanjirning vaqt doimiysi.

Shuntlovchi rezistorning qiymati quyidagiga teng:

$$R_{yuk} = R_{\mathcal{O}} = 1/(G_i + G_{yuk})$$

K_{1max} – kuchaytirgichning maksimal kuchaytirish koeffitsenti bo‘lib, $\omega=0$ qiymatda quyidagiga teng:

$$K_{1max} = S/(G_i + G_{yuk})$$

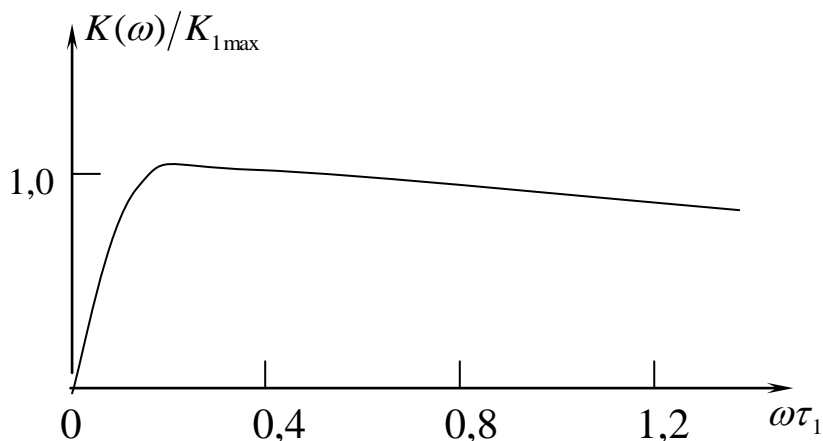
Quyidagi ifoda orqali aniqlangan uzatish funksiyasi to‘rtqutblilikning amplituda-chastota xarakteristikasi deyiladi:

$$K(\omega) = K_{1max} \frac{\omega\tau_{aj}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{aj})^2} \sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \quad (10.13)$$

uning grafigi $\tau_{aj}/\tau_1=100$ qiymati uchun 10.4-rasmda ko‘rsatilgan.

10.4. Siganallarni differentsiallash va integrallash

Radioelektronikada ko‘p hollarda signallarni differentsiallash va integrallash xarakteriga ega bo‘lgan o‘zgartirishlarni amalga oshirish to‘g‘ri keladi.



10.4-rasm. 10.3,a-rasmda ko‘rsatilgan kuchaytirgichning amplituda – chastota xarakteristikasi.

Differensiallashni amalga oshiruvchi chiziqli zanjirning kirishiga $s(t)$ signal berilsa, uning chiqishidan quyidagi signal olinadi:

$$s_{chiq}(t) = \tau_0 \frac{ds(t)}{dt}$$

Integrallovchi qurilmada chiqishdagi $s_{chiq}(t)$ va kirishdagi $s(t)$ signallar orasidagi bog'lanish quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$s_{chiq}(t) = \frac{1}{\tau_0} \int s(t) dt$$

Bu ifodalarda τ_0 – vaqt o'lchamiga ega bo'lgan doimiy kattalik.

Differensiallash va integrallash chiziqli matematik operatsiyalar hisoblanadi. Shunga binoan, signalni differensial va integral o'zgartirilishi uchun kirish va chiqishdagi kattaliklarning orasida talab qilingan nisbatlarga ega bo'lgan chiziqli zanjirlar va elementlar qo'llanilishi zarur. Bu talablarga odatdagi kondensatorlar yoki induktivlik g'altaklari kabi elementlar rezistor bilan birgalikda chiqishdagi signalni to'g'ri tanlagan holatda javob beradi.

Endi 10.5-rasmdagi zanjirni ko'rib chiqaylik.

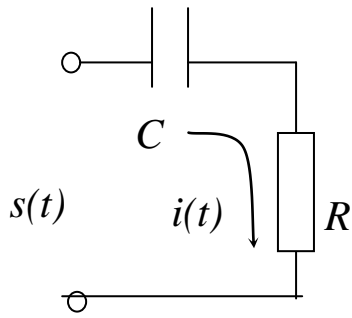
Kirish signali EYuK sifatida $s(t)$ signalni nazarda tutgan holda zanjir toki $i(t)$ uchun tenglama tuzamiz:

$$Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = s(t) \quad (10.14)$$

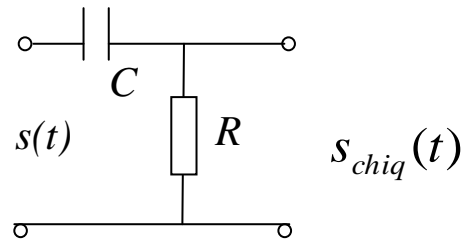
Bu tenglamani C ga ko'paytirib va zanjirning vaqt doimiysini $\tau_0=RC$ bilan belgilab olib quyidagini olamiz:

$$\tau_0 i(t) + \int i(t) dt = Cs(t) \quad (10.15)$$

Tok $i(t)$ va kirish signali $s(t)$ orasidagi funksional bog'lanishning xarakteri vaqt doimiysi τ_0 ga bog'liq. Ikki cheklangan, ya'ni, juda kichik va juda katta τ_0 uchun holatlarni ko'ramiz. Juda kichik τ_0 holatida (10.15) tenglamaning chap qismidagi birinchi qo'shiluvchini



10.5-rasm. Differensiallash va integrallash uchun qo‘llaniladigan eng sodda zanjir.



10.6-rasm. Differensiallovchi zanjir.

chiqarib tashlash mumkin. Undan so‘ng qolgan tenglamani t bo‘yicha differensiallab $i(t) \approx C \frac{ds(t)}{dt}$ ni olamiz.

Bundan ko‘rinadiki, $i(t)$ shakli bilan mos keluvchi resistor R dagi kuchlanish kirish signali hosilasiga proporsional:

$$u_R = Ri(t) \approx RC \frac{ds(t)}{dt} = \tau_0 \frac{ds(t)}{dt}.$$

Shunday qilib, chiqish signali rezistor R dan olinadigan 10.6-rasmdagi differensiallovchi to‘rtqutblik sxemasiga kelamiz.

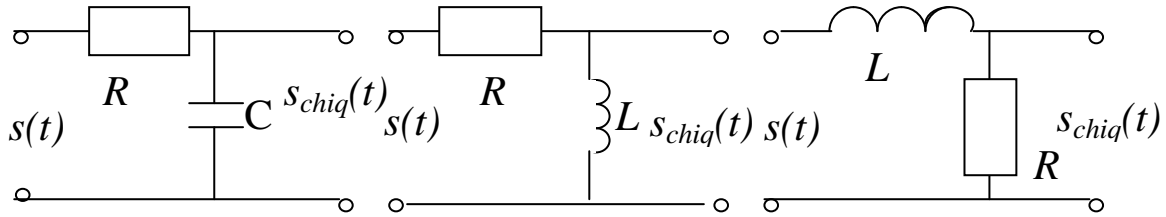
τ_0 ning juda katta qiymatlaridagi holatda esa (10.15) tenglamaning chap qismidagi ikkinchi qo‘shiluvchini chiqarib tashlash mumkin va bunda tok

$$i(t) \approx \frac{C}{\tau_0} s(t) = \frac{1}{R} s(t)$$

kirishdagi signal shakli bilan mos tushadi, C kondensatordagi kuchlanish esa,

$$u_C = \frac{1}{C} \int i(t) dt \approx \frac{1}{CR} \int s(t) dt$$

kirishdagi $s(t)$ signal integraliga proporsional. Bundan kelib chiqadiki, integrallashni amalga oshirish uchun RC -zanjir 10.7-rasmdagi ko‘rinishga ega bo‘lishi kerak.



10.7-rasm. Integrallovchi zanjir.

10.8-rasm. Differensiallovchi zanjir.

10.9-rasm. Integrallovchi zanjir.

Shu kabi natijalarni RL -zanjir yordamida ham olsa bo‘ladi (10.8-va 10.9-rasmlar).

Differensiallovchi zanjirning vaqt doimiysi $\tau_0 = L/R$ yetarlicha kichik, integrallovchi zanjirniki esa yetarlicha katta bo‘lishi kerak. 10.8-rasmdagi sxema uchun differensiallash prinsipini quyidagicha tasvirlash mumkin. Rezistorning yetarlicha katta qarshiligida RL -zanjir orqali o‘tadigan tok L ga bog‘liq emas va kirish $s(t)$ signali bilan shakli mos keladi. Chiqishdagi $s(t)$ signal L induktivlikdan olinib, quyidagiga teng:

$$s_{chiq}(t) = L \frac{di}{dt} \approx L \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{R} s(t) \right] = \tau_0 \frac{ds(t)}{dt}$$

10.9-rasmdagi sxemada aksincha, tok asosan L induktivlik orqali aniqlanadi (sababi R ancha kichik):

$$i(t) \approx \frac{1}{L} \int s(t) dt$$

resistor R dan olinadigan chiqish signali quyidagiga teng:

$$s_{chiq}(t) = Ri(t) \approx \frac{1}{\tau_0} \int s(t) dt.$$

10.5. Tanlovchi zanjirlarda radiosignallarni tahlil qilish. Og‘uvchi usuli

Oldingi mashg‘ulotlarda shakli uzatilayotgan xabar shakli bilan mos tushuvchi signallarni ko‘rib chiqqan edik. Bunday xabarlarni uzatishda ma‘lumotni to‘liq saqlash masalasi signal shaklini saqlash masalasi bilan mahkam bog‘liq. Boshqacha qilib aytganda buni quyidagicha tushuntirish mumkin. Masalan, ma‘lumotni uzatishda xabar yuqori chastotali tebranish parametrlaridan biriga biriktirilgan .

Bunda bu tebranish strukturasi to‘liq saqlab qolishi shart emas; ma‘lumot biriktirilgan parametrning o‘zgarish qonunini saqlash yetarli hisoblanadi. Masalan, tebranishni amplituda bo‘yicha modulyatsiyada amplituda og‘uvchisini aniq uzatish muhim, chastota yoki fazani ma‘lum bir o‘zgarishini tahlil qilishda hisobga olmasa ham bo‘ladi.

Radiosignallarning bunday xususiyatlari chiziqli zanjirlarda signallar uzatilishining tahlil usullarini soddalashtirishga imkon beradi. Tanlovchi zanjir sifatida umumiy emitterli tranzistorli oddiy rezonans kuchaytirgich sxemasini ko‘rib chiqamiz.

Bu holda yuklama sifatida LC parallel tebranish konturini tutashtiruvchi (shuntlovchi) R_{sh} rezistori hisoblanadi. R_{sh} rezistorda ajralayotgan quvvatga nisbatan induktiv g‘altak L va kondensator C dagi quvvat yo‘qotishlarini e‘tiborga olmasa bo‘ladi. Shunday shart bilan yuklamaning to‘liq o‘tkazuvchanligi (1–2 nuqtalar orasida):

$$G_{yuk} = G_{sh} + i\omega C + \frac{1}{i\omega L}$$

bu yerda G_{yuk} – quyidagi $E_2 = -I_2 Z_{yuk}$; $Z_{yuk} = 1/G_{yuk}$; $G_{yuk} = 1/Z_{yuk}$, tenglamalarga asosan yuklama o‘tkazuvchanligi.

R_{sh} shunt bilan LC konturning asosiy parametrlari:

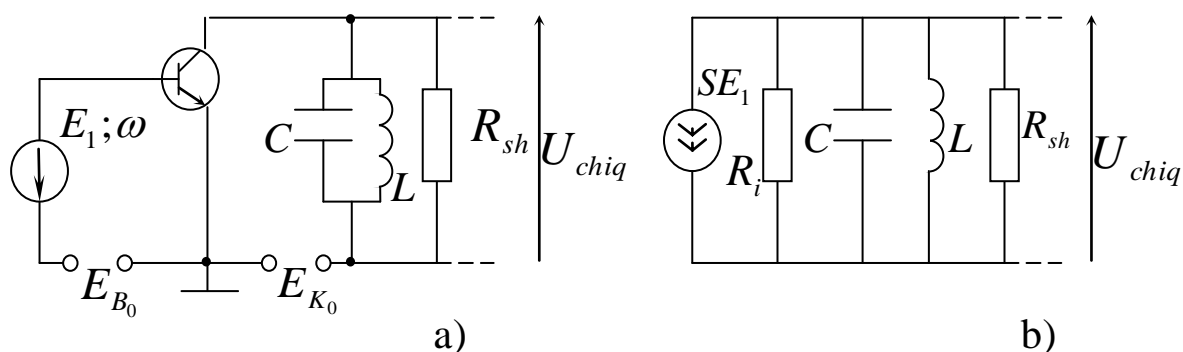
$$\omega_r = 1/\sqrt{LC} \text{ – rezonans chastota;}$$

$$\rho = \sqrt{L/C} = \omega_k L = 1/\omega_k C \text{ – xarakteristik qarshilik;}$$

$$\alpha_K = 1/2R_{sh}C \text{ – so‘nish koeffitsiyenti;}$$

$$\tau_K = 2R_{sh}C = 1/\alpha_K \text{ – vaqt doimiysi;}$$

$$Q = \frac{R_{sh}}{\rho} = \frac{R_{sh}}{1/\omega_r C} = \frac{\omega_r \tau_K}{2} = \frac{\omega_r}{2\alpha_K} \text{ – kontur asilligi.}$$



10.10-rasm. Rezonans kuchaytirgich (a) va kollektor zanjirining ekvivalent sxemasi (b).

Kuchaytirgich ekvivalent sxemasidan kelib chiqqan holda (10.10,b–rasm) h_{22} ni G_i ga o‘zgartirib, kuchaytirgichning uzatish funksiyasini aniqlaymiz:

$$\begin{aligned}
 K_E(i\omega) &= -\frac{S}{G_i + G_{yuk}} = -\frac{S}{G_i + G_{sh} + i\omega C + 1/i\omega L} = \\
 &= -\frac{S}{C} \cdot \frac{i\omega}{\frac{(G_i + G_{sh})}{C} i\omega + (i\omega)^2 + \frac{1}{LC}} \quad (10.16)
 \end{aligned}$$

(10.16) ifodaning maxrajidagi $(G_i + G_{sh})/C = 1/R_{ekv} C = 2\alpha_{ekv}$ ko‘paytma aktiv elementning tutashtirishda (shuntlashda) kontur so‘nishiga ta‘sirini hisobga oladi.

Yuqorida keltirilgan kontur parametrlarini belgilashlarga asosan (10.16) ifoda bilan berilgan uzatish funksiyasi quyidagi ko‘rinishga keltiriladi:

$$K_E(i\omega) = -\frac{S}{C} \cdot \frac{i\omega}{(i\omega)^2 + 2\alpha_{ekv} i\omega + \omega_r^2} \quad (10.17)$$

Yuqori asillik ko‘rsatkichli konturlar uchun asosiy parametr sifatida rezonans chastota ω_r ga yaqin kuchaytirgich chastotalaridagi uzatish funksiyasining qiymati hisoblanadi. Bu holda (10.17) ifodani quyidagi ko‘rinishga keltirish mumkin:

$$K(i\omega) \approx -\frac{S}{C} \frac{1}{2\alpha_{ekv}} \frac{1}{1+i\frac{2(\omega-\omega_r)}{\omega_r} G_{ekv}} = -K_{\max} \frac{1}{1+i(\omega-\omega_r)\tau_{ekv}} \quad (10.18)$$

bu yerda $K_{\max}=S/(G_i+G_{sh})$ – $\omega = \omega_r$ chastotada maksimal kuchaytirish;
 τ_{ekv} – aktiv element G_i ning ichki o‘tkazuvchanligini hisobga olgan holda konturning vaqt doimiysi.

Quyidagi kattalik

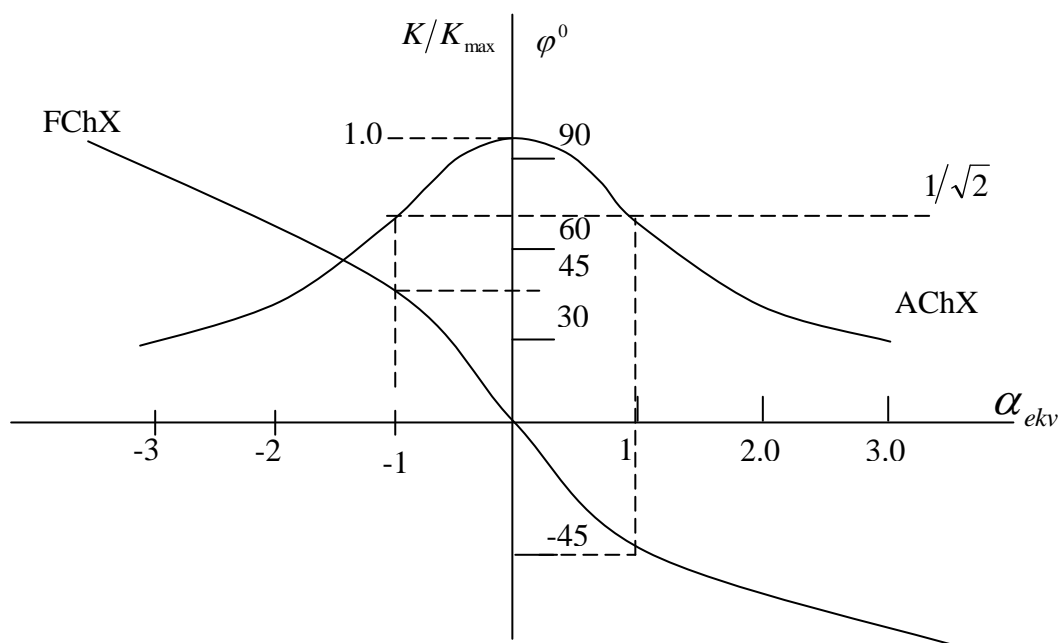
$$\alpha_{ekv} = \frac{2(\omega-\omega_r)}{\omega_r} Q_{ekv} = (\omega-\omega_r)\tau_{ekv} \quad (10.19)$$

konturning umumlashtirilgan buzilishi (nosozlanishi) deyiladi.

(10.18) ifodani quyidagi shaklda yozish mumkin:

$$K(i\omega) = -\frac{K_{\max}}{\sqrt{1+\alpha_{ekv}^2}} e^{-iarctg\alpha_{ekv}} = -K(\alpha_{ekv})e^{-i\varphi(\alpha_{ekv})} \quad (10.20)$$

Rezonans kuchaytirgichning $K(\alpha_{ekv})$ va $\varphi(\alpha_{ekv})$ xarakteristikalari 10.11-rasmda ko‘rsatilgan.



10.11-rasm. Bir konturli rezonans kuchaytirgichning AChX va FChX lari.

$\alpha_{ekv}=0$ qiymatida amplitudaning kenglik $1/\sqrt{2}$ gacha bo'lgan chegaralarida o'z maksimal darajasidan pasayishi bilan aniqlanadigan va umumlashtirilgan buzulish (nosozlanish) bilan ifodalangan rezonans kuchaytirgichning nisbiy o'tkazish kengligi 2 ga teng.

Signalning tanlovchi zanjir orqali o'tishini tahlil qilish analitik signalni qo'llaganda osonlashadi:

$$Z(t) = a(t) + ia_1(t) = A(t)e^{i\omega_0 t} \quad (10.21)$$

bu yerda $A(t) = A(t)e^{i\theta(t)}$ kompleks og'uvchi ham amplituda bo'yicha ham burchak modulatsiyasida $a(t)$ signalga biriktirilgan to'liq ma'lumotni o'z ichiga oladi.

Zanjir orqali o'tgandan keyin yangi analitik signal hosil bo'ladi:

$$Z_{chiq}(t) = a_{chiq}(t) + ia_{1chiq}(t) = A(t)e^{i\omega_0 t} = A_{chiq}(t)e^{i\theta_{chiq}(t)}e^{i\omega_0 t} \quad (10.22)$$

uning haqiqiy qismi esa

$$a_{chiq}(t) = \text{Re } Z_{chiq}(t) = A_{chiq}(t) \cos[\omega_0 t + \theta_{chiq}(t)] \quad (10.23)$$

chiqish signalini ifodalaydi.

Shunday qilib, masalani hal qilish, kirish signalning kompleks og'uvchisiga zanjirning ta'sir etishini aniqlashga olib keladi.

11. Nochiziqli zanjirlar va ularni tahlil qilish usullari

11.1. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlar

Nochiziqli elementlar. Asosiy radiotexnik o'zgartirishlar nochiziqli zanjirlar yoki o'zgaruvchan parametrlilik chiziqli zanjirlar yordamida amalga oshiriladi.

O'zgaruvchan parametrlilik chiziqli zanjirlar nochiziqli elementlar yordamida tashkil etiladi (masalan, yarimo'tkazgichli diodning $p-n$ o'tishidagi sig'im), ba'zi bir parametrik zanjirlar esa o'zi nochiziqli rejimda ishlaydi (masalan, parametrik generator).

Nochiziqli elementlar rezistiv (qarshilik) va reaktiv (induktiv, sig‘im) elementlarga ajratiladi. Radiotexnik zanjirlar va qurilmalar uchun eng tavsifli va tarqalgan rezistiv nochiziqli elementlar yarimo‘tkazgichli, lampali va boshqa turli asboblari hisoblanadi, ular nochiziqli volt-ampere tavsifnomaga ega bo‘lib, signallarni kuchaytirish yoki o‘zgartirish uchun qo‘llaniladi.

Rezistiv elementning muhim parametrlaridan biri bu – uning tavsifnomasining qiyaligidir. Tavsifnoma qiyaligini aniqlashning ikki usuli mavjud:

- 1) kuchsiz signal rejimida ko‘rib chiqilayotgan ish nuqtasida (differensial qiyalik);
- 2) kuchli garmonik tebranish rejimida (o‘rtacha qiyalik).

Qiyalikni birinchi aniqlash usuli qurilmaning chiziqli ish rejimiga to‘g‘ri keladi (11.1-rasm.) va uning qiyaligi quyidagi formuladan ifodalanadi:

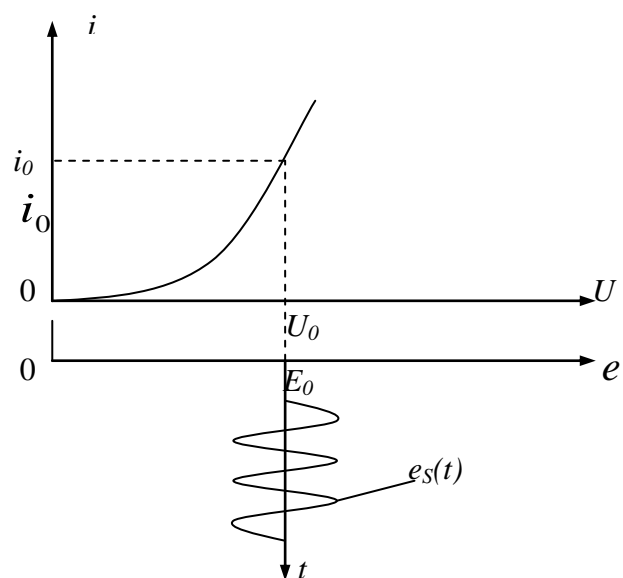
$$S = a_1 = \left(\frac{di}{du} \right)_{u=U_0} \quad (11.1)$$

U_0 kuchlanish tranzistorlar uchun $U_{BE0}=E_1$ olinadi. Buni batafsil ko‘rib chiqaylik.

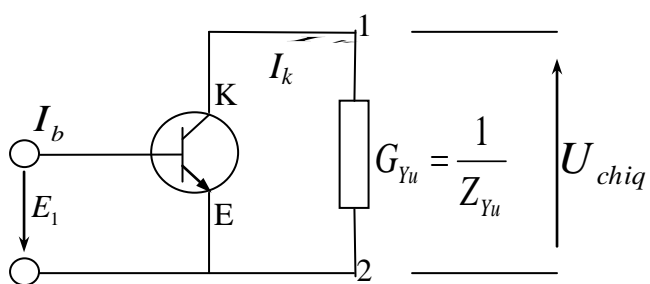
Umumiy emitter (UE) sxemali kuchaytirgich (11.2-rasm) uchun $\beta=I_k/I_b$ toklar nisbati kuchaytirish qobiliyatini ko‘rsatadi. Biquotbli tranzistorning pasportidagi ma‘lumotlar ichida u h_{21e} ko‘rinishda belgilanadi. UE sxema uchun $\beta \approx h_{21e}$ tengligi o‘rinlidir, shuning uchun quyidagi parametrni $U_{be}=U_{BE0}=E_1$ nuqtadagi $i_k(U_{be})$ tavsifnomaning qiyaligi deb atash mumkin:

$$S = \frac{h_{21E}}{R_{kir}} = h_{21E} \frac{I_b}{E_1} = \frac{I_k}{E_1} \cdot \quad (11.2)$$

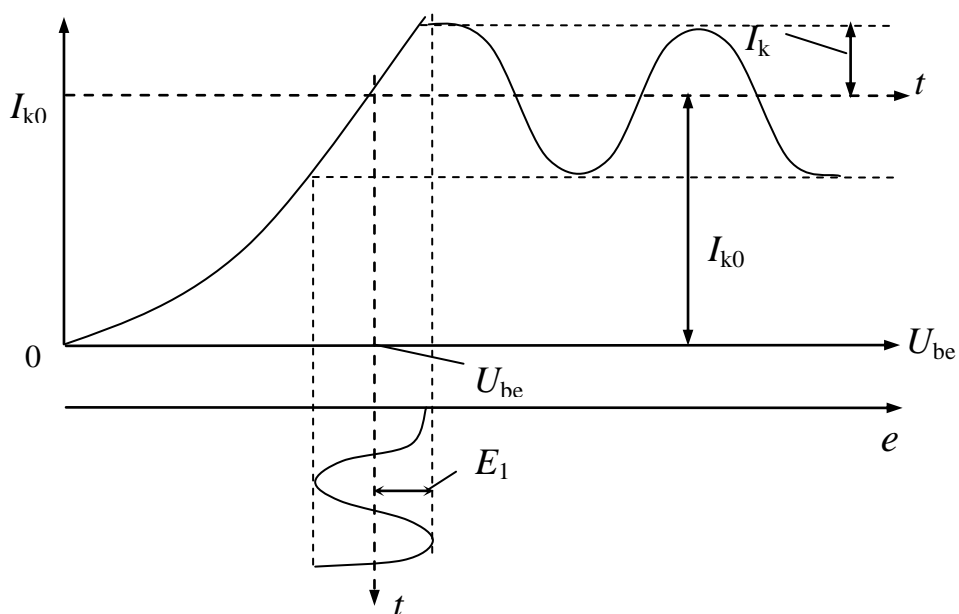
UE tranzistor kuchaytirgichining kuchsiz signal rejimida ishlashi 11.3-rasmda ko‘rsatilgan. Kollektor o‘zgaruvchan tokining amplitudasi ko‘chish kuchlanishi U_{BE0} ga mos keluvchi o‘zgarmas tok I_{K0} dan bir necha marta kichik.



11.1-rasm. Nochiziq volt-amper tavsifnomali elementning chiziqli ish rejimi.

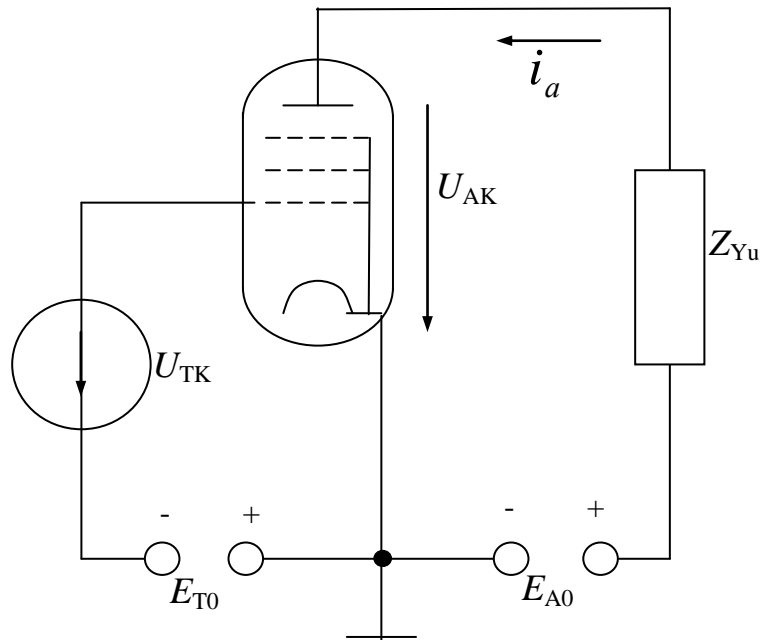


11.2-rasm. UE sxemali tranzistor kuchaytirgichi.



11.3-rasm. UE kuchaytirgichda tebranishning chiziqli kuchaytirish rejimi.

Chiziqli kuchaytirish rejimi. Elektron lampali kuchaytirgich uchun yuqoridagi kabi misolni ko‘rib chiqaylik. 11.4-rasmda pentodda yig‘ilgan eng sodda kuchaytirgich sxemasi ko‘rsatilgan.



11.4-rasm. Pentodda yig‘ilgan sodda kuchaytirgich.

Kichik signalda (chiziqli kuchaytirish rejimi) anod toki va to‘r-katod, anod-katod kuchlanishlari orasidagi bog‘lanish quyidagicha aniqlanadi:

$$i_a = S u_{tk} + (1/R_i) u_{ak} = S(u_{tk} + D u_{ak}), \quad (11.3)$$

bunda $S = \frac{d i_a}{d u_{sk}}$ $u_{s-k} = E_{so}$, $u_{a-k} = E_{ao}$ bo‘lganda,

$$\frac{1}{R_i} = \frac{d i_a}{d u_{ak}} \quad u_{s-k} = E_{so}, \quad u_{a-k} = E_{ao} \quad \text{bo‘lganda.}$$

$D = \frac{1}{S R_i}$ – boshqaruvchi to‘r bo‘yicha singdiruvchanlik (nisbat setka tokisiz ishlaganda amal qiladi).

R_i – pentodning ichki qarshiligi.

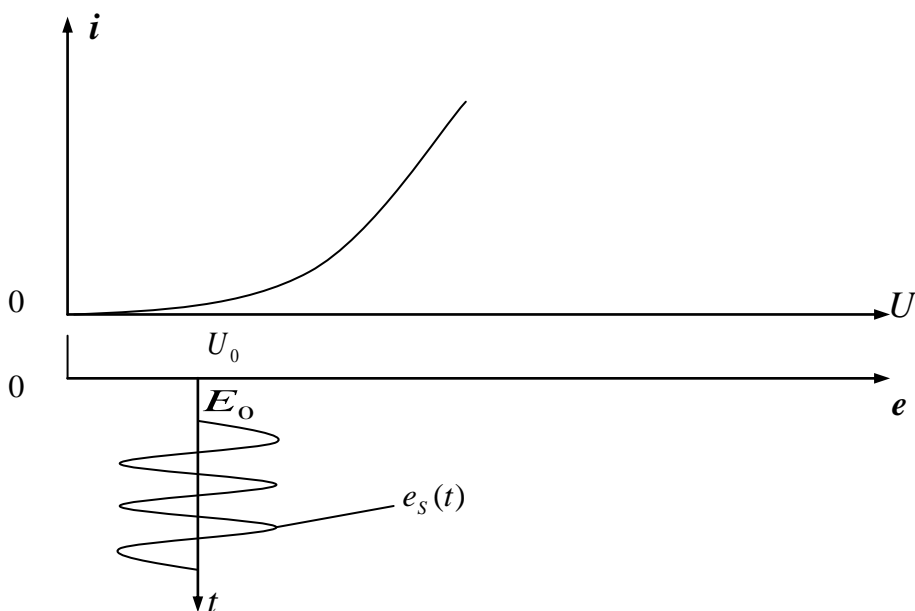
$i_a(U_{tk})$ tavsifnomaning qiyaligi S va pentodning ichki qarshiligi R_i differensial parametrlar hisoblanib, pentod VAT dagi ish nuqtasida i_a tokning berilgan i_{ao} qiymatdan farqlanganda aniqlanadi. (11.3) ifodada ikkinchi qo‘shiluvchi oldida musbat ishora olingani sababi U_{ak} bu misolda mustaqil manba kuchlanishi sifatida ko‘rilmog‘da.

To‘r zanjiri uchun (11.3) ga o‘xshash ifoda tuzish mumkin:

$$i_t = (1/R_{tk})u_{tk} + S_{ta}u_{ak}. \quad (11.4)$$

Qiyalikni aniqlashning ikkinchi usuli butunlay qurilmaning nochiziqli ish rejimiga mos keladi (11.5-rasm) va faqat kirish signalining amplitudasiga bog‘liq bo‘lgan nochiziqli elementning keng oraliqlardagi VAT ning shaklini hisobga olgan holdagina berilishi mumkin.

Nochiziqli sig‘im misolida $q(u)$ nochiziqli volt-kulon tavsifnomali istalgan qurilma xizmat qilishi mumkin. 1.6-rasmda $q_{nch}(u)$ va $C_{nch}(u)/u$ volt-farad tavsifnomalari hamda chiziqli sig‘im uchun mos bo‘lgan tavsifnomalar $q_{ch}(u)$ va $C_{ch} = q_{ch}(u)/u = const$ tasvirlangan.



11.5-rasm. 11.1-rasmdagi volt-amper tavsifnomali elementning nochiziqli ish rejimi.

Ko‘rilayotgan misolda nohiziqli sig‘imning volt-kulon tavsifnomasi $b_1=1$ Kl/V va $b_2=0,3$ Kl/V bo‘lganda quyidagi ifoda orqali berilgan:

$$q_{nch}(u)=b_1u+b_2u^2.$$

Bundan keyin u nohiziqli sig‘im $C(u)$ orqali belgilanadi. Agar $C(u)$ sig‘imga berilgan kuchlanish vaqt bo‘yicha o‘zgarsa, sig‘im orqali o‘tadigan tokni quyidagi ikki ekvivalent ifodalar orqali aniqlash mumkin:

$$i(t) = \frac{dq(u)}{dt} = \frac{dq(u)}{du} \cdot \frac{du}{dt}, \quad (11.5)$$

$$i(t) = \frac{d[C(u) \cdot u]}{dt} = u \frac{dC(u)}{dt} + C(u) \frac{du}{dt} = \left[u \frac{dC(u)}{du} + C(u) \right] \frac{du}{dt}. \quad (11.6)$$

Agar $|e| \ll U_0$ sharti bilan kuchlanish $u=U_0+e$ bo‘lsa, bunda U_0 – ish nuqtasidagi kuchlanish, e – kuchlanishning o‘zgarishi, u holda sig‘imni quyidagi ko‘rinishda ifodalash mumkin:

$$C_0 \approx \left. \frac{dq_{NCh}(u)}{du} \right|_{u=U_0}. \quad (11.7)$$

Shu yo‘l bilan aniqlangan sig‘imni differensial sig‘im deyiladi.

C_0 parametr $q_{nch}(u)$ volt-kulon tavsifnomaning qiyaligi orqali aniqlanadi. 11.6-rasmda ko‘rsatilgan C_0 ning u ga bog‘liqligi quyidagi ifoda orqali hisoblanadi:

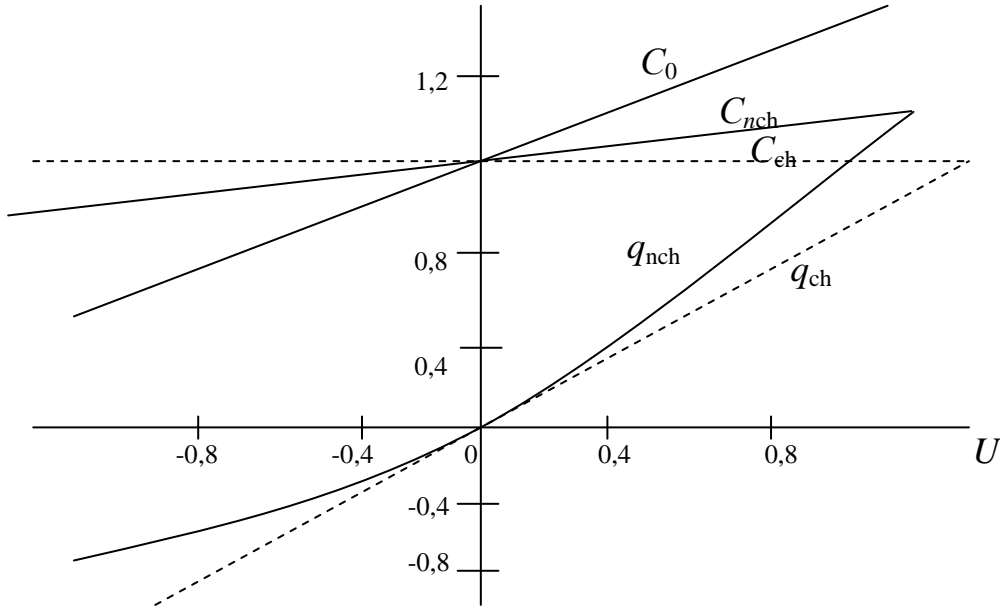
$$C_0 = b_1 + 2b_2u \Big|_{u=U_0} = 1 + 2 \cdot 0,3U_0. \quad (11.8)$$

Kuchli tok oqimi ta‘sirida o‘zagi magnit to‘yinish darajasiga yetgan ferromagnit o‘zakli g‘altak nohiziqli induktivlik $L(i)$ misoli bo‘la oladi. Induktivlikdagi i tok va kuchlanish u_2 orasidagi nisbatni magnit oqimi ifodasidan aniqlanadi:

$$\Phi(i) = L(i)I, \quad (11.9)$$

unga ko‘ra:

$$u_L(t) = \frac{d\phi(i)}{dt} = \frac{dL(i)}{di} \frac{di}{dt} i + L(i) \frac{di}{dt} = \left[i \frac{dL(i)}{di} + L(i) \right] \frac{di}{dt}. \quad (11.10)$$



11.6-rasm. Chiziqli va nochiziqli sig‘imlarning volt-kulon va volt-farad tavsifnomalari.

Agar induktivlik $u_L(t)$ kuchlanishi berilgan bo‘lsa, u holda

$$\int u_L(t) dt = u(t) = L(i)i(t) \quad (11.11)$$

va chiziqli induktivlik holatidagi kabi:

$$i(t) = \frac{1}{L(i)} \int u_L(t) \cdot dt \quad (11.12)$$

Differensial induktivlik ostida quyidagi kattalik tushuniladi:

$$L_0 \approx \left. \frac{d\phi(i)}{di} \right|_{i=I_0} \quad (11.13)$$

„Differensial qarshilik, sig‘im va induktivlik“ tushunchalarini kuchsiz signallarni nochiziqli elementlarga nisbatan ta‘sirini ko‘rishda

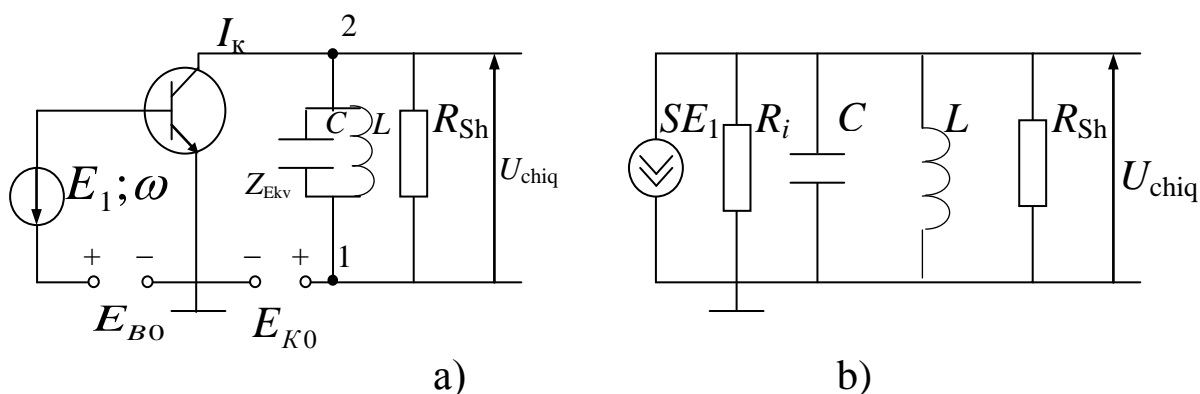
keng qo‘llaniladi. Bunda elementning nohiziqliligi R_0 , C_0 va L_0 lar, ish nuqtasini nohiziqli tavsifnomada joylashganini aniqlaydigan boshqaruvchi kuchlanishga (yoki tokga) bog‘liq ekanligidan namoyon bo‘ladi. Kuchsiz signalga nisbatan esa bu kabi element o‘zgaruvchan parametrlil chiziqli qurilma hisoblanadi (agar nohiziqli elementlarga kuchsiz signalning ta’sirini boshqaruvchi kuchlanish vaqt bo‘yicha o‘zgarsa).

11.2. Nohiziq rezonansli kuchaytirish

Tokni kesish rejimidagi nohiziq rezonansli kuchaytirgich. Oldingi bandlarda nohiziqli kuchaytirgichlarni kuchsiz signallar kuchaytirgichlari deb aytilgan edi. Ularda aktiv elementdagi (masalan, tranzistorning kollektor zanjiridagi) I_1 tokning o‘zgaruvchan tashkil etuvchisining amplitudasi kuchaytirgichning iste’mol manbasidan olinadigan I_0 o‘zgarmas tokning kam ulushini tashkil etadi. Shuningdek, chiqish signali quvvatini energiya manbasidan olinayotgan quvvatiga nisbati orqali aniqlanadigan FIK juda kamdir.

Radio qabulqiluvchi qurilmalarda ishlatiladigan rezonans kuchaytirgichlarda I_1/I_0 nisbat shunaqangi kichikki, FIK haqida savol umuman etiborga olinmaydi. I_1/I_0 nisbatni kuchaytirgichning tokni kesish bilan ishlash rejimiga, ya’ni, nohiziqli rejimga o‘tkazish yo‘li bilan oshirish mumkin.

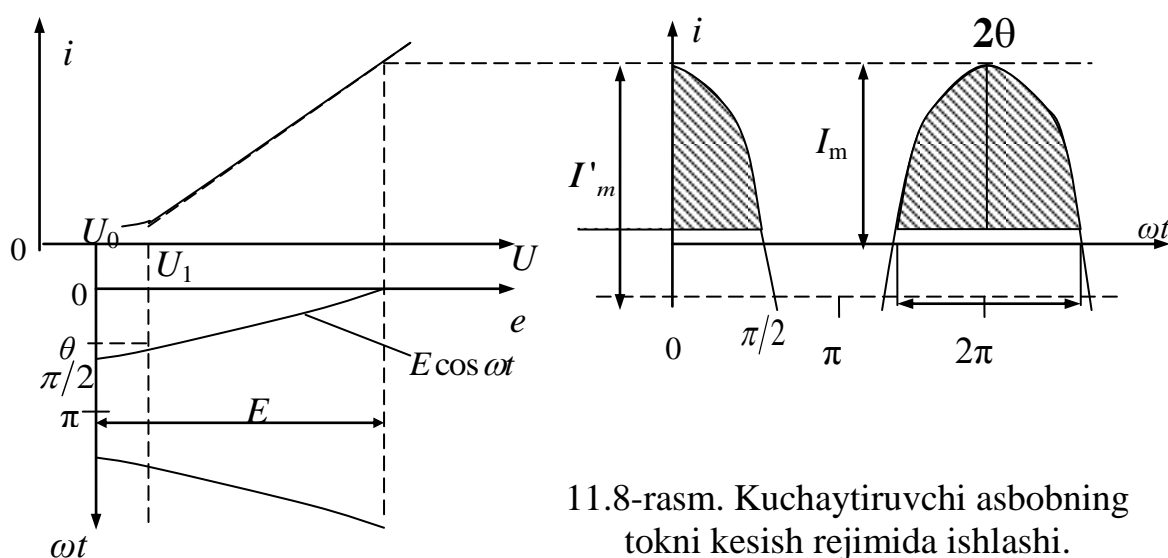
Avvalam bor kuchaytirgich kirishidagi garmonik signalni ko‘rib chiqaylik.



11.7-rasm. a) rezonans kuchaytirgich va b) kollektor zanjirining ekvivalent sxemasi.

11.7-rasmda nochiziqli rezonans kuchaytirgichning sxemasi ko'rsatilgan. Uning asosiy farqi – kuchaytiruvchi asbobning ishlash rejimidadir. Volt-amper tavsifnomadagi U_0 ish nuqtasini siljitish va kirishdagi tebranish E_0 amplitudasini oshirish orqali ish rejimi tranzistorli kuchaytirgichda kollektor toki $i_k(t)$ ni kesish bilan o'ratiladi (11.8-rasm).

Tokning maksimal qiymati I_m dan nolgacha o'zgarishiga mos keluvchi θ burchagi *tokni kesish burchagi* deb nom olgan.



11.8-rasm. Kuchaytiruvchi asbobning tokni kesish rejimida ishlashi.

11.9-rasmdagi VATda signalning $e_s(t)$ kuchlanishi, U_1 nuqtaning chegarasidan o'tib ketmaydi.

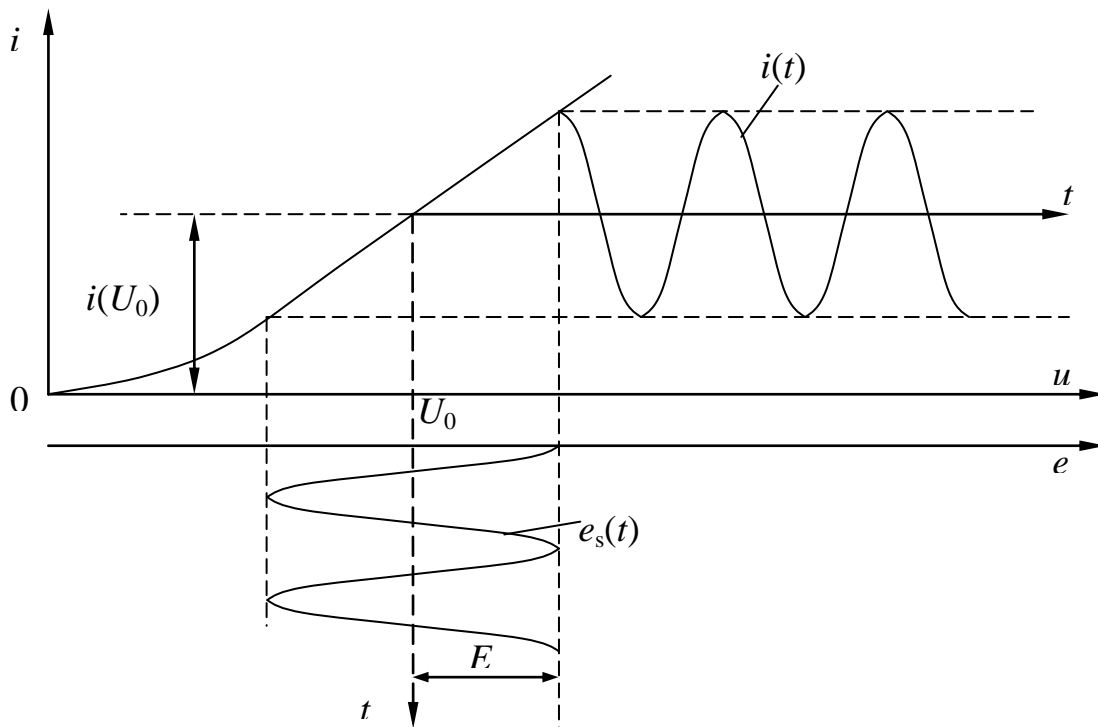
Garmonik tebranishda tok $i(t)$ impuls shaklni egallaydi (11.8, b-rasm). Tok impulslarining davomiyligi 2θ ga teng. 11.8, a-rasmdan quyidagi ifoda kelib chiqadi:

$$\cos\theta = (U_1 - U_0)/E. \quad (11.14)$$

Tokning amplitudasi quyidagiga teng:

$$I_m = a_1[E - (U_1 - U_0)] = a_1E(1 - \cos\theta). \quad (11.15)$$

bunda a_1 – volt-amper tavsifnomaning chiziqli qismining qiyaligi.



11.9-rasm. Kuchaytiruvchi asbobning kuchsiz nochiziqli ishlash rejimi.

$-\theta < \omega t < \theta$ oralig'ida nochiziqli elementni garmonik tebrantirganda tok impulsining shakli kesilgan kosinusoidaga yaqin va agar VAT ning pastki egriligidagi qiyalikni hisobga olinmasa (11.8, a-rasm), u holda tokning oniy qiymatini quyidagi tenglama orqali ifodalash mumkin:

$$i(t) = I'_m (\cos \omega t - \cos \theta), \quad -\theta < \omega t < \theta. \quad (11.16)$$

I_m simboli bilan $\theta = \pi/2$ da bo'lishi mumkin bo'lgan impuls amplitudasi belgilangan.

Real impulsning I_m amplitudasi $\omega t = 0$ momentiga to'g'ri kelgani bois, quyidagi nisbat o'rinalidir :

$$I_m = i(0) I'_m (1 - \cos \theta), \quad \text{undan esa } I'_m = I_m / (1 - \cos \theta).$$

Bu ifodani (11.11) ga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$i(t) = \frac{I_m}{1 - \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta), \quad -\theta < \omega t < \theta. \quad (11.17)$$

$\theta = 0$ da tok umuman nolga teng (nochiziqli element butun davr mobaynida yopiq);

$\theta = 180^0$ da esa tok kesilishi bo‘lmaydi va ish rejimi chiziqli bo‘ladi.

Kesish burchagi 180^0 dan kam bo‘lgandagi ishlashda birinchi I_1 garmonikaning o‘zgarmas I_0 tashkil etuvchiga nisbati birdan katta. Ko‘rinib turibdiki, θ ning kamayishi bilan

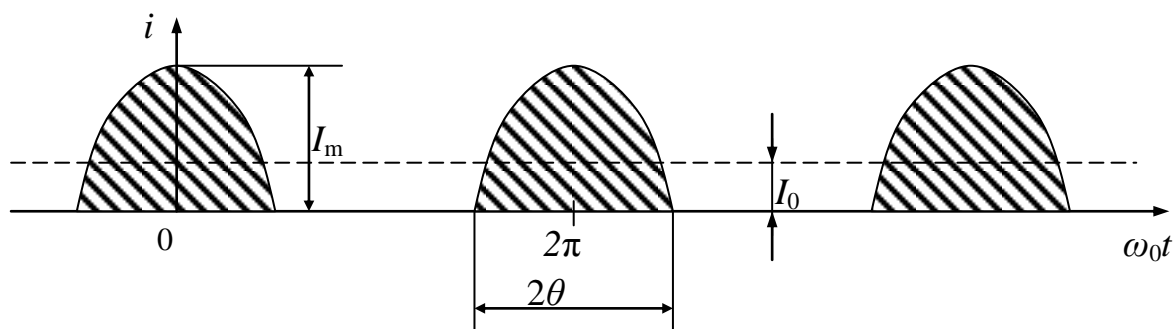
$$\gamma_1 = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{I_1}{I_0} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \quad (11.18)$$

nisbat ortib boradi, bunda – $\alpha_0(\theta) = \frac{I_0}{I_m} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}$,

$$\alpha_1(\theta) = \frac{I_1}{I_m} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}.$$

Kuchaytirgichlarning istalgan turiga tavsifli bo‘lgan nochiziqli rejimning ahamiyatli tomonlarini ko‘rib chiqamiz.

Kuchaytirgich kesish bilan ishlaganda, tok $i(t)$ chiqish zanjirida impuls shaklga ega bo‘ladi (11.10-rasm), va o‘zgarmas tashkil etuvchi hamda foydali bo‘lgan birinchi garmonika bilan bartaraf etilishi (filtrlanishi) lozim bo‘lgan yuqori garmonikalar qatoriga ega bo‘ladi.



11.10-rasm. 1.7-rasmda ko‘rsatilgan rejimga mos keluvchi impuls toki.

Bu masalani kirish tebranishi ω_0 chastotasiga sozlangan parallel tebranish konturi yechadi. Toklar rezonansida parallel konturning Z_{ekr}

ekvivalent qarshiligi 1–2 nuqtalar (11.7-rasm) orasida juda katta qiymatga ega va kuchaytirgichning yuklama qarshiligi hisoblanadi.

Konturning asilligi:

$$Q = \frac{R_{sh}}{\rho} = \frac{R_{sh}}{1/\omega_r \cdot C} = \frac{\omega_r \tau_k}{2} = \frac{\omega_r}{2\alpha_k}$$

- rezonans chastotasi – $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$
- xarakteristik qarshiligi – $\rho = \sqrt{L/C} = \omega_r L = 1/\omega_r C$
- soʻnishi – $\alpha_k = 1/(2R_{sh}C)$
- vaqt doimiysi – $\tau_k = 2R_{sh}C = 1/\alpha_k$.

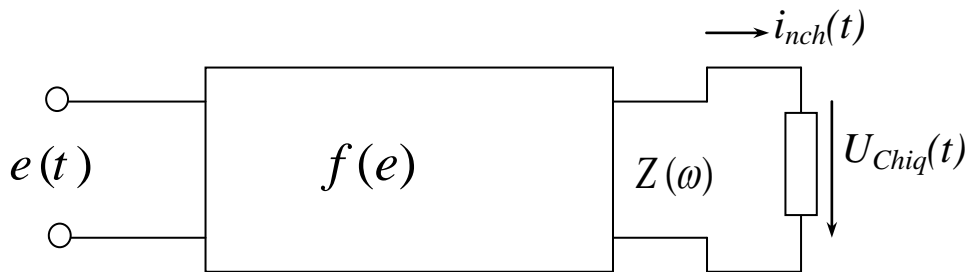
$i(t)$ tokning yuqori garmonikalariga nisbatan yetarlicha katta Q asillikka ega boʻlgan konturni qisqa tutashuv deb qarash mumkin.

Natijada, yuklama konturida $i(t)$ tokning impuls shaklini buzilishiga qaramasdan, huddi chiziqli kuchaytirgichdagi kabi garmonik shaklga juda yaqin boʻlgan kuchlanish ajralib chiqadi.

Nochiziqli kuchaytirgichda asosiy ω_0 chastota kuchlanishlari va toklari orasidagi nisbatni oʻrnatamiz.

Agar chiqish kuchlanishining I_1 tokka teskari reaksiyasini hisobga olinmasa, yaʼni umumlashtirilgan 11.10-rasmdan kelib chiqqan holda:

$$I_m = a_1 E (1 - \cos \theta) = I_1 / \alpha_1(\theta),$$



11.11-rasm. Nochiziqli toʻrtqutblik va spektrning foydali tashkil etuvchilarini ajratib olish uchun tanlovchi zanjir.

undan kelib chiqqan holda:

$$I_1 = \alpha_1(\theta)I_m = \alpha_1(\theta)(1 - \cos\theta)a_1E. \quad (11.19)$$

Agar a_1 volt-amper tavsifnomaning chiziqli qismidagi qiyaligi bo'lsa, ya'ni, $a_1=S$, u holda

$$I_1 = \alpha_1(\theta)(1 - \cos\theta)SE. \quad (11.20)$$

11.3. Chastotani ko'paytirish

Agar kirish signalining katta amplitudasi bilan ishlayotgan rezonansli kuchaytirgich sxemasida tebranish tizimi $n\omega$ chastotasiga, ya'ni kirish signalining biror bir yuqori garmonikalaridan birining chastotasiga sozlansa, u holda bu qurilma chastota ko'paytirgichi sifatida qo'llanilishi mumkin.

Chastota ko'paytirgichi va nochiziqli rezonans kuchaytirgichlarni hisoblash amalda bir-biridan farq qilmaydi. Kollektor tokining birinchi garmonikasi chiqishda hosil qilgan

$$U_{mchiq} = I_1R_{rez} = SR_{rez}U_m\gamma_1(\theta) \quad (11.21)$$

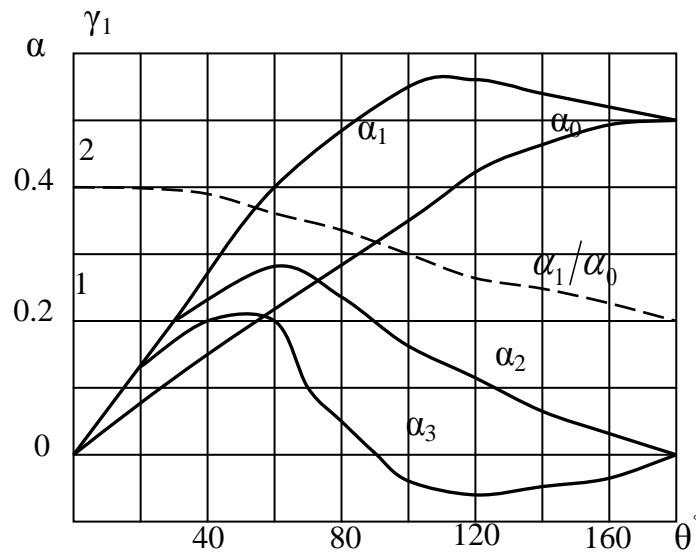
amplitudali foydali kuchlanishning ifodasi kabi, ko'paytirgichning chiqish signalining amplitudasi bo'lak-chiziqli approksimatsiyalan-ganda quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

$$U_{mchiq} = SR_{rez}U_{mkir}\gamma_n(\theta). \quad (11.22)$$

Chastota ko'paytirgichlarini qurishning qiyin tomoni shundaki, ko'paytirish darajasining katta qiymatlarida $\gamma_n(\theta)$ ning qiymatlari kamayib ketadi. Shuning uchun mos keluvchi Berg koeffitsientlarini maksimallashtiruvchi kesish burchagini tanlash zarur. $\gamma_n(\theta)$ funksiyalarini tahlili shuni ko'rsatadiki, optimal θ_{opt} burchagi mavjud bo'lib, u quyidagicha aniqlanadi:

$$\theta_{opt} = 180^0/n. \quad (11.23)$$

Chastota ko'paytirgichida tokni kesish burchagi qo'zg'atuvchi kuchlanish amplitudasining o'zgarish (fiksatsiyalangan) qiymatida aynan shunday bo'lishi lozim.

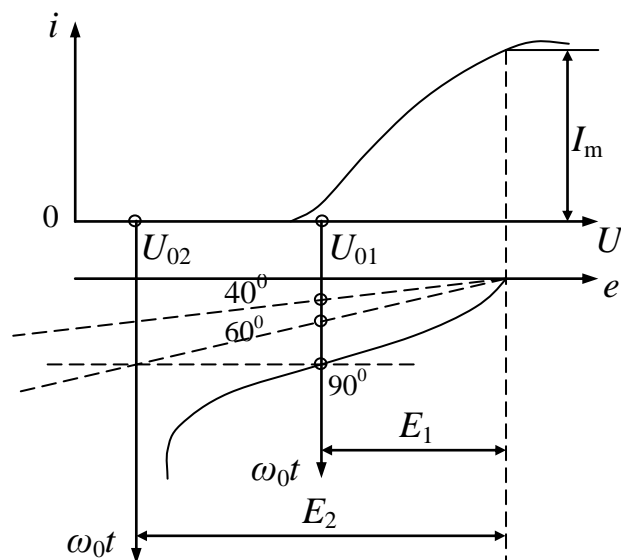


11.12-rasm. Impuls tokni Furrye qatoriga yoyishda θ kesish burchagiga bog'liqlik koeffitsienti.

11.12-rasmda ko'rsatilgan grafiklardan ko'rinib turibdiki, chastotani ikkiga ko'paytirish uchun 60° ga yaqin kesish burchagi bilan ishlash afzaldir. Unda ikkinchi garmonika koeffitsienti maksimumdan o'tadi, chastotani uchga ko'paytirish uchun 40° kesish burchagi to'g'ri keladi va hokazo.

Agar kontur $n\omega_0$, $n = 2, 3, \dots$, chastotaga sozlangan bo'lsa, tokning $n-1$ va undan ham past tartibli garmonikalari induktiv zanjir orqali, $n+1$ va undan yuqori garmonikalar esa konturning sig'imli zanjiridan o'tadi. Yetarlicha yuqori asilligida konturdagi kuchlanish n -garmonikadan tashqari barcha garmonikalarda juda pastdir. Shuning uchun konturdagi kuchlanish $n\omega_0$ chastotali garmonik kuchlanishga yaqin bo'ladi.

Shuni nazarda tutish lozimki, elektron qurilmaning quvvatini to'liq ishlatish uchun kesish burchagini kamaytirib, impuls amplitudasini o'zgartirmasdan ushlab turilganda bajarilishi kerak. Buning uchun $|U_0|$ ko'chishni o'zgartirish bilan birgalikda kirishdagi o'zgaruvchan E kuchlanishning amplitudasini ko'tarish zarur bo'ladi. 11.13-rasmda $\theta = 90^\circ$ burchakka U_{01} ko'chish mos keladi, $\theta = 60^\circ$ burchakka U_{02} ko'chishi va hokazo. E_1, E_2, \dots , amplitudalari shunday tanlanganki, I_m o'zgarishdan qoladi.



11.13-rasm. Ko'paytirishning har xil koeffitsientlarida chastota ko'paytirgichi uchun kesish burchagini tanlash.

Yuqoridagilarni hisobga olib, chastota ko'paytirgichlari uchun kirish signalining katta amplitudali ish rejimi tavsifli ekanini ta'kidlash mumkin.

11.4. Amplituda bo'yicha chegaralash

Radiotexnikada tanlovchi zanjirlar orqali chastota bo'yicha modulatsiyalangan tebranishlarni uzatishda radiosignalga qo'shiluvchi halaqitlar tufayli vujudga keladigan yuqori chastotali tebranishning amplitudasi o'zgarishini bartaraf etish zaruriyati ko'p sodir bo'lib turadi. Buning uchun nochiziqli element va tanlovchi yuklamadan iborat amplituda bo'yicha chegaralagichlar keng qo'llaniladi.

Nochiziqli elementning volt-ampere tavsifnomasi aniq ko'rinishli gorizontaal qismga ega bo'lishi zarur, tanlovchi zanjirning o'tkazish kengligi esa ma'lumotni uzatish uchun ajratilgan kenglikdan ko'p bo'lmasligi kerak hamda chegaralanuvchi tebranish chastotasida (yoki fazasida) joylashgan bo'lishi lozim.

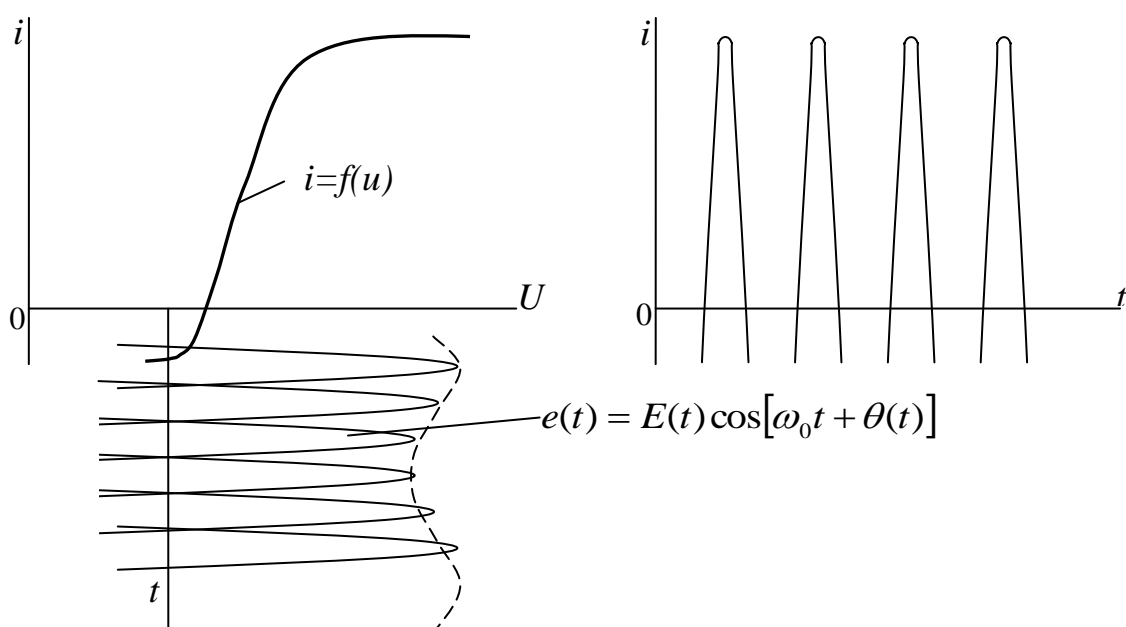
Amplituda bo'yicha chegaralagich sifatida 11.13-rasmda ko'rsatilgan ish rejimida ishlovchi 11.6-rasmdagi nochiziqli rezonans kuchaytirgich qo'llanilishi mumkin.

Chegaralagichga quyidagi ko'rinishda tebranish berilayotgan bo'lsin:

$$e(t) = E(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (11.24)$$

shuningdek $E(t)$ og'uvchining o'zgarasligi muhim omillardan biri hisoblanadi. Agar u o'zgarsa, va bu o'zgarish $i=f(u)$ tavsifnomaning gorizontal qismining chegarasidan chiqib ketmasa (11.14-rasm), unda $E(t)$ ga bog'liq bo'lmagan holda tok impulslari bir xil amplitudaga ega bo'ladi. Impulslar cho'qqilarining kenligi bir oz o'zgaradi xolos.

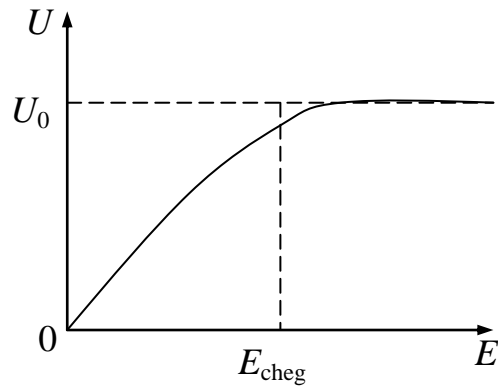
Shu sabab birinchi aniqlashtirishda birinchi garmonikaning amplitudasi va o'z navbatida tebranish konturidagi kuchlanish amplitudasi ham, $E(t)$ amplituda o'zgarishining ma'lum oralig'idagi o'zgaras kattaliklari deb hisoblash mumkin.



11.14-rasm. Amplituda chegaralagichining ish rejimi.

Yuqori garmonikalarni filtrlashni ta'minlovchi, tanlovchi yuklamaga ega bo'lgan chegaralagichning tavsifnomasini 11.15-rasmda ko'rsatilganidek, tasvirlash mumkin.

E_{cheg} orqali kirish kuchlanishi amplitudasining chegaraviy qiymati belgilangan, bu qiymatdan boshlab U_0 sathida to'liq chegaralash ta'minlanadi. $E(t) > E_{cheg}$ bo'lganda chiqishdagi amplituda deyarli o'zgarmaydi. Tokning birinchi garmonikasining fazasi va shuningdek chiqish kuchlanishining fazasi chegaralagichning kirishidagi kuchlanish fazasi bilan mos tushadi.



11.15-rasm. Rezonans chegaralagich tavsifnomasi.

Shu sabab chiqish kuchlanishi uchun quyidagi ifodani keltirish mumkin:

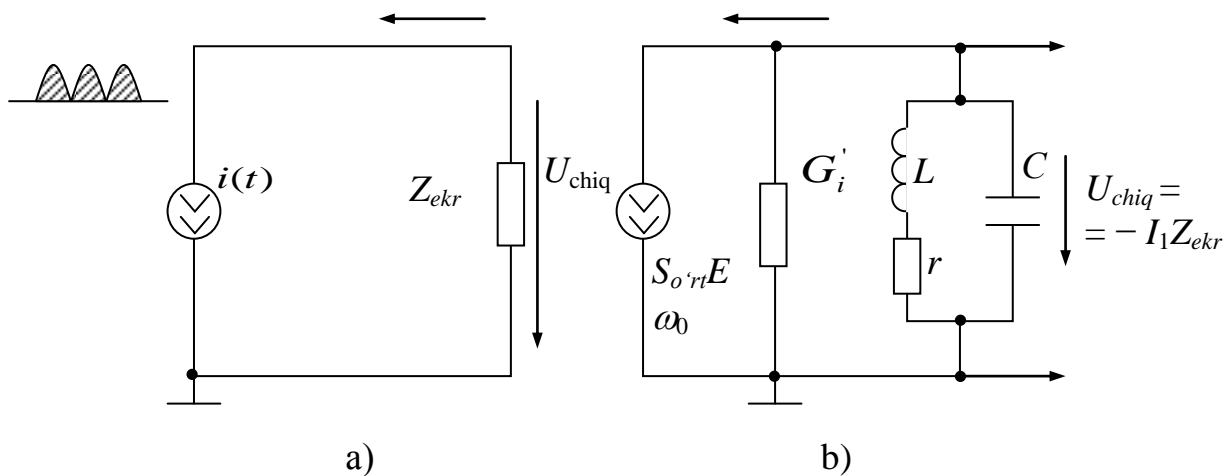
$$u_{chiq}(t) \approx U_0 \cos[\omega_0 t + \theta(t)]. \quad (11.25)$$

Chiqish kuchlanishi U_0 amplitudasini noxiziqli element va tanlovchi yuklama parametrlari orqali aniqlanadi.

11.16, b - rasmdagi sxema uchun :

$$U_0 = I_1 Z_{ekr}$$

bunda Z_{ekr} – toklar rezonansida parallel konturning ekvivalent qarshiligi, I_1 – impuls cho‘qqisining torayishini hisobga olgan holda aniqlanadigan birinchi garmonika amplitudasi.

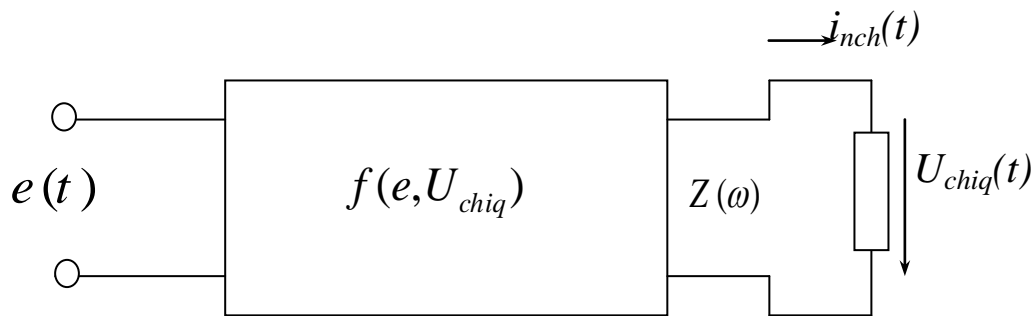


11.16-rasm. Kuchaytirgich chiqish zanjirining umumiy ekvivalent sxemasi: a) tokni kesish rejimida; b) impulsli tokning 1-garmonikasi uchun.

11.5. Signal chastotasini o'zgartirish

Radiotexnikada ko'p hollarda signal spektrini chastotalar o'qi bo'ylab ma'lum bir o'zgarmas qiymatga signal strukturaviysi (tuzilishi) saqlagan holda siljitishni amalga oshirish talab qilinadi. Bunday siljitishni *chastotani o'zgartirish* deyiladi.

Nochiziqli elementga ikki kuchlanishning ta'sirini ko'rib chiqaylik.



11.17-rasm. Nochiziqli to'rtqutblik va teskari reaksiya sodir bo'lganda spektrning foydali tashkil etuvchilarini ajratib olish uchun tanlovchi zanjir.

Nochiziqli zanjirda tok $i_{nch}(t)$ ham kirishdagi $e(t)$ signalga, ham kuchlanish $U_{chiq}(t)$ ga bog'liq bo'ladi. Nochiziqli elementning tavsifnomasini ko'rsatuvchi $f(e)$ nochiziqli funksiya uning qurilishi va ish rejimiga bog'liq.

$Z(\omega)$ orqali chiziqli-chastotaviy tanlovchi zanjirning kompleks qarshiligi belgilangan. Berilgan bu holatda yordamchi generator (geterodin) tomonidan ishlab beriladigan tebranish garmonik hisoblanadi. Ikkinchi tebranish, ya'ni signal, istalgan murakkab, ammo tor kenglikka ega jarayon bo'lib, u o'zgartirilishi lozim bo'ladi.

Shunday qilib, nochiziqli elementga ikki kuchlanish ta'sir qilmoqda:

geterodindan

$$e_g = E_g \cos(\omega_g t + \theta_g), \quad (11.26)$$

signal manbasidan

$$e_s = E_s(t) \cos \left[\int \omega_s(t) dt + \theta_s \right]. \quad (11.27)$$

E_g amplituda, ω_g chastota va boshlang'ich faza θ_g geterodin tebranishining o'zgarmas kattaliklaridir. Signalning $E_s(t)$ amplitudasi va $\omega_s(t)$ oniy chastotasi modulatsiyalangan bo'lishi mumkin, ya'ni vaqtning sekin o'zgaruvchi funksiyalari (tor kenglikli jarayon) bo'lishi mumkin. Signalning boshlang'ich fazasi θ_s – o'zgarmas kattalik.

Chastotani o'zgartirilishining maqsadi, yig'indi yoki farqlanuvchi $\omega_s \pm \omega_g$ chastotani olish hisoblanadi.

Tebranishni quyidagi yig'indi ko'rinishida tasvirlaymiz:

$$s(t) = E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2) = E_1 \cos \Psi_1(t) + E_2 \cos \Psi_2(t). \quad (11.28)$$

Endi quyidagini eslaylik: asli tavsifnomani uni yaqinlashtirib ko'rsatadigan funksiya bilan almashtirilish tavsifnomani approksimatsiyalash deyiladi. Ehg keng tarqalgan usullardan biri bu – darajali polinom bilan approksimatsiyalash hisoblanadi.

Approksimatsiyalovchi darajali polinomni quyidagi shaklda yozamiz:

$$i(u) = i(U_0) + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2 + a_3(u - U_0)^3 + \dots \quad (11.29)$$

a_1, a_2, a_3, \dots , koeffitsientlari

$$a_1 \left(\frac{di}{du} \right)_{u=U_0}, \quad a_2 = \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2i}{du^2} \right)_{u=U_0}, \quad a_3 = \frac{1}{3!} \left(\frac{d^3i}{du^3} \right)_{u=U_0} \cdot \quad (11.30)$$

ifodalar orqali aniqlanadi, bunda a_1 – tavsifnomaning $u=U_0$ nuqtadagi qiyaligini ko'rsatadi; a_2 – qiyalikning $1/2!$ koeffitsientli birinchi hosilasini, a_3 – qiyalikning $1/3!$ koeffitsientli ikkinchi hosilasini va h.k. Volt-amper tavsifnomaning berilgan shaklida a_1, a_2, a_3, \dots , koeffitsientlar U_0 ga, ya'ni, ish nuqtasining tavsifnomadagi vaziyatiga bog'liq.

(11.28) ni (11.29) qatorga qo'yish quyidagi natijalarga olib keladi:

a) qatorning chiziqli tashkil etuvchisi uchun

$$a_1 e_s(t) = a_1 E_1 \cos \Psi_1(t) + a_2 E_2 \cos \Psi_2(t) \quad (11.31)$$

b) qatorning kvadratik tashkil etuvchisi uchun

$$a_2 e^2_s(t) = a_2 [E_1 \cos \Psi_1(t) + E_2 \cos \Psi_2(t)]^2 = 1/2 a_2 (E^2_1 + E^2_2) + 1/2 a_2 E^2_1 \cos 2(\omega_1 t + \theta_1) + 1/2 a_2 E^2_2 \cos 2(\omega_2 t + \theta_2) + a_2 E_1 E_2 \{ \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] + \cos [(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \} \quad (11.32)$$

vaqtga bog'liq bo'lmagan birinchi qo'shiluvchi o'zgarimas tokning ko'payishini aniqlab beradi. $2\omega_1$ va $2\omega_2$ chastotali qo'shiluvchilar kirish signalining mos tashkil etuvchilarining ikkinchi garmoonikalaridir. $\omega_1 - \omega_2$ chastotali qo'shiluvchilar kombinatsion tebranishlarni ko'rsatadi.

Shunday qilib, chastota o'zgartirishning maqsadi, yig'indi yoki farqlovchi chastota $\omega_s \pm \omega_g$ ni olish hisoblanadi. (11.32) ifodadan kelib chiqqan holda, buning uchun kvadratik nochizilikni qo'llash zarur. Nochizikli element sifatida diodni olamiz, ammo signal va geterodin tebranishlarining o'zaro amal qilish natijalarini to'liq aniqlash uchun diodning tavsifnomasini to'rtinchi darajali polinom bilan approssimatsiyalaymiz:

$$i = i_0 + a_1(e_s + e_g) + a_2(e_s + e_g)^2 + a_3(e_s + e_g)^3 + a_4(e_s + e_g)^4 = i_0 + a_1 e_s + a_1 e_g + a_2 e^2_s + 2a_2 e_s e_g + a_2 e^2_g + a_3 e^3_s + 3a_3 e^2_s e_g + a_3 e^3_g + a_4 e^4_s + 6a_4 e^2_s e^2_g + 4a_4 e_s e^3_g + 4a_4 e^3_s e_g + a_4 e^4_g. \quad (11.33)$$

Har xil darajali faqat e_s va e_g lardan iborat qo'shiluvchilar qiziqish hosil qilmaydi.

Chastotani o'zgartirish (siljitish) nuqtai nazaridan asosiy natijani $e_s^n e_g^m$ ko'rinishdagi ko'paytmalardan iborat tashkil etuvchilar hal etadi.

Shu ko'paytmalarga (11.26) va (11.27) ifodalarni qo'yib hamda $\omega_s + \omega_g$ yig'indi yoki $\omega_s - \omega_g$ farqlanish chastotalari bo'lmagan tashkil etuvchilarni chiqarib tashlab, oson trigonometrik kiritishlardan keyin quyidagi oxirgi natijaga kelamiz :

$$i_{\omega_s \pm \omega_g}(t) = a_2 E_s(t) E_g \left\{ \cos \left[\left(\int \omega_s(t) dt + \omega_g t \right) + \theta_s + \theta_g \right] + \cos \left[\left(\int \omega_s(t) dt - \omega_g t \right) + \theta_s - \theta_g \right] \right\} + \frac{3}{2} a_4 E_s(t) E_g [E_s^2(t) + E_g^2] \times$$

$$\times \left\{ \cos \left[\left(\int \omega_s(t) dt + \omega_g t \right) + \theta_s + \theta_g \right] + \cos \left[\left(\int \omega_s(t) dt - \omega_g t \right) + \theta_s - \theta_g \right] \right\}. \quad (11.34)$$

Bu natijadan ko‘rinib turibdiki, bizni qiziqtirayotgan $\omega_s \pm \omega_g$ chastotalar noxiziqli elementning tavsifnomasini approksimatsiyalovchi polinomning juft darajalari tufayli vujudga keladi. Lekin polinomning (a_2 koefitsientli) birgina kvadratik tashkil etuvchisigina faqat $E_s(t)$ birinchi darajasiga proporsional amplitudali tashkil etuvchilarni hosil qiladi. Ancha yuqori juft darajalar (to‘rtinchi, oltinchi, va h.k.) bu proporsionallikni buzadi, chunki ular kiritadigan tebranishlar amplitudalari shuningdek $E_s(t)$ ning birinchisidan yuqori bo‘lgan darajalarga ega bo‘ladi. Bundan ko‘rinib turibdiki, E_s va E_g amplitudalari shunday hisob bilan tanlanishi kerakki, (1.33) ifodadagi yoyilishda ikkinchi darajadan yuqori bo‘lmagan qo‘shiluvchilar ustunlikka ega qiymatda bo‘lishi lozim.

Buning uchun quyidagi tengsizliklar bajarilishi zarur:

$$E_s^2 \ll a_2 / \left(\frac{3}{2} a_4 \right), \quad E_g^2 \ll a_2 / \left(\frac{3}{2} a_4 \right),$$

u holda (1.34) ifoda quyidagi ko‘rinishga keladi:

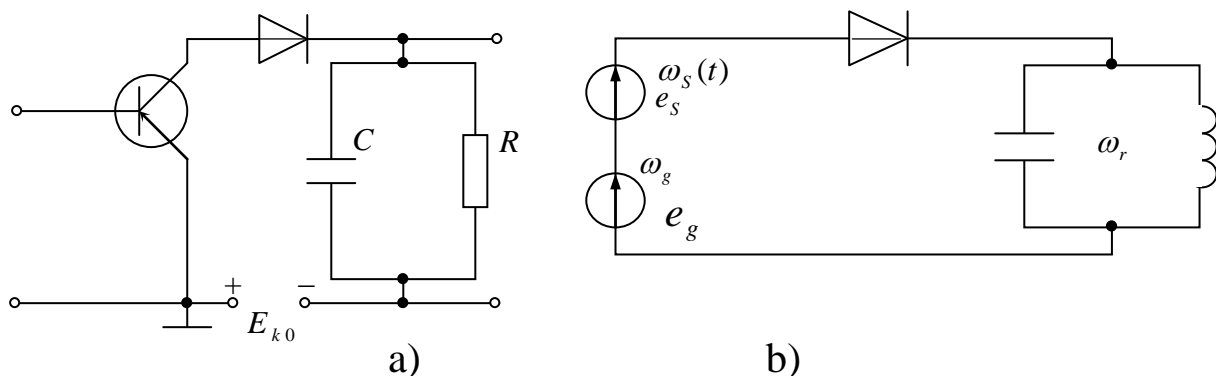
$$i_{\omega_s \pm \omega_g}(t) \approx a_2 E_s(t) E_g \left\{ \cos \left[\left(\int \omega_s(t) dt + \omega_g t \right) + \theta_s + \theta_g \right] + \cos \left[\left(\int \omega_s(t) dt - \omega_g t \right) + \theta_s - \theta_g \right] \right\}. \quad (11.35)$$

Radioqabulqiluvchi va boshqa ko‘pgina qurilmalarda chastotani o‘zgartirish masalasi signalni kuchaytirish masalasi bilan keskin bog‘liq bo‘lgan hollarda, odatda, $E_s \ll E_g$ bo‘ladi.

Katta qavslar ichidagi $\omega_s(t) + \omega_g$ chastotali birinchi qo‘shiluvchi (kosinus argumentidan hosila) signal spektrini yuqori chastotalar mintaqasiga siljitishga mos keladi, $\omega_s(t) - \omega_g$ chastotali ikkinchi qo‘shiluvchi esa past chastotali mintaqaga siljitishga mos keladi. Shu ikkala yig‘indi yoki farqlanuvchi chastotalarning birini ajratib olish uchun o‘zgartirgichning chiqishida mos keluvchi yuklamani qo‘llash zarur. Masalan, ω_s va ω_g chastotalar bir-biriga yaqin bo‘lsin, va nolga yaqin joylashgan past chastotani ajratib olish talab qilinsin.

Bu kabi masala o‘lchash texnikasida ko‘p uchrab turadi va u „nolli urilish“ usuli deyiladi. Bu holda yuklama xuddi amplitudali detektorlashdagi kabi, ya’ni R va C parallel ulanishdan iborat bo‘lishi kerak, (11.18-rasm) hamda ω_s va ω_g yuqori chastotalarni filtrlashni ta’minlab, $\omega_s - \omega_g$ farqlanuvchi chastotani ajratib berishi zarur. Agar $\omega_s - \omega_g$ farqlanuvchi chastota yuqori chastotalar diapazonida yotsa, uni ajratib olish uchun rezonansli tebranuvchi zanjirni (11.18-rasm) qo‘llash lozim.

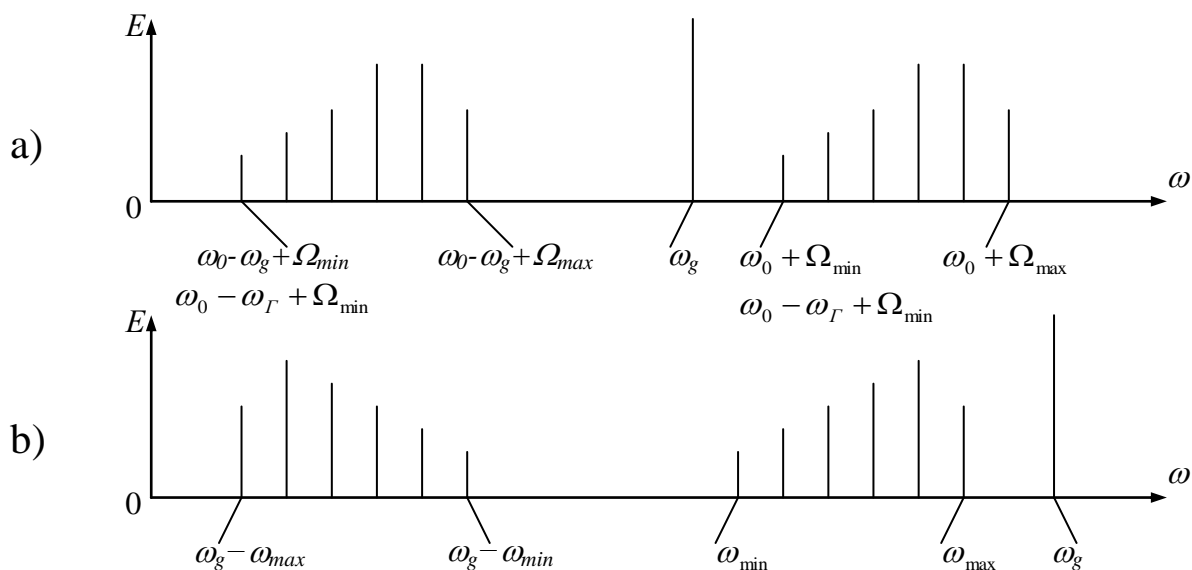
Agar foydali, ajratib olinishi zarur bo‘lgan yig‘indi chastota $\omega_s + \omega_g$ bo‘lsa, u holda kontur mos ravishda $\omega_r = \omega_s + \omega_g$ chastotaga sozlangan bo‘lishi kerak.



11.18-rasm. R va C parallel ulangan filtr (a) va uning ekvivalent sxemasi (b).

Odatda o‘zgartirgichning yuklamasi hisoblangan tebranish zanjirining o‘tkazish kengligi modulatsiyalangan tebranish spektrining kengligiga moslashgan. Bu holda $\omega_s \pm \omega_g$ ga yaqin chastotalarga ega tokning barcha tashkil etuvchilari kontur orqali bir tekis o‘tadi va chiqishda signalning tuzilishi kirishdagi signal tuzilishi bilan mos keladi.

Birgina tafovut shundaki, chiqishdagi chastota $\omega_s(t) + \omega_g$ yoki $\omega_s(t) - \omega_g$ ga teng, ya’ni, yuklama zanjirining rezonans chastotasiga bog‘liq. Chastotani o‘zgartirishda amplituda $E_s(t)$, chastota $\omega_s(t)$ va faza $\int \omega_s(t) dt$ larning o‘zgarish qonunlari chiqish tebranishiga o‘tkaziladi. Bu ma’noda ko‘rilayotgan signalni o‘zgartirish chiziqli yoki „aralashtirgich“ deb ataladi.



11.19-rasm. O‘zgartirgich kirishi va chiqishidagi signal spektri.

Farqlanuvchi chastotani ajratishda signalning tuzilishi $\omega_s(t) > \omega_g$ bo‘lganda saqlanadi. Agar $\omega_s(t) < \omega_g$ bo‘lsa, signal spektri teskari siljiydi.

11.19, a - rasmda o‘zgartirgichning kirishi va chiqishidagi spektral diagramma kirish tebranishi spektriga kiruvchi barcha chastotalar ω_g geterodin chastotasidan yuqori bo‘lgan holat uchun tasvirlangan. Chap tomonga ω_g kattalikka siljilib o‘zgartirilgan spektr xuddi kirish spektri kabi tuzilishga ega. 11.19, b - rasmda $\omega_s(t) < \omega_g$ bo‘lganda o‘zgartirilgan spektrda ω_{max} va ω_{min} o‘rinlari almashadi.

11.6. Nochiziqli elementlar zanjiriga garmonik signalning ta’siri. Nochiziq zanjirlarda jarayonlarni modellashtirish

Signallarni ba’zi bir o‘zgartirishlarini reaktiv nochiziqli elementlar yordamida, masalan, yarimo‘tkazgichli diodning $p-n$ o‘tishidagi nochiziqli sig‘imga asoslanib amalga oshirish mumkin.

Bunday asboblarning umumiy nomi – varikap. O‘YUCH diapazonida ishlashga mo‘ljallangan varikap *varaktor* deyiladi. Varaktor chastotani ko‘paytirish rejimida ancha yuqori quvvat ishlab chiqaradi. C_{NCH} sig‘imli zanjirda $e(t)$ garmonik ta’sirda $i_{NCH}(t)$ tok hosil bo‘lib, u

$n\omega_1$ chastotalarga ega garmonikalardan iborat. Bu esa chastotani ko‘paytirish imkonini beradi.

Berilgan bu holatda tahlil asosiga varaktorning volt-kulon tavsifnomasini olish mumkin:

$$q = q_0 + b_1 e + b_2 e^2 + \dots + b_k e^k, \quad (11.36)$$

bunda $b_1 = C_0$ quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$C_0 \approx \left. \frac{dq_{NCH}(u)}{du} \right|_{u=U_0}, \quad (11.37)$$

bunda U_0 – ish nuqtasidagi kuchlanish;

$$b_2 = \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2 q}{de^2} \right), \quad b_3 = \frac{1}{3!} \left(\frac{d^3 q}{de^3} \right), \dots \quad (11.38)$$

Agar $C(u)$ sig‘imga berilgan kuchlanish vaqt bo‘yicha o‘zgarsa, u holda sig‘im orqali o‘tuvchi tokni quyidagi ikki ekvivalent ifoda yordamida aniqlash mumkin:

$$i(t) = \frac{dq(u)}{dt} = \frac{dq(u)}{du} \frac{du}{dt}, \quad (11.39)$$

$$i(t) = \frac{d[C(u)U]}{dt} = U \frac{dC(u)}{dt} + C(u) \frac{du}{dt} = \left[U \frac{dC(u)}{du} + C(u) \right] \frac{du}{dt}. \quad (11.40)$$

(11.39) ifodani (11.36) qatorga qo‘llab, nohiziqli sig‘im orqali o‘tadigan tokni topamiz:

$$i_{NCH}(t) = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{de} \frac{de}{dt} = b_1 \frac{de}{dt} + 2b_2 e \frac{de}{dt} + 3b_3 e^2 \frac{de}{dt} + \dots + kb_k e^{k-1} \frac{de}{dt}. \quad (11.41)$$

Bu qatorning birinchi uchta qo‘shiluvchilari tuzilishini quyidagi holat bo‘lganda ko‘rib chiqamiz:

$$e(t) = E \cos(\omega_1 t + \theta_1) = E \cos \psi_1(t).$$

Birinchi qo‘shiluvchi ω_1 chastotali oddiy chiziqli sig‘im C_0 orqali o‘tuvchi tokka mos keladi:

$$b_1 \frac{de}{dt} = -C_0 \omega_1 E \sin \psi_1(t) = -C_0 \omega_1 E \sin(\omega_1 t + \theta_1). \quad (11.42)$$

Ikkinchi qo‘shiluvchi $i_{NCH}(t)$ tokning spektriga $2\omega_1$ va $I_{\omega_2} = b_2 \omega_1 E^2$ amplitudali tashkil etuvchini kiritadi:

$$2b_2 e \frac{de}{dt} = 2b_2 E \cos \psi_1(t) [-\omega_1 E \sin \psi_1(t)] = -b_2 \omega_1 E^2 \sin(2\omega_1 t + 2\theta_1). \quad (11.43)$$

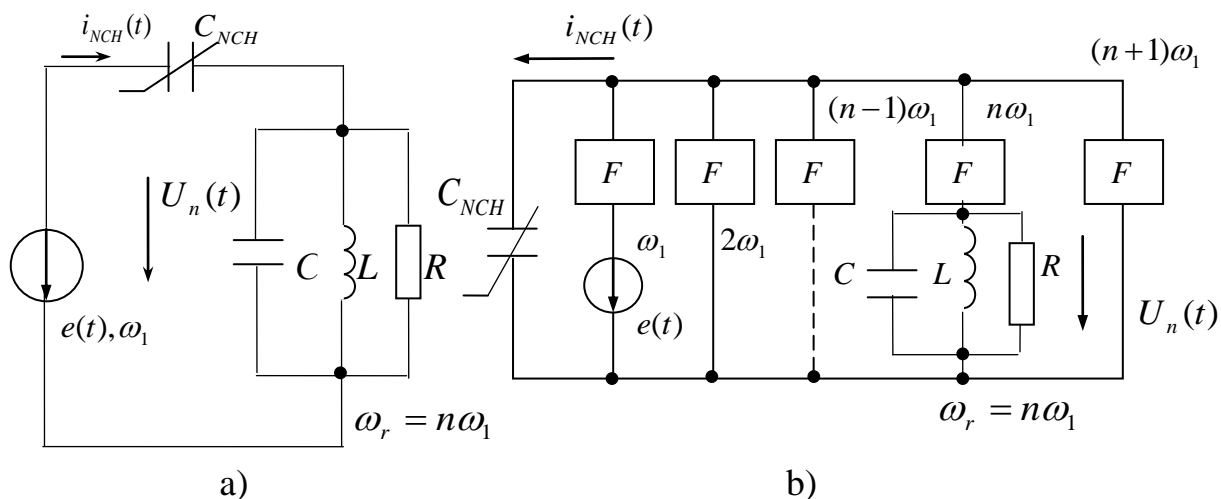
Uchinchi qo‘shiluvchi $3b_3 e^2 \frac{de}{dt} = -3b_3 E^2 \cos^2 \psi_1(t) [-\omega_1 E \sin \psi_1(t)]$ esa, quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$-\frac{3b_3 \omega_1 E^3}{4} [\sin(\omega_1 t + \theta_1) - \sin(3\omega_1 t + 3\theta_1)]. \quad (11.44)$$

Keltirilgan nisbatlardan garmonik ta’sir vaqtida $i_{NCH}(t)$ tokning spektri hosil bo‘lish qonuniyati ko‘rinib turibdi. Inersiyasiz rezistiv elementli zanjir uchun bo‘lgani kabi juft darajali qator qo‘shiluvchilari juft garmonikalarni kiritadi, toq darajali qo‘shiluvchilar esa toq garmonikalarni kiritadi. Garmonikalarning eng yuqori tartibi volt-kulon tavsifnomasini approksimatsiyalovchi polinomning k -darajasiga teng. Tok spektridagi doimiy tashkil etuvchi mavjud bo‘lmaydi.

11.20-rasmda varaktorda yig‘ilgan chastota ko‘paytirgichining funksional sxemasi tasvirlangan.

Yarimo‘tkazgich materialning qarshiligi va varaktorning nochiziqli sig‘imini shuntlovchi aktiv o‘tkazuvchanlik bu sxemada hisobga olinmaydi. $i_{NCH}(t)$ tokning n -garmonikasi uchun yuklama qarshiligi R ga teng, qolgan barcha chastotalar uchun qarshilik qiymatini juda kichik deb hisoblash mumkin (kontur asilligi yetarlicha yuqori bo‘lganda).



11.20-rasm. Varaktor yordamida chastotani ko‘paytirish: a) ketma-ket va b) parallel ekvivalent sxemalar.

Konturdagi kuchlanishni (11.43) va (11.44) larga asosan quyidagi ko‘rinishda yozish mumkin:

$$U_n(t) = I_n R \sin(n\omega_1 t + n\theta_1) = U_n \sin(n\omega_1 t + n\theta_1), \quad (11.45)$$

bunda I_n – tok $i_{NCH}(t)$ ning n -garmonika amplitudasi.

Quvvat tortib oluvchi yuklama konturni kiritish, $i_{NCH}(t)$ tok spektrining tuzilishini o‘zgartiradi, u salt yurish rejimida (11.41) ifoda orqali aniqlanadi. Yuklama rejimida spektr tuzilishini aniqlash uchun nohiziqli sig‘imda ikki kuchlanish $e(t)$ va $U_n(t)$ larning o‘zaro ta’sirini hisobga olish zarur. Shu maqsadda berilgan (11.41) ifodada $e(t)$ kuchlanish $U_n(t)$ qo‘shiluvchi bilan to‘ldirilgan bo‘lishi kerak. Undan keyin (11.43) va (11.44) kabi o‘zgartirishlarni bajarib, $i_{NCH}(t)$ tokning hamma spektral tashkil etuvchilarini topamiz.

Tahlilni davom ettirish uchun 11.20, a - rasmdagi ketma-ket ekvivalent sxemani 11.20, b - rasmdagi parallel sxemaga o‘zgartirish maqsadga muvofiq. Parallel ekvivalent sxemada $i_{NCH}(t)$ tokning har bir spektral tashkil etuvchilari uchun garmonikalarning faqat bittasini o‘tkazuvchi (kuchsizlantirmasdan) alohida filtrli zanjir qo‘llanilgan.

Generatorning $e(t)$ kuchlanishi 11.20, a - rasmdagi kabi C_{NCH} ga bevosita berilgan bo‘lib qoladi, $2\omega_1, 3\omega_1, \dots$ chastotali toklar esa C_{NCH} nohiziqiligi tufayli tashqi zanjirda qisqa tutashadi va bunda ω_1 chastotali generator uchun hech qanday yuklamani sodir etmaydi. Faqatgina yuklama konturga ega bo‘lgan zanjir bundan mustasno.

Konturda tokning n -garmonikasi hosil qilgan kuchlanishning pasayishi $e(t)$ bilan ketma-ket C_{NCH} ga ta'sir etadi.

Ko'paytirgich sxemasidagi tokning spektral tashkil etuvchilarini va energetik nisbatlarini aniqlashni chastotani 2 ga ko'paytirish misolida ko'rib chiqaylik.

Savolning prinsipial tomonini aniqlash uchun masalani quyidagi taxmin bilan yengillashtiramiz. Varaktorning volt-kulon tavsifnomasi ishlatilayotgan qismida polinomning ikkinchi darajasi bilan qoniqarli approksimatsiyalansin. U holda ikkinchi garmonika I_2 tokining amplitudasi faqat qatorning kvadratik tashkil etuvchisi orqali aniqlanadi.

(11.43) ifodada $e(t)$ o'rniga $e(t)+U_n(t)=E\cos\psi_1(t)+U_2\sin\psi_2(t)$ yig'indini qo'yib, sodda trigonometrik o'zgartirishlardan keyin quyidagini olamiz:

$$2\epsilon_2[e(t)+U_n(t)][e'(t)+U'n(t)] = -\epsilon_2\omega_1 E^2 \sin(2\omega_1 t + 2\theta_1) + \epsilon_2\omega_1 E U_2 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + 3\epsilon_2\omega_1 E U_2 \cos(3\omega_1 t + 3\theta_1) - 2\epsilon_2\omega_1 U_2^2 \sin(4\omega_1 t + 4\theta_1). \quad (11.46)$$

Ekvivalent sxemaning "bo'sh" zanjirlari orqali qisqa tutashadigan $3\omega_1$ va $4\omega_1$ chastotali toklar quvvat sarflamaydi va e'tiborga olinmasa ham bo'ladi.

(11.46) ifodaning o'ng qismidagi birinchi qo'shiluvchisi (11.43) ifoda bilan mos kelib, $\omega_r=2\omega_1$ rezonans chastota yuklamali konturga ega zanjirning tokini aniqlaydi. Bu tokning amplitudasi:

$$I_{\omega_2} = b_2 \omega_1. \quad (11.47)$$

R rezistorda ajralib chiqadigan quvvat esa:

$$P_{\omega_2} = \frac{I_{\omega_2}^2 R}{2} = \frac{b_2^2 \omega_1^2}{2} E^4 R. \quad (11.48)$$

(11.46) ifodaning o'ng qismidagi ikkinchi qo'shiluvchi $e(t)$ generatorni yuklovchi asosiy chastota ω_1 tokini aniqlaydi, uning amplitudasi (11.47) ifodani hisobga olgan holda quyidagiga teng:

$$I_{\omega_1} = b_2 \omega_1 E U_2 = b_2 \omega_1 E I_{\omega_2} R = b_2^2 \omega_1^2 E^3 R. \quad (11.49)$$

Shunga asosan, $e(t)$ generatordan olinadigan quvvat

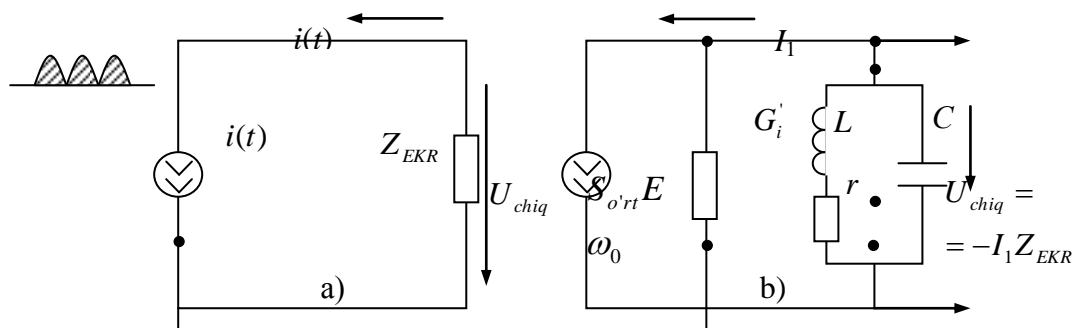
$$P_{\omega_1} = \frac{I_{\omega_1} E}{2} = \frac{b_2^2 \omega_1^2 E^4}{2} R$$

(11.48) va (11.49) ifodalarni solishtirish $P_{\omega_1} = P_{\omega_2}$ ekanligini ko'rsatadi.

Kirish tebranishining E amplitudasi ko'payganda, va u bilan bog'liq (11.36) qatorning ancha yuqori darajali tashkil etuvchilari ta'sirining o'sib borishi bilan tok $i_{NCH}(t)$ spektrining strukturaviysi ko'payadi, lekin P_{ω_1} va P_{ω_2} o'rtasidagi nisbat avvalgidek qoladi.

$P_{\omega_1} = P_{\omega_2}$ tengligida C_{NCH} quvvatli sig'im elementiga ega chastota ko'paytirgichining 11.21-rasmdagi tranzistorli inersiyasiz ko'paytirgichdan prinsipial farqi namoyon bo'ladi.

Tranzistorli ko'paytirgichda ω_1 chastotali kirish signali manbasi kollektor tokini boshqaradi xolos, $n\omega_1$ chastotali tebranish energiyasi esa kollektor zanjiridagi o'zgarmas tok manbasidan beriladi.



11.21-rasm. Kuchaytirgich chiqish zanjirining umumiy ekvivalent sxemasi: a) tokni kesish rejimida; b) impuls tokning 1-garmonikasi uchun.

Sxemada Z_{EKR} – toklar rezonansida parallel konturning ekvivalent qarshiligi.

Varaktorli ko'paytirgichda energiyaning yagona manbasi ω_1 chastotali generator hisoblanadi, to'plovchi vazifasini bajaradigan nochiziqli C_{NCH} sig'imga energiyaning berib, undan esa energiya $n\omega_1$ chastotali tebranishga qayta uzatiladi.

Varaktordagi yo'qotishlarni e'tiborga olmagan holda ko'paytirgich foydali ish koeffitsienti 1 ga teng. Real qurilmada esa

varaktorning xususiy qarshiligi va moslovchi zanjirlardagi yo‘qotishlar hisobiga FIK 60–70% tashkil etadi.

12. Radioaloqada halaqitga bardoshlik vazifalari

Shovqin va halaqitlarga qarshi kurashish radiotexnikaning ko‘p sohalarida asosiy vazifalardan biri hisoblanadi. Axborotni uzatuvchi tizimlarning halaqitga yuqori bardoshlilikini ta‘minlashning bir necha yo‘llari mavjud. Masalan, signalni qayta ishlovchi shunday qurilmalar ishlab chiqiladiki, ular ma‘lum bir usul bilan halaqit ta‘sirida buzilgan signalni yuqori darajada ajratib olishi mumkin.

Boshqa usulda esa uzatiladigan signalning tuzilishini mukammallashtiriladi, kodlash va modulatsiyaning halaqitga bardosh usullari qo‘llaniladi. Bunday halaqitga bardoshli signallarga Barker kodlari va chiziqli chastotaviy modulatsiyalangan signallarni misol qilib keltirish mumkin.

12.1. Chiziqli chastotaviy filtr yordamida foydali signalni ajratib olish

Signal/shovqin nisbati. Halaqit ta‘sirida buzilgan foydali signalni ajratib olish uchun chastotaviy filtrlashdan foydalanish mumkin. Chiziqli statsionar filtrning chastotaviy uzatish koeffitsienti $K(j\omega)$ shunday tanlangan bo‘lsinki, $|K(j\omega)|$ kattalik qiymatlari signal energiyasining asosiy ulushi yig‘ilgan chastotalar mintaqasida katta va shovqin quvvatining spektral zichligi katta mintaqada kichik bo‘lsin. Bunday filtr kirishiga signal va shovqin yig‘indisini berib, chiqishda foydali signal nisbiy ulushining sezilarli darajada ko‘payishini olish mumkinligini kutsa bo‘ladi.

Chiziqli filtr kirishida foydali $s_{kir}(t)$ signal va shovqin $n_{kir}(t)$ yig‘indisidan iborat kirish signali mavjud bo‘lsin:

$$u_{kir}(t) = s_{kir}(t) + n_{kir}(t). \quad (12.1)$$

Bu yerda va keyinchalik bu ikki signalning har biri bir xil markaziy ω_0 chastotali tor kenglikka ega deb faraz qilinadi. Quyidagi ko‘paytmaning o‘rtacha qiymati sababli s_{kir} va n_{kir} signallar korrelatsiyalanmagan hisoblanadi:

$$\langle s_{kir} n_{kir} \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s_{kir}(t) n_{kir}(t) dt = 0. \quad (12.2)$$

Shuningdek, bu signallarni vaqt intervalining chegaralanmagan davomiyligida statsionar ekanligini ham faraz qilish kerak.

Filtr kirishidagi tebranishlarning kuchayishini kirish signali o'rtacha kvadrati (o'rtacha quvvati) kattaligi orqali xarakterlash mumkin. U (6.2) tenglik bo'yicha foydali signal va shovqinning o'rtacha kvadratlari yig'indisi hisoblanadi:

$$\langle u_{kir}^2 \rangle = \langle s_{kir}^2 \rangle + \langle n_{kir}^2 \rangle = \langle s_{kir}^2 \rangle + \sigma_{nkir}^2. \quad (12.3)$$

bunda σ_{nkir}^2 – kirish shovqinining dispersiyasi.

Signalning nisbiy darajasini ifodalash uchun filtr kirishida signal/shovqin nisbati tushunchasini kiritish lozim va u quyidagicha aniqlanadi:

$$Q_{kir} = \langle s_{kir}^2 \rangle / \sigma_{nkir}^2 \quad (12.4)$$

yoki logarifmik birlikdagi ko'rinishda (dB):

$$q_{kir} = 10 \lg(\langle s_{kir}^2 \rangle / \sigma_{nkir}^2). \quad (12.5)$$

O'lchamsiz raqam Q_{kir} signal darajasini shovqin darajasiga nisbatan nihoyatda to'liq emas va taxminan xarakterlashini ta'kidlash zarur. Bu nisbat bilan faqat signal va shovqinning realizatsiyasi qandaydir ma'noda bir-biriga "o'xshash" ekanligi oldindan ma'lum bo'lgandagina foydalanish mumkin. Kirish shovqini, odatda, tor polosali tasodifiy jarayon modeli orqali yaxshi ifodalanadi. Berilgan shovqinni alohida realizatsiyalari kvazigarmonik tebranishlar ko'rinishidan iborat bo'ladi. Tabiiyki, bu holda (12.4) ifoda orqali AM yoki ChM ko'rinishida modulatsiyalangan foydali signallarning darajasini baholash uchun foydalanish mumkin.

Filtr chiqishida signal/shovqin nisbati. Chiziqli filtr superpozitsiya tamoyiliga bo'ysunadi. Signal va shovqin bunday filtr tomonidan mustaqil qayta ishlanadi va chiqishda

$$\langle u_{chiq}^2 \rangle = \langle s_{chiq}^2 \rangle + \sigma_{nchiq}^2 \quad (12.6)$$

o‘rtacha kvadratli $u_{chiq}(t) = s_{chiq}(t) + n_{chiq}(t)$ signalni hosil qiladi.

Bu esa filtr chiqishida quyidagi signal/shovqin nisbatini kiritishga imkon beradi:

$$Q_{chiq} = \langle s_{chiq}^2 \rangle / \sigma_{nchiq}^2 \quad (12.7)$$

yoki logarifmik birliklarda

$$q_{chiq} = 10 \lg(\langle s_{chiq}^2 \rangle / \sigma_{nchiq}^2). \quad (12.8)$$

Signal/shovqin nisbati bo‘yicha quyidagi kattalikni filtrning yutug‘i deb atash mumkin:

$$M_F = Q_{chiq} / Q_{kir}. \quad (12.9)$$

U ham detsibellarda ifodalanishi mumkin:

$$m_F = q_{chiq} - q_{kir}. \quad (12.10)$$

Ko‘rinib turganidek, agar $M_F > 1$ bo‘lsa, ya’ni $m_F > 0$ da signal va shovqin yig‘indisini filtrlash biz tomondan qabul qilingan kriteriy ma’nosida ijobiy natijaga olib keladi – foydali signalning chiqishda nisbiy darajasi ko‘payadi.

Radiotizimning normal ishlashi uchun yetarli bo‘lgan signal/shovqin nisbatining qaysi qiymati ma’qul degan savolga javob butunlay tizimning mo‘ljallanganligi va qo‘yilgan barcha texnik talablar to‘plamiga bog‘liq bo‘ladi.

12.2. Shakli ma’lum signallarni optimal chiziqli filtrlash

Optimal chiziqli filtr deb signal va shovqin yig‘indisini ma’lum bir usul bilan yuqori darajada qayta ishlovchi chastotaviy-tanlovchi tizimga aytiladi.

Shakli ma’lum signal va shovqinning yig‘indisini optimal qayta ishlash muammosi misol uchun radiolokatsiyada sodir bo‘ladi. Bu

yerda qabul qilingan foydali $s_{qab}(t)$ signal uzatilgan $s_{uzat}(t)$ signalning aniq masshtabli nusxasi hisoblanadi, ya'ni

$$s_{qab}(t) = A s_{uzat}(t - \tau).$$

bunda $A \ll 1$ o'zgarmas son.

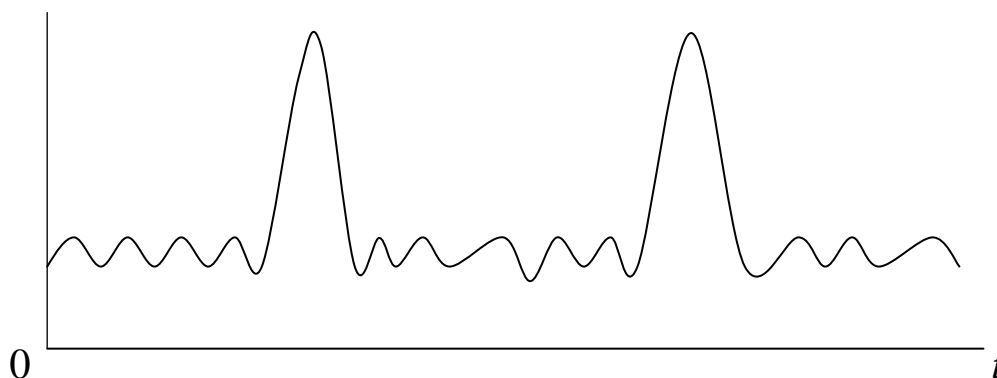
Qabul qilingan signalning amplitudasi juda kichik va qabul qilgichning kirishida shovqinning samarali kuchlanishi bilan taqqoslanishi mumkin.

Radiolokatorning qabul qiluvchi qurilmasi quyidagi operatsiyalarni bajaradi:

a) signalni topadi, ya'ni qabul qilingan tebranishda aks ettirilgan signalning mavjudligini faktning o'zi tasdiqlaydi;

b) mo'ljalgacha proporsional bo'lgan masofani kechiktirish τ vaqtini o'lchaydi.

Radiolokatsion tizimning ishlashida foydali signalning shaklini saqlash talab etilmaydi. Undan tashqari qayta ishlash jarayonida foydali signalni shunday transformatsiyalash kerakki, uning filtr kirishiga berilishi vaqtning ma'lum momentida chiqish tebranishining oniy qiymatlarini yetarlicha ko'tarilishiga olib kelishi mumkin bo'lsin (12.1-rasm). Shovqin signali Gauss jarayoni bo'lmish katta ko'tarilishlarning kam ehtimolligi bilan tavsiflanadi.



12.1-rasm. Foydali signalning shovqin sathidan ko'tarilishi.

Shuning uchun chiqish signali vaqtning ba'zi momentlarida shovqinning samarali kuchlanishidan ustun bo'lsada, bu yuqori ehtimollik bilan qabul qilgich kirishida foydali signalning mavjudligini tasdiqlaydi.

Chiziqli moslashgan filtr. Signal va shovqin yig'indisini qayta ishlovchi tizim $h(t)$ impuls tavsifnomali statsionar chiziqli filtr bo'lsin. Determinlangan foydali $s_{kir}(t)$ signal filtr chiqishida quyidagi aks javobni hosil qiladi:

$$s_{chiq}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(\tau)h(t - \tau)d\tau.$$

Qandaydir, hozircha ixtiyoriy vaqt t_0 momentini belgilab olib va $h(t)$ funksiyani shunday tanlaylikki, $|s_{chiq}(t_0)|$ kattalik maksimal mumkin bo'lgan qiymatga yetsin. Agar bunday funksiya haqiqatan mavjud bo'lsa, u holda unga javob beradigan chiziqli filtrni berilgan kirish signali bilan moslashgan filtr yoki *moslashgan filtr* deyiladi.

Shunday qilib, quyidagi ifoda modul bo'yicha maksimalash-tirilishi lozim bo'lgan filtr chiqishidagi aks javobi bo'lsin:

$$s_{chiq}(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(\tau)h(t_0 - \tau)d\tau. \quad (12.11)$$

Koshi-Bunyakovskiy tengsizligiga asosan:

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(\tau)h(t_0 - \tau)d\tau \right| \leq \left[\int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}^2(\tau)d\tau \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t_0 - \tau)d\tau \right]^{1/2}. \quad (12.12)$$

Tenglik ishorasi integral osti ifodasidagi ham ko'paytuvchilar bir-biriga proporsional bo'lgandagina o'rinlidir:

$$h(t_0 - \tau) = ks_{kir}(\tau), \quad (12.13)$$

bunda k – ixtiyoriy koeffitsient.

t o'zgaruvchini $t = t_0 - \tau$ shakli almastirishni bajarib, undan quyidini olamiz:

$$h_{mos}(t) = ks_{kir}(t_0 - t). \quad (12.14)$$

Yuqorida ko'rsatilganlarga asosan, moslashgan filtrning impuls Tavsifnomasi kirish signalning masshtabli nusxasi ko'rinishida

bo‘ladi, lekin u vaqt o‘qi bo‘ylab oynaviy tartibda joylashadi (buni (12.14) ifodada t o‘zgaruvchining manfiy ishorasi ko‘rsatib turibdi). Undan tashqari moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi $s_{kir}(-t)$ signalga nisbatan t_0 oraliqqa surilgan.

12.2-rasm $h_{mos}(t)$ funksiyani $t=0$ da sodir bo‘luvchi τ_i davomiylikka ega $s_{kir}(t)$ impuls signalga tegishli holda qurish prinsipini namoyon qiladi.

12.2-rasmdagi tavsifnoma qurilishini tahlil qilgan holda moslashgan filtrni fizikaviy ishlab chiqish uchun zarur (lekin yetarlicha emas) shartni tariflash mumkin: kirishda impuls boshlanishi va maksimal chiqish reaksiyasi sodir bo‘lish momenti orasidagi t_0 vaqt oralig‘i chiqayotgan impuls davomiyligidan kam bo‘lmasligi kerak. Aks holda tizimning impuls tavsifnomasi $t < 0$ da noldan farqlanuvchi bo‘lar edi, ya’ni, filtr kirishiga delta-impuls berilish momentigacha.

Bu shartning ma’nosi quyidagicha: chiqishda signalning maksimal mumkin bo‘lgan oniy qiymatini hosil qilish uchun moslashgan filtr butun kirish signalini qayta ishlashni oldindan amalga oshirishi lozim.

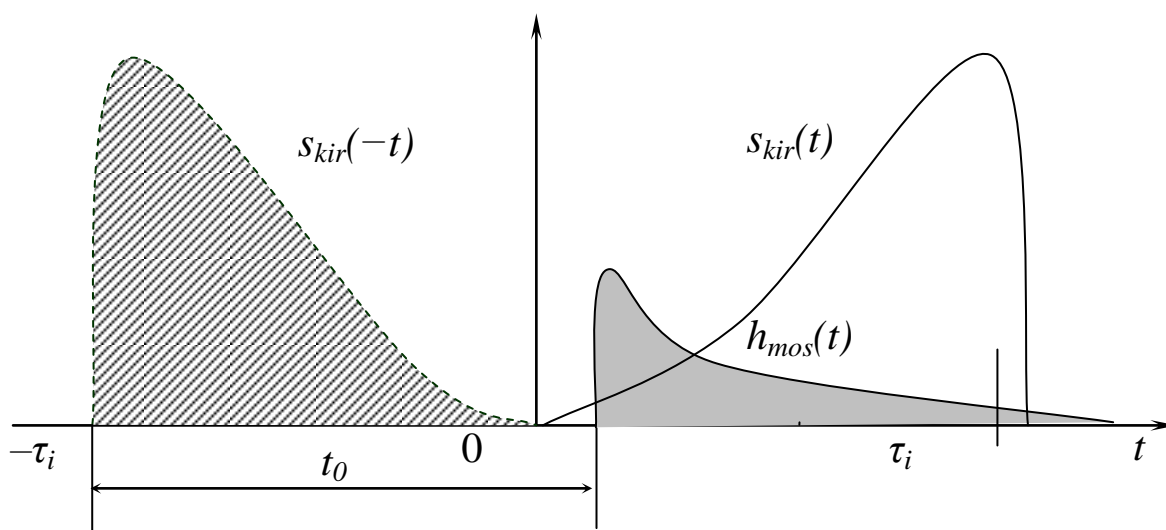
12.3. Moslashgan filtrlarni ishlab chiqish

To‘g‘ri burchakli videoimpuls uchun moslashgan filtr. To‘g‘ri burchak shakldagi ma’lum τ_i davomiylikka va ixtiyoriy U_0 amplitudaga ega videoimpuls ko‘rinishdagi $s_{kir}(t)$ impuls signalni ko‘rib chiqaylik. Bunday signal bilan moslashgan filtr tuzilishini aniqlash uchun spektral usulni qo‘llaymiz. Avval foydali signalning spektral zichligini hisoblaymiz:

$$S_{kir}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(t)e^{-j\omega t} dt = U_0 \int_0^{\tau_i} e^{-j\omega t} dt = \frac{U_0}{j\omega} (1 - e^{-j\omega \tau_i}). \quad (12.15)$$

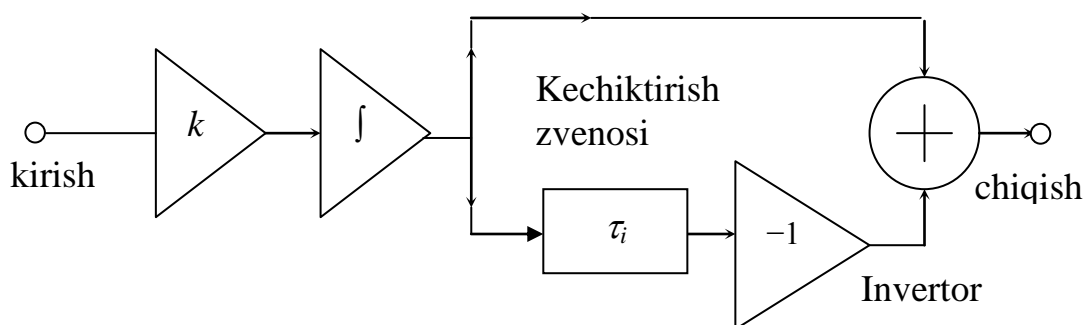
Moslashgan filtrning chastotaviy uzatish koeffitsientini $t_0 = \tau_i$ aniqlikni kiritib, ya’ni, filtrning reaksiyasi impuls tugagan momentda maksimal ekanligini hisobga olib quyidagicha aniqlaymiz:

$$K_{MOS}(j\omega) = k \frac{1 - e^{j\omega \tau_i}}{-j\omega} e^{-j\omega \tau_i} = \frac{k}{j\omega} (1 - e^{-j\omega \tau_i}). \quad (12.16)$$



12.2-rasm. Moslashgan filtr impuls tavsifnomasining qurilishi

Olingan natija moslashgan filtrni sintezlashga imkon beradi. Haqiqatan, (12.17) ifodaga asosan bunday filtr quyidagi uchta chiziqli zvenolarning kaskadli ulanishidan iborat bo'lishi kerak: a) k kuchaytirish koeffitsientli masshtab kuchaytirgich; b) ideal integrator; c) $K'(j\omega) = 1 - \exp(-j\omega\tau_i)$ uzatish koeffitsientli qurilma. Oxirgi qurilma signal ishorasini o'zgartiruvchi invertorning signalini τ_i vaqtga kechiktiruvchi zveno hamda summator yordamida ishlab chiqiladi. 12.3-rasmda filtrning strukturaviy sxemasi tasvirlangan.



12.3-rasm. To'g'riburchakli videoimpuls uchun moslashgan filtrning strukturaviy sxemasi.

To'g'ri burchakli radioimpuls uchun moslashgan filtr. Ishlab chiqilayotgan signal quyidagi ko'rinishda berilgan radioimpuls bo'lsin:

$$s_{kir}(t) = \begin{cases} 0, t < 0 \\ U_0 \sin \omega_0 t, 0 \leq t \leq \tau_i \\ 0, t > \tau_i \end{cases} \quad (12.17)$$

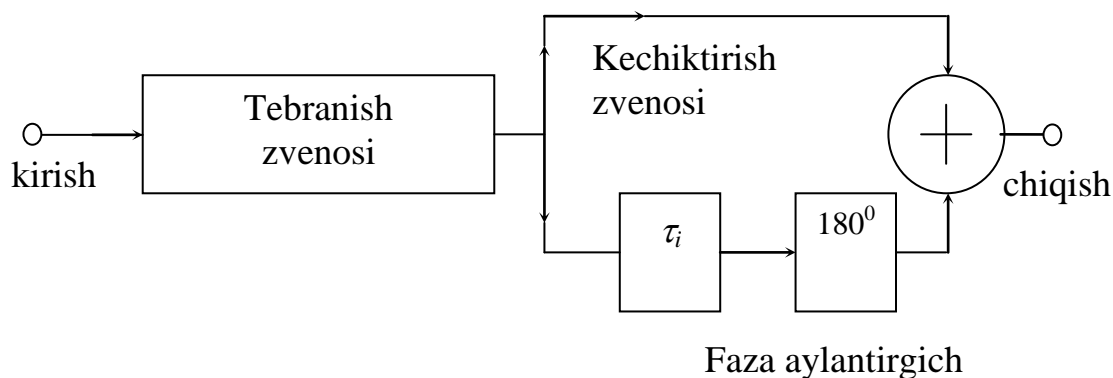
Bunday signal uchun filtrning impuls tavsifnomasi haqida ma'lumotlarni qo'llagan holda moslashgan filtrni sintezlaymiz.

Moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi $h_{mos}(t) = ks_{kir}(t_0 - t)$ ekanligini oldingi paragrafda ko'rilgan edi. Soddalashtirish uchun $t_0 = \tau_i$ va $\sin \omega_0 \tau_i = 0$ qilib olib impulsning davomiyligini yuqori chastotali to'ldirish davriga karrali deb hisoblaymiz. U holda impuls tavsifnoma quyidagicha bo'ladi:

$$h_{mos}(t) = \begin{cases} 0, t < 0, \\ k \sin \omega_0 t, 0 \leq t \leq \tau_i, \\ 0, t > \tau_i, \end{cases} \quad (12.18)$$

ya'ni moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi kirish signalini amplituda bo'lgichi aniqligida takrorlaydi.

Bunday impuls tavsifnomasini 12.4-rasmda ko'rsatilgan strukturaviy sxemadagi tizim yordamida taxminan ishlab chiqish mumkin.



12.4-rasm. To'g'riburchakli radioimpuls uchun moslashgan filtrning strukturaviy sxemasi.

Filtr kirishida quyidagi impuls tavsifnomali tebranish zvenosi joylashgan (masalan, yuqori asillikka ega tebranish konturi):

$$h_{tebr}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ b \sin \omega_0 t, & t \geq 0, \end{cases}$$

bunda b – o‘zgarmas kattalik.

Tebranish zvenosi yuqori asillikka ega bo‘lsa, vaqt bo‘yicha amplitudaning eksponensial pasayishini inobatga olmasa bo‘ladi.

Moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi $t > \tau_i$ da nolga teng bo‘lishi uchun sxemada summator qo‘llanilgan. Uning kirishlaridan biriga signal tebranish zvenosining chiqishidan bevosita berilsa, ikkinchisiga τ_i soniyaga kechiktirish zvenosi va signal fazasini 180° ga o‘zgartiruvchi fazaaylantirgichlar orqali beriladi. Elementlarning bunday ulanishida vaqtning $t = \tau_i$ momentidan boshlab summator kirishiga amplitudalari bir xil va fazalari qarama-qarshi bo‘lgan ikki garmonik tebranish ta’sir qilib, summator chiqishidagi signalni nolga aylantiradi.

Adabiyotlar

1. A. A. Abduazizov va boshq. Radiotexnik zanjirlar va signallar. – T.: Shams ASA, 2013.
2. Каганов В. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшее образование, 2010.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: ДРОФА, 2006.
4. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая Школа, 2000.
5. Радиотехнические цепи и сигналы. / Под ред. Самойло К. А. / М.: Радио и связь, 1982.
6. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Руководство к решению задач. – М.: Высшая школа, 2002.
7. Радиотехнические цепи и сигналы. Примеры и задачи. / Под ред. Гоноровского И. С. / М.: Радио и связь, 1989.

MUNDARIJA

| | |
|---|----|
| KIRISH | 3 |
| 1. Signallarni masofaga uzatish va radiotexnikada ishlatiladigan chastotalar | 4 |
| 1.1. Radiotexnikaning asosiy vazifalari | 4 |
| 1.2. Asosiy radiotexnik jarayonlar | 7 |
| 1.3. Halaqitlar va buzilishlar | 10 |
| 1.4. Aloqa kanalining halaqitga bardoshligini oshirishda asosiy vazifalar | 13 |
| 1.5. Qabul qilingan signalni asliga mosligi va uzatish tezligi | 16 |
| 2. Radiotexnik zanjirlar va ularni tahlil qilish usullari | 18 |
| 2.1. Radiotexnik o'zgartirishlar | 18 |
| 2.2. O'zgarmas parametrli chiziqli zanjirlar | 19 |
| 2.3. O'zgaruvchan parametrli chiziqli zanjirlar | 20 |
| 2.4. Nochiziq sistemalarning umumiy xususiyatlari | 21 |
| 2.5. Parametrik zanjirlar. | 23 |
| 3. Mutlaq aniq signallarning xarakteristikalar | 26 |
| 3.1. Energetik xarakteristikalar | 26 |
| 3.2. Ixtiyoriy signalni elementar tebranishlar yig'indisi sifatida ko'rinishi | 28 |
| 4. Nodavriy signallarni garmonik tahlil qilish. Nodavriy signallarning spektri. Fur'ye o'zgartirishining xususiyatlari | 32 |
| 4.1. Nodavriy signallarni garmonik tahlil qilish. Nodavriy signallarning spektri | 32 |
| 4.2. Fur'e o'zgartirishining xususiyatlari | 35 |
| 5. Mutlaq aniq signallarni korrelyatsion tahlil qilish. Signalning korrelyatsion funksiyasi va spektral xarakteristikasi orasidagi munosabat | 37 |
| 5.1. Mutlaq aniq signallarni korrelyatsion tahlil qilish | 37 |
| 5.2. Korrelyatsion funksiya va signal spektral xarakteristikasi orasidagi nisbat | 44 |

| | |
|--|-----|
| 6. Modulatsiyalangan tebranishlar | 45 |
| 6.1. Umumiy aniqlashtirishlar | 45 |
| 6.2. Amplituda bo'yicha Modulyatsiyalangan (AM) radiosignallar. AM-tebranish spektri. AM-tebranishning vektor tasavvuri va uning spektral zichligi | 48 |
| 6.3. AM signallarni olish usullari | 51 |
| 6.4. Chastotasi va fazasi Modulyatsiyalangan signallar | 57 |
| 6.5. Chastotasi Modulyatsiyalangan signallarni olish | 62 |
| 6.6. Fazasi Modulyatsiyalangan signallarni olish (shakllantirish) | 66 |
| | |
| 7. Analitik signal. Analitik signalning spektral zichligi va korrelyatsion funksiyasi | 68 |
| 7.1. Signallarni kompleks ko'rinishda tasvirlash | 68 |
| 7.2. Analitik signal | 69 |
| | |
| 8. Tasodifiy signallarning asosiy xarakteristikalarini. Tasodifiy jarayonlarning turlari | 74 |
| 8.1. Tasodifiy jarayonlarning xarakteristikalarini | 74 |
| 8.2. Tasodifiy jarayonlarning turlari. Misollar | 78 |
| | |
| 9. O'zgarmas parametrli chiziqli radiotexnik zanjirlar | 82 |
| 9.1. Aktiv zanjirlarning xususiyatlari | 82 |
| 9.2. Aktiv to'rtqutblik chiziqli kuchaytirgich sifatida. Ekvivalent sxemani qurish prinsipi | 85 |
| 9.3. Aktiv to'rtqutblikda teskari aloqa | 89 |
| | |
| 10. O'zgarmas parametrli chiziqli zanjirlar orqali mutlaq aniq signallarning o'tishini tahlil qilish | 92 |
| 10.1. Spektral usul | 92 |
| 10.2. Ustma-ust qo'yish integral usuli | 94 |
| 10.3. Diskret signallarning aperiodik kuchaytirgichlardan o'tishi | 96 |
| 10.4. Signallarni differentsiallash va integrallash | 98 |
| 10.5. Tanlovchi zanjirlarda radiosignallarni tahlil qilish. Og'uvchi usuli | 102 |
| | |
| 11. Nochiziqli zanjirlar va ularni tahlil qilish usullari. | 105 |
| 11.1. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlar | 105 |
| 11.2. Nochiziqli rezonansli kuchaytirish | 112 |

| | |
|---|------------|
| 11.3. Chastotani ko‘paytirish | 117 |
| 11.4. Amplituda bo‘yicha chegaralash | 119 |
| 11.5. Signal chastotasini o‘zgartirish | 122 |
| 11.6. Nochiziqli elementlar zanjiriga garmonik signalning ta’siri. Nochiziq zanjirlarda jarayonlarni modellashtirish | 127 |
| 12. Radioaloqada halaqitga bardoshlik vazifalari | 133 |
| 12.1. Chiziqli chastotaviy filtr yordamida foydali signalni ajratib olish | 133 |
| 12.2. Shakli ma’lum signallarni optimal chiziqli filtrlash | 135 |
| 12.3. Moslashgan filtrlarni ishlab chiqish | 138 |
| Adabiyotlar | 142 |

| | |
|----------|-------------------|
| Muharrir | Sidikova K.A. |
| Musahhih | Adilxodjayeva Sh. |