

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

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

“RADIOTEXNIK ZANJIRLAR VA SIGNALLAR”

fanidan o‘quv-uslubiy qo‘llanma

I qism

TOSHKENT – 2012

Tuzuvchi: Hasanov M. M.

“Radiotexnik zanjirlar va signallar” fanidan o‘quv-uslubiy qo‘llanma. – ToshDTU. Toshkent, 2012.

Ushbu o‘quv-uslubiy qo‘llanma 5522000 – „Radiotexnika” va 5140932 – „Kasb ta‘limi (Radiotexnika)” yo‘nalishi bo‘yicha ta‘lim oluvchi bakalavriat talabalariga mo‘ljallangan bo‘lib, „Radiotexnik zanjirlar va signallar” fanining o‘quv dasturiga asosan I qismini o‘z ichiga olgan.

O‘quv qo‘llanma kirish qismidan va 11 ta asosiy bandlardan iborat bo‘lib, III bosqichning 5 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.

Mas’ul muharrir t.f.n., dots. Sh. A. Mavlonov

Taqrizchilar:

TATU „Radiotexnika va
radioaloqa” kafedrası mudiri, dots.

Fazildjanov I. R.

TDTU „EM” kafedrası professori

Egamberdiyev B. E.

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 korrelatsion tahlil qilish; diskret va raqamli signallar nazariyasi asoslari; deterministik signallar bilan bir qatorda o'rganiladigan tasodifiy signallar va xalaqitlarni statistik tahlil qilish; chiziqli zanjirlarda signallarni o'zgartirish nazariyasi; nochiqliq va parametrik qurilmalar nazariyasi kabilar.

CHIZIQLI ZANJIRLAR VA ULARNI TAHLIL QILISH USULLARI

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 xarakatlanishi uchun radiotexnikada elektromagnit tebranishi, ya'ni radioto'liqindan foydalaniladi.

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

Modulatsiya 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 modulatsiyalarga ajratish mumkin.

Shu bilan bir qatorda impuls modulatsiyasining turli usullari ham bor. Bu usul modulatsiyada 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, demodulatsiya yoki

detektorlash deyiladi. Albatta bunday jarayon amplituda, chastota yoki faza bo'yicha detektorlash deb yuritiladi.

Modulatsiya YuCh tebranishlarning ochiq fazoda tarqalish qobiliyatiga hech qanday tasir qilmaydi. Lekin YuCh tebranishlarning to'liq 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'liq diapazonni tanlashda quyidagi faktorlarga tayanish katta ahamiyatga ega.

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

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

1-jadvalda, amalda qo'llanilayotgan radioto'liqlarni diapazonlarga bo'linishi keltirilgan.

To'liq uzunligi λ tebranish davri T yoki chastota $f=1/T$ bilan quyidagi munosabatda bog'liq:

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

bu yerda $c=3 \cdot 10^8$ m/sek – elektromagnit to'liqlarning bo'shliqda tarqalish tezligi.

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

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

1-jadval

Toʻlqinlar	Diapazon	Chastota
Oʻta uzun	10000 m va uzun	30 kGs va past
Uzun	$10000 \div 1000$ m	$30 \div 300$ kGs
Oʻrta	$1000 \div 100$ m	$300 \div 3000$ kGs
Qisqa	$100 \div 10$ m	$3 \div 30$ MGs
Metrli	$10 \div 1$ m	$30 \div 300$ MGs
Detsimetrli	$10 \div 1$ dm	$300 \div 3000$ MGs
Santimetrli	$10 \div 1$ sm	$3000 \div 30000$ MGs
Millimetrli	$10 \div 1$ mm	$30 \div 300$ GGs
Submillimetrli	$1 \div 0.1$ mm	$300 \div 3000$ GGs
Yorugʻlik	0.1 mm dan qisqa	300 GGs dan yuqori

2. Signal spektri kengligining tashuvchi chastotaga nisbati juda katta boʻlganligi sababli murakkab signallarni uzatishda yaramasligi.

Oʻrta toʻlqinlar radioeshitirishlarida keng miqyosda qollaniladi. 1000 m dan uzun toʻlqinlarning asosiy afzalligi ularning qabul qilishdagi barqarorligi, kamchiligi esa – yer sathi toʻlqinining katta qismi yutilishi sababli uzoq masofaga uzatishning qiyinligi.

Shu sababli, oʻrta toʻlqinlarda taʼsir doirasi bir necha kilometrni tashkil qiluvchi, mahalliy radioeshitirishlari amalga oshiriladi.

Eshittirishni qisqa toʻlqinlarda olib borishning afzalligi – uzatuvchi qurilmada katta boʻlmagan quvvat bilan katta taʼsir doirasini (uzoqlikni) olish mumkinligi hamda yoʻnaltirilgan tarqalishni (nurlanish) amalga oshirishi.

Qisqa toʻlqinlarda eshittirishning kamchiligi har xil chastotali juda koʻp tashkil etuvchilardan iborat boʻlgan murakkab strukturali signallarni uzatishda kuchli buzilish bilan boruvchi, qabul qilish kuchining tebranishi (qotib qolish) hisoblanadi.

Chastotaga bogʻliq boʻlgan, signalning har xil tashkil etuvchilari uchun, interferensiya sharti bir xil boʻlmasligi mumkin.

Tanlashda jim boʻlib 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.

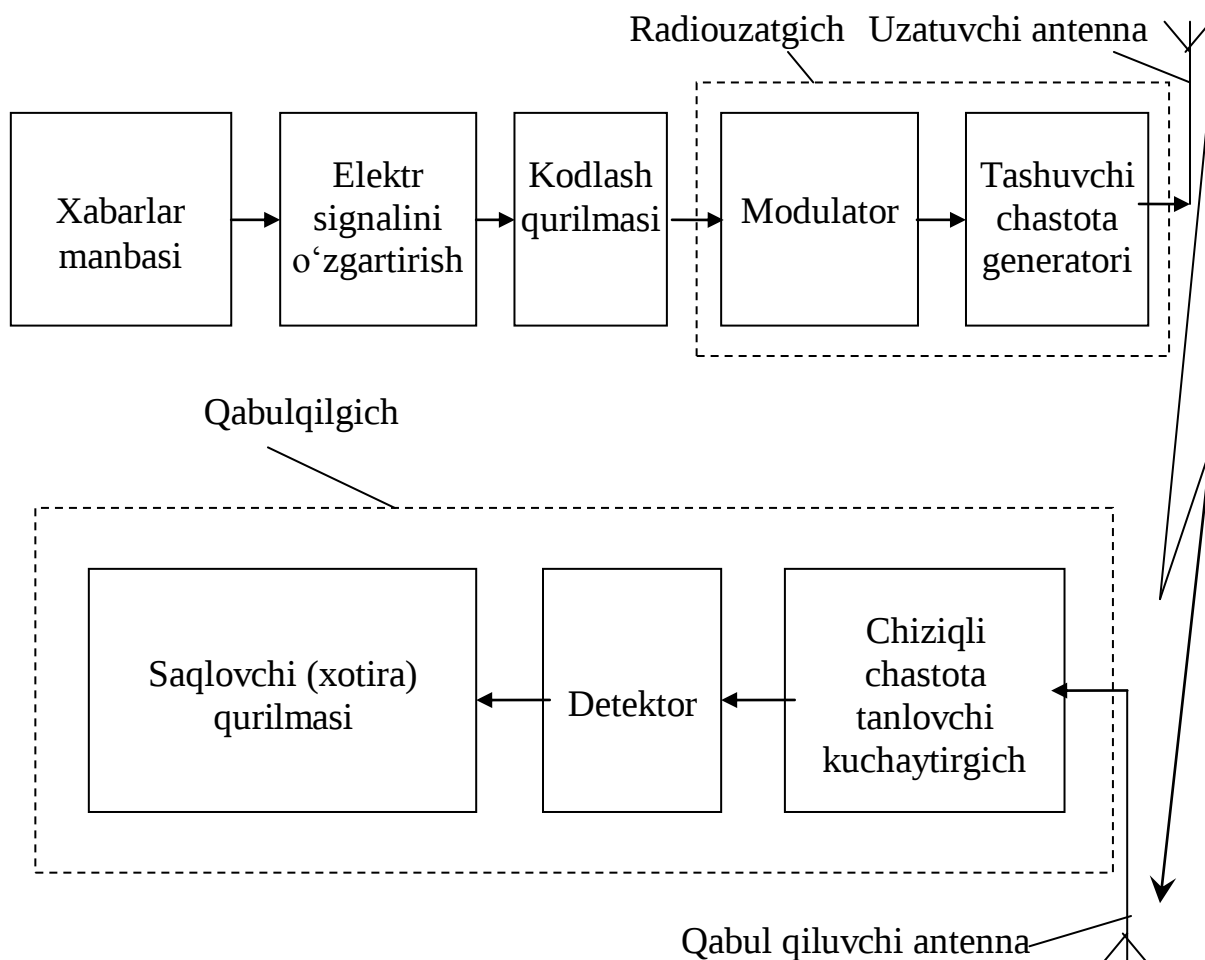
Yorug'lik to'lqinlaridan foydalanish kichik o'lchovli tarqatuvchi qurilmalarni yaratishga va juda yuqori aniqlikda, nurda energiyaning yuqori konsentratsiyasini to'plab, yo'naltirishga imkon beradi.

Masalan, yerdan yuborilgan nur, oy satxi ustida diametri bir necha yuz metr bo'lgan dog' hosil qiladi. Yorug'lik to'lqinidan foydalanish modulatsiya, 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 struktura 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 impulsar).

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 ko'effitsienti) hisoblanadi.

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

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

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

Modulatsiya jarayonining asosiy xarakteristikasi – yuqori chastotali tebranish va modulatsiya qiluvchi signal parametrlarining o'zaro moslik darajasi.

Qabul qiluvchi qurilmada kuchsiz signallarni kuchaytirish. Qabul qiluvchi antenna uzatuvchi qurilma antennisasi tarqatayotgan energiya 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 xalaqit 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 (xalaqit) 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 modulatsiyaga teskari jarayon hisoblanadi. Detektorlash natijasida vaqt bo'yicha uzatilayotgan xabar qonuniyatiga asosan vaqt bo'yicha o'zgaradigan elektr kuchlanish (tok) qayta tiklanishi kerak.

Modulatsiyadagi kabi amplituda, chastota va faza bo'yicha detektorlashga bo'linadi. Detektor qabulqiluvchi 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. Xalaqitlar 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 noxiziqli rejimda ishlayotgan funksional uzellar noxiziqli buzilishlarni qo'shadi. Chiziqli va noxiziqli 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'shilib uni xatolik bilan aks ettirilishiga olib keluvchi har qanday ta'sir xalaqit deb ataladi. Xalaqitlar paydo bo'lish sabablari va fizik hossalari bo'yicha turlicha bo'ladi. Xalaqitlar paydo bo'lish joyiga qarab ichki va tashqi halaqit turiga bo'linadilar. Ichki xalaqitlar radioelektron qurilmalar aktiv va passiv elementlaridan qat'iy bir qiymatga ega tok o'tmasligi, ya'ni vaqt birligida o'tkazgichdan o'tayotgan elektronlar soni o'zgaruvchan ekanligi sababli paydo bo'ladi.

Tashqi xalaqitlarga atmosferada yuz beradigan elektr jarayonlari, shu jumladan momaqalldiroqlar natijasida hosil bo'ladi. Bu xalaqitlar quvvati asosan uzun va o'rta to'lqin diapazonida to'plangan. Kuchli xalaqitlar paydo bo'lishiga sanoat qurilmalari ishlashi ham sabab bo'ladi. Ular sanoat elektr qurilmalarida tok qiymatining keskin o'zgarishi, elektr transport (tramvay, trolleybus) elektr olgich qismlarining manba simiga jips yopishmasligi, elektr motorlar, meditsina diagnostika (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, radiokanallarda xalaqit – ko'chma modulatsiya natijasida ham paydo bo'ladi.

Umuman olganda har qanday radiokanalda ichki va tashqi xalaqitlar 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 xalaqit additiv xalaqit deb ataladi. Agar xalaqit ta'siridagi signal

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

matematik ifoda bilan aks ettirilsa, bunday xalaqit multiplikativ xalaqit deb yuritiladi. Bunda μ – multiplikativ xalaqit emas, balki xalaqit ta'sirida foydali signal sathi o'zgarishini ko'rsatuvchi koeffitsient. Xalaqit yo'q bo'lganda bu koeffitsient 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 xalaqitlar 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 xalaqit $W(t)$ qo'shilgan $X(t)$ signali ta'sir etadi.

Additiv xalaqitlarga: fluktuatsion, impulsli va kvazigarmonik xalaqitlar kiradi.

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

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

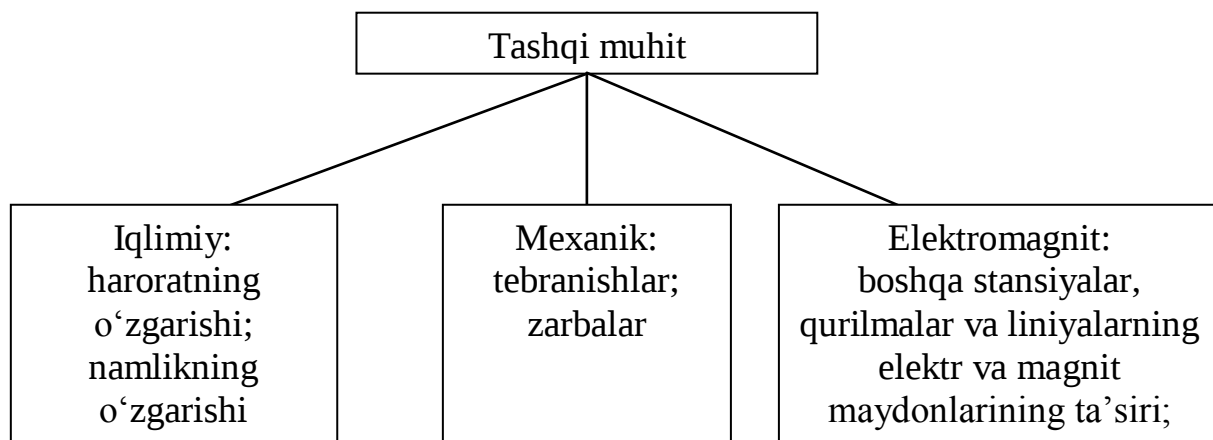
Xalaqitlarni fluktuatsion va impulsli xalaqitga ajratilishi shartli bo‘lib, bir impulsli xalaqit takrorlanish chastotasiga qarab tor polosali radioqabul qilish qurilmasiga fluktuatsion, keng polosali qabul qilish qurilmasi uchun impuls xalaqit sifatida ta’sir etishi mumkin.

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

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

1.4. Aloqa kanalining xalaqitga 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.



Raqamli texnik qurilmalarning tashqi muxit bilan elektromagnit moslashuvini ta'minlash talablarga to'liq javob bermaydi.

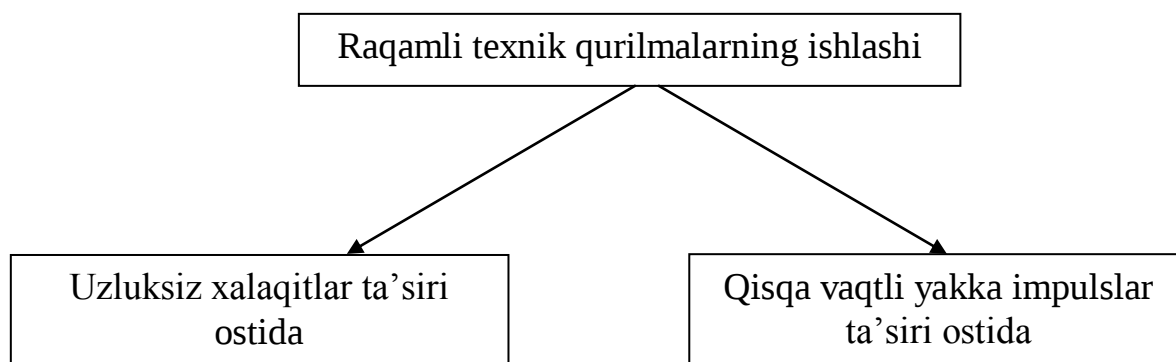
Masalan, EHM ni elektr energiyasi bilan ta'minlashda sifat talablari standartlarida qayd etilganlar faqat quyidagilar:

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.



Uzluksiz xalaqit 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 xalaqit 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 xalaqitlarni qabul etmasligi va ruxsat etilmagan me'yoridan ortiq tashqi xalaqitlarni boshqa RTS larga nisbatan tarqatmasligi zarur.

Xalaqitlarga moyillik, qabul qiluvchanlik bu tashqi xalaqitlarga ob'yektning reaksiyasi hisoblanadi.

Ob'yektning bunday xususiyati tashqi xalaqit ta'sirida ish bajarish sifatini pasaytiradi.

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

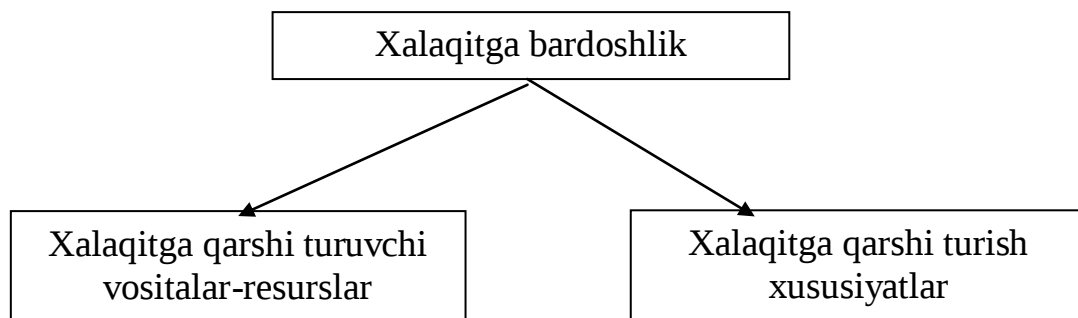
"Xalaqit tarqatish" tushunchasi esa boshqa RTS lar uchun har qanday turdagi xalaqitlarni tarqatish va tashkil etish demakdir.

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

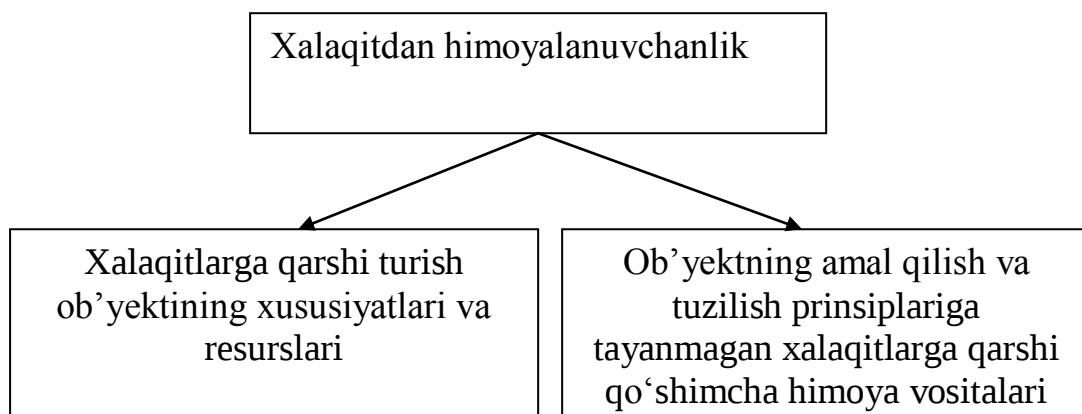
"Xalaqitlarga befarq" tushunchasining ikkita sinonimi bor:

- Xalaqitga bardoshlik;
- Xalaqitdan himoyalalanuvchanlik;

bular bir xil ma'noga ega.



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



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

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

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

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

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

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

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

shaklida aniqlanadi, bunda $\tilde{E}_x^2$ talab qilinadigan xatolik $\tilde{E}_{tx}^2$ 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 xalaqitga nisbati

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

ga bog'liq.

Xalaqitning 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 xalaqitbardoshlik, asliga moslikni ta'minlaydi.

Asliga moslik signalni qabul qilish turiga ham bog'liq. Qabul qilishni shunday turini tanlash kerakki, u xalaqit ta'siridagi signallarning o'zaro farqini iloji boricha yaxshi ajrata olsun. To'g'ri 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 xalaqit qabul qilingan signalni yuborilgan signaldan farqlanishiga, xatolikka olib keladi. Diskret signallar uzatish aloqa tizimida xalaqitning faqat foydali signal elementlari (1 va 0) ni uning teskarisiga aylantiruvchi kattalikda bo'lishigina xatolikka olib keladi. Diskret aloqa tizimining buzilgan signallarni to'g'ri qabul qilish xususiyati – uning xatoni tuzatish qobiliyati deb ataladi.

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

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

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 $R < S$.

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

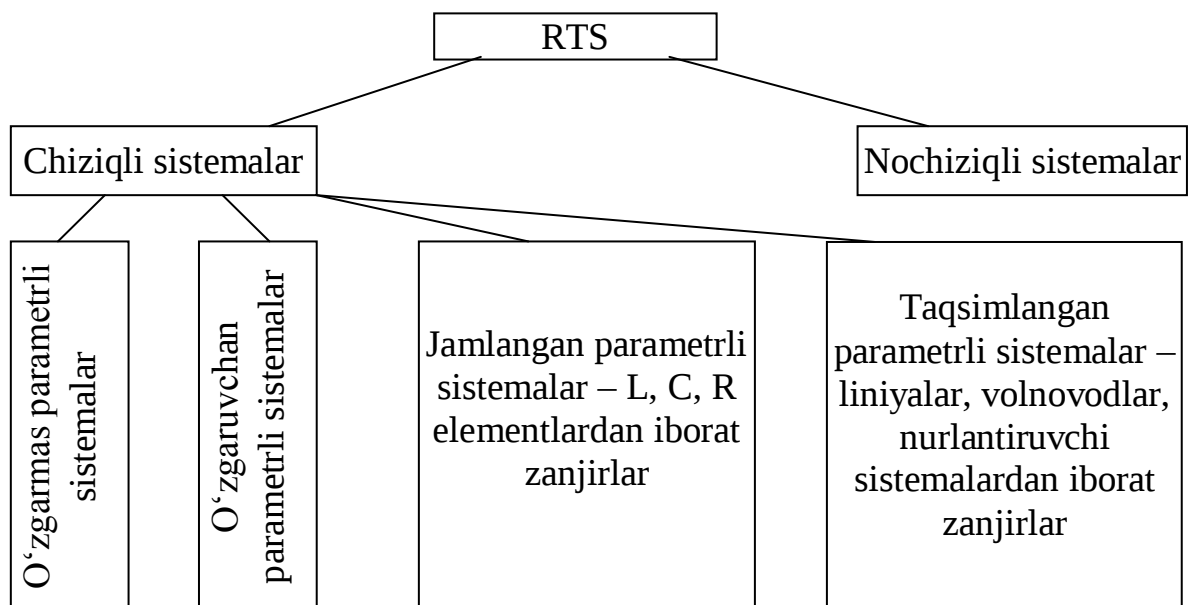
2. Radiotexnik zanjirlar va ularni tahlil qilish usullari

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 parametrlil zanjirda yangi chastotali tebranishlar yuzaga kelmaydi.

Yangi chiziqli o'zgarmas parametrlil 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 parametrlil 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 bandda 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 parametrlil 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:

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

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

Bu oddiy modeldan tushunarlik, vaqt bo'yicha qarshilikni o'zgartirib kirish signali spektrini o'zgartirish mumkin.

Endi o'zgarmas koeffitsientli chiziqli tenglamalarning xususi-yatlarini 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 $1/C$ koeffitsientlar 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 kirsan.

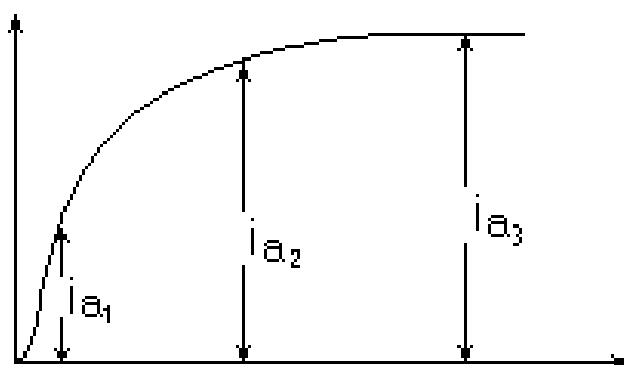
Nochiziq differensial tenglamalar nazariyasidan ma'lumki, bunday tenglamalarni yechishda ustma-ust qo'yish prinsipi to'g'ri kelmaydi.

Nochiziq sistemalarning asosiy xususiyatlarini sanab o'tamiz.

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

Nochiziqli 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'zgarmas 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, modulatsiya, 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.

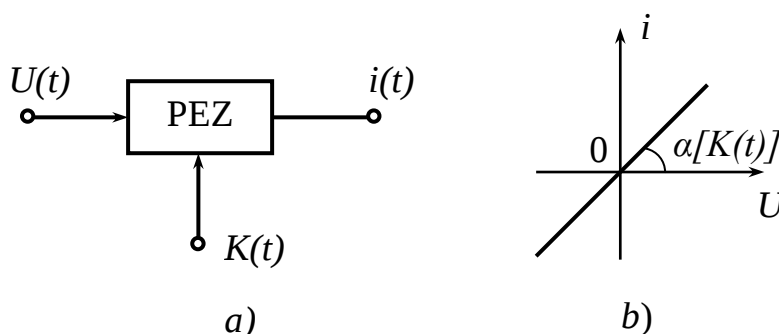
Shuni aytish lozimki, o'zgartirilgan spektrning foydali tashkil etuvchilarini ajratib olishda nochiziq elementlar chiziqli zanjirlar bilan birgalikda ishlatiladi.

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 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

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 koeffitsienti K ning vaqt bo'yicha o'zgarib turishi natijasida chiziqsiz bog'liq bo'lib qoladi. Uzatish koeffitsienti 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

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

boʻladi. (2.7) ifodadan koʻrinib turibdiki, PEZ larga nisbatan superpozitsiya prinsipini qoʻllash mumkin.

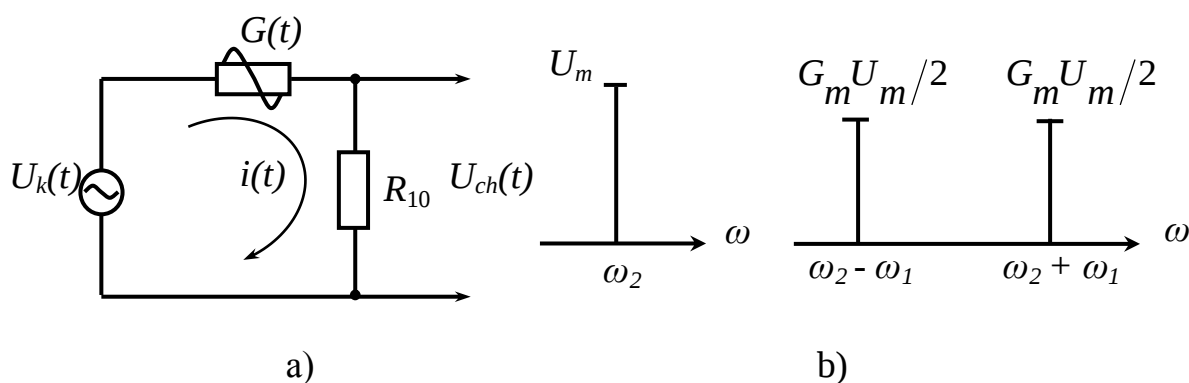
PEZ dan oʻtayotgan tok spektri kirish signali spektridan farqlanadi, yaʼni bunday EZ da yangi spektral tashkil etuvchilar paydo boʻladi. Masalan: parametrik rezistor oʻtkazuvchanligi (2.4-rasm) vaqt boʻyicha garmonik tebranish qonuni bilan oʻzgarishi, yaʼni

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

boʻyicha oʻzgarsa va uning kirishiga

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

garmonik oʻzgaruvchi kuchlanish berilsin.



2.4-rasm. Parametrik rezistorli zanjir.

Bunda PE rezistordan oʻtuvchi tok (2.5) ga asosan

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

ga teng boʻladi. (2.10) formulani trigonometrik funksiyalar koʻpaytmasi shaklida oʻzgartirsak

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

koʻrinishini oladi.

(2.10) ifodadan PE lar kirish signali spektrini boyitish xususiyati koʻrinib 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, biqutbli 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.

3. Mutlaq aniq signallarning xarakteristikalar

3.1. Energetik xarakteristikalar

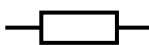
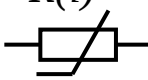
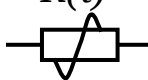
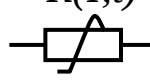
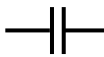
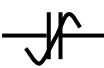
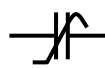
Moddiy $s(t)$ signalning energetik xarakteristikalar sifatida uning quvvati va energiyasi hisoblanadi.

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.

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 	$L(i)$ 	$L(t)$ 	$L(I,t)$ 

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

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

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 koeffitsientlari (3.9) shakli bilan aniqlangan (3.8) ko‘rinishdagi qator berilgan $\varphi_n(x)$ sistemasi uchun Fur’ening umumlashtirilgan qatori deyiladi.

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

Fur’ening 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 koeffitsienti $a_n = c_n$ 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:

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

Fur’e koeffitsienti:

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

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 qo'llaganda:

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

Bunda shu nazarda tutiladiki, energiya $\mathfrak{E}$ aniqlanadigan t_2-t_1 vaqt oralig'i $\varphi_n(t)$ funksiyalar sistemasi uchun ortogonallik oralig'i hisoblanadi. t_2-t_1 vaqt oralig'ida signalning o'rtacha 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 bo'ladi. Murakkab signalni yoyishni talab etuvchi turli ko'p masalalar orasida eng asosiylari quyidagilar hisoblanadi:

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

4. Nodavriy signallarni garmonik tahlil qilish. Nodavriy signallarning spektri. Fur'e 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 Fur'e 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 $\omega_1 = 2\pi/T$, koeffitsient 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 funksiyaning 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.

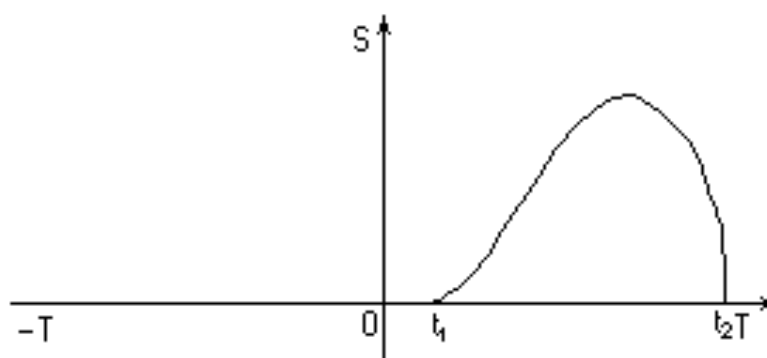
Vaqtning $(0, T)$ oralig'idan tashqari qiymatlarida funksiya $s(t)$ nolga teng bo'lishi uchun, kattalik T cheksiz bo'lishi kerak.

Ammo, davr sifatida qabul qilingan vaqt oralig'i T qanchalik katta bo'lsa, koeffitsient 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 Fur'e 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.

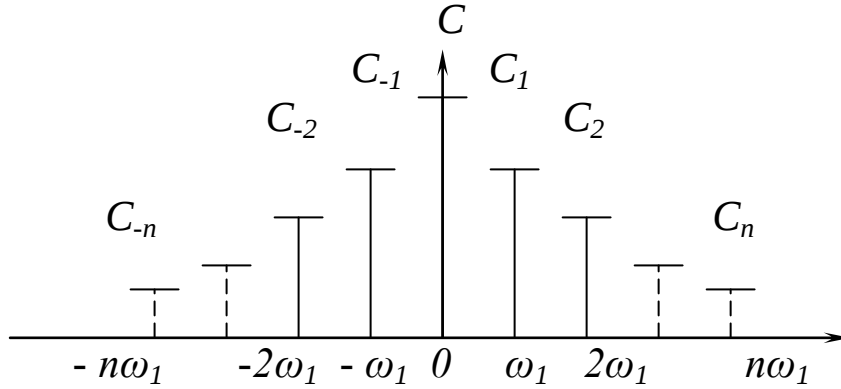
Shunday qilib, Fur'ening ikki karrali integraliga kelimiz:

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

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 Fur’e kompleks qatorining koefitsientlari.

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 Fur’ening to‘g‘ri va teskari o‘zgartishlari deyiladi.

4.2. Fur'e o'zgartirishining xususiyatlari

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

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

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

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

Fur'e qatori C_n koefitsientlarining 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 xech 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 $S(\omega)$ Fur'e kompleks qatorining koeffitsientlari 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:

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

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 Fur'e 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, ikkinchisidiki 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; Fur'e 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 strukturasini tezda aniqlashda foydalidir.

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

5.1. Mutlaq aniq signallarni korrelatsion tahlil qilish

Signallarni tariflashda spektral yondoshish 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 korrelatsion funksiyasi keng ishlatiladi.

Chegarasi ma'lum mutlaq aniq $s(t)$ signalning korrelatsion 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

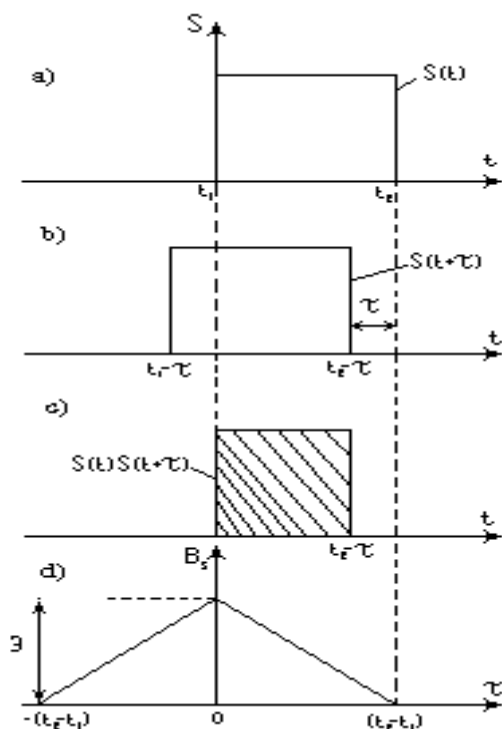
$$B_s(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt = \Rightarrow, \quad (5.3)$$

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

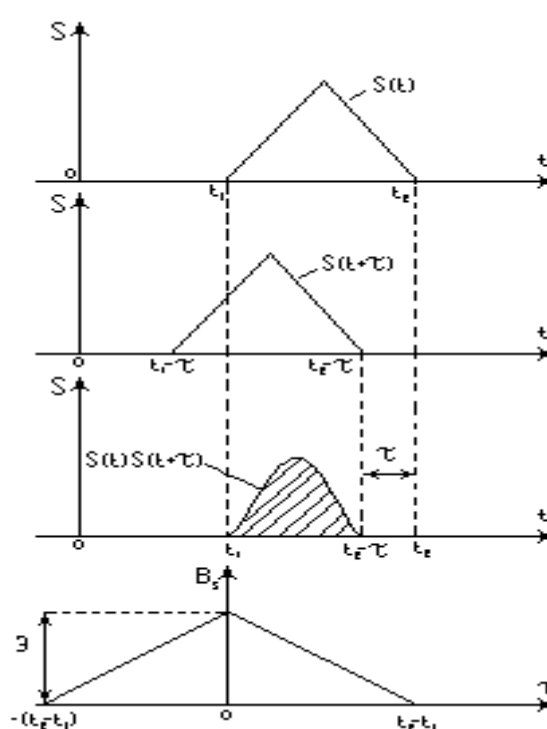
Kattalik τ ortib borishi bilan korrelatsion funksiya $B_s(\tau)$ kamaya boradi (monoton kamayishi shart emas) va $s(t)$ hamda $s(t+\tau)$ signallarining bir biriga nisbatan, signal davomiyligidan oshuvchi (ortib ketuvchi), vaqt bo'yicha surilishi (siljishi) bilan nolga aylanadi.

5.1-rasmda to'g'ri burchakli impuls shaklidagi oddiy signalga korrelatsion 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'ri burchakli impuls uchun korrelatsion funksiyani qurish.



5.2-rasm. Uchburchaksimon impuls uchun korrelatsion funksiyani qurish.

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

Korrelatsion 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 korrelatsion funksiya $B_s(t + \tau)$ ni ordinatasini beradi.

Analog ravishda uchburchaksimon impulsga qurilgan korrelatsion funksiya 5.2-rasmda tasvirlangan.

Korrelatsion 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:

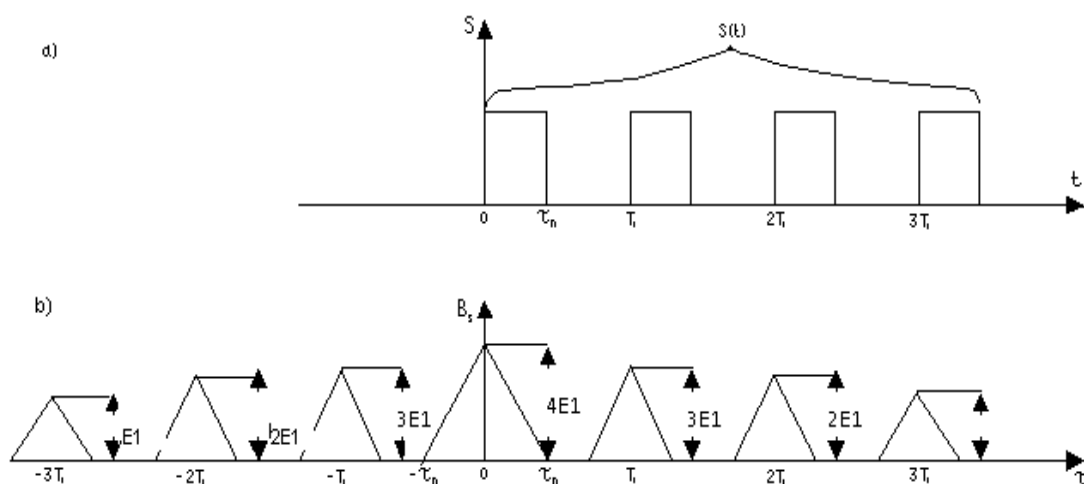
$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t+\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau)dt. \quad (5.4)$$

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 korrelatsion funksiya ko'rsatilgan.

Kattalik τ qiymatlari atrofidagi quyidagi qiymatlarda $0, \pm T_1, \pm 2T_1$ 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 korrelatsion funksiya (b).

Korrelatsion funksiyaning ko'rinishi xuddi yakka impuls korrelatsion funksiyasi ko'rinishi bilan bir xil (5.1,g-rasmga qarang).

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

Energiyasi cheksiz katta bo'lgan davriy signal uchun, korrelatsion 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 korrelatsion 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 korrelatsion 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 korrelatsion 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

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

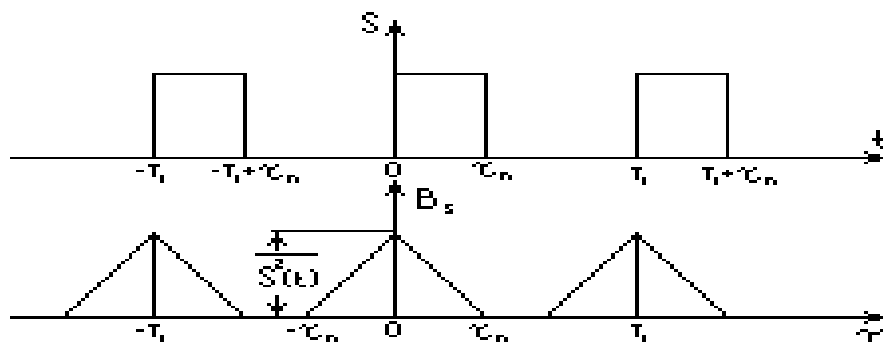
uchun korrelatsion funksiya quyidagicha

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

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

Shuni aytish lozimki, $B_{sdav}(\tau)$ korrelatsion funksiya tebranishning boshlangʻich fazasi θ_0 ga bogʻliq emas.

5.4,a-rasmda koʻrsatilgan davriy ketma-ket toʻgʻri burchakli impulslardan tashkil topgan signalning korrelatsion funksiyasi 5.4,b-rasmda tasvirlangan.



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

$B_{sdav}(\tau)$ funksiyasining har bir impulsi shakli boʻyicha $s(t)$ davriy ketma-ketlikning yakka impulsi korrelatsion funksiyasi shakli bilan mos tushadi.

Lekin bu holatda, $B_{sdav}(\tau)$ ning maksimal ordinatalari, 5.3-rasmda koʻrsatilgani kabi, energiyaga emas, balki $s(t)$ signalning oʻrtacha quvvatiga teng, yaʼni $s^2(t)$ kattalikka.

Ikki har xil $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallar orasidagi aloqa darajasini baholash uchun, oʻzaro korrelatsion 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:

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

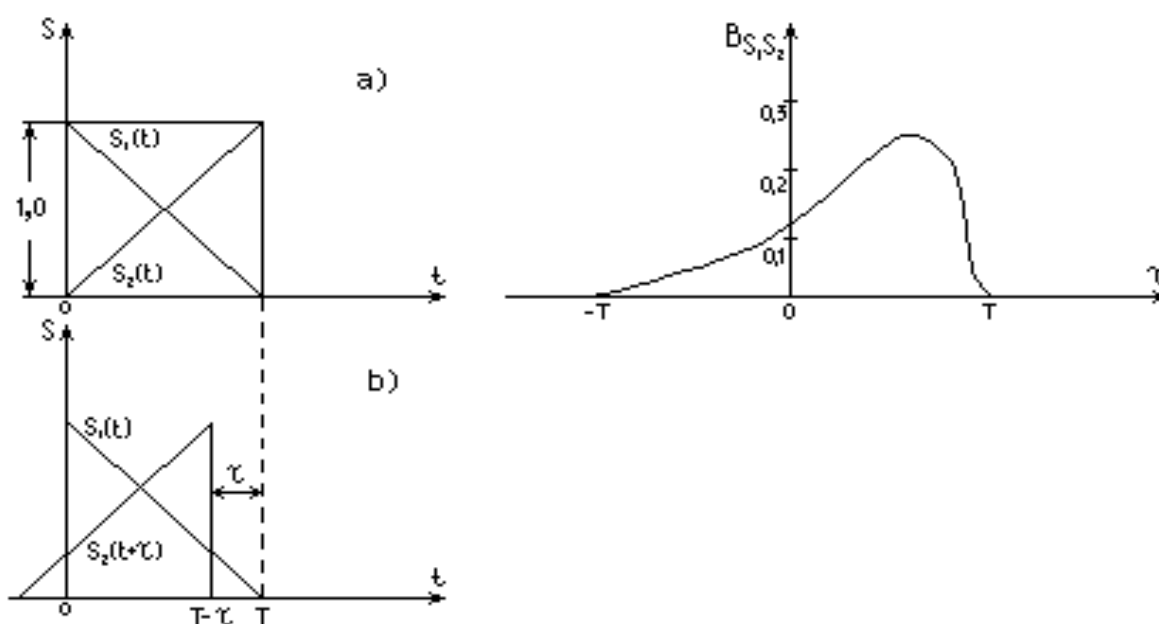
Yuqorida ko‘rilgan $B_S(\tau)$ korrelatsion funksiya, $s_1(t) = s_2(t)$ holati uchun, $B_{s_1s_2}(\tau)$ funksiyasining xususiy holi hisoblanadi.

Ikki $s_1(t)$ va $s_2(t)$ signallari uchun o‘zaro korrelatsion 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) korrelatsion funksiya boshlanishida o‘sadi, songra $\tau=T$ da to 0 gacha kamayadi.

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



5.5-rasm. O‘zaro korrelatsion funksiyaning qurilishi: signallarning berilgan holati (a); $s_2(t)$ signalning τ vaqtga siljishi (b); o‘zaro korrelatsion 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 korrelatsion funksiya τ ga nisbatan juft bo'lishi shart emas.

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

5.2. Korrelatsion funksiya va signal spektral xarakteristikasi orasidagi nisbat

Fur'e 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 kelimiz:

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

Shuningdek, Fur'e o'zgartirishining ma'lum xususiyatlariga asosan quyidagini yozish mumkin:

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

Shunday qilib, $B_s(\tau)$ korrelatsion funksiyaning (5.10) Fur'e to'g'ri o'zgartirishi energiyaning spektral zichligini ifodalaydi, (5.11) o'zgartirish esa $B_s(\tau)$ korrelatsion funksiyani beradi

(5.11) va (5.12) ifodalar shuningdek $B_s(\tau)$ korrelatsion 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, $\Omega_m/\omega_0 < 1$ 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.

Xarakatdagi 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 , modulatsiyaning asosiy ikki turini farqlashadi:

- amplituda boʻyicha;
- burchak boʻyicha.

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

Bu ikki tur modulatsiya 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 modulatsiya 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 $\omega_\theta(t)$ 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, modulatsiyaning 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 modulatsiyalangan (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):

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

Modulatsiyalovchi 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 modulatsiyalovchi U_Ω signal amplitudasiga mos ravishda o'zgaradi:

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

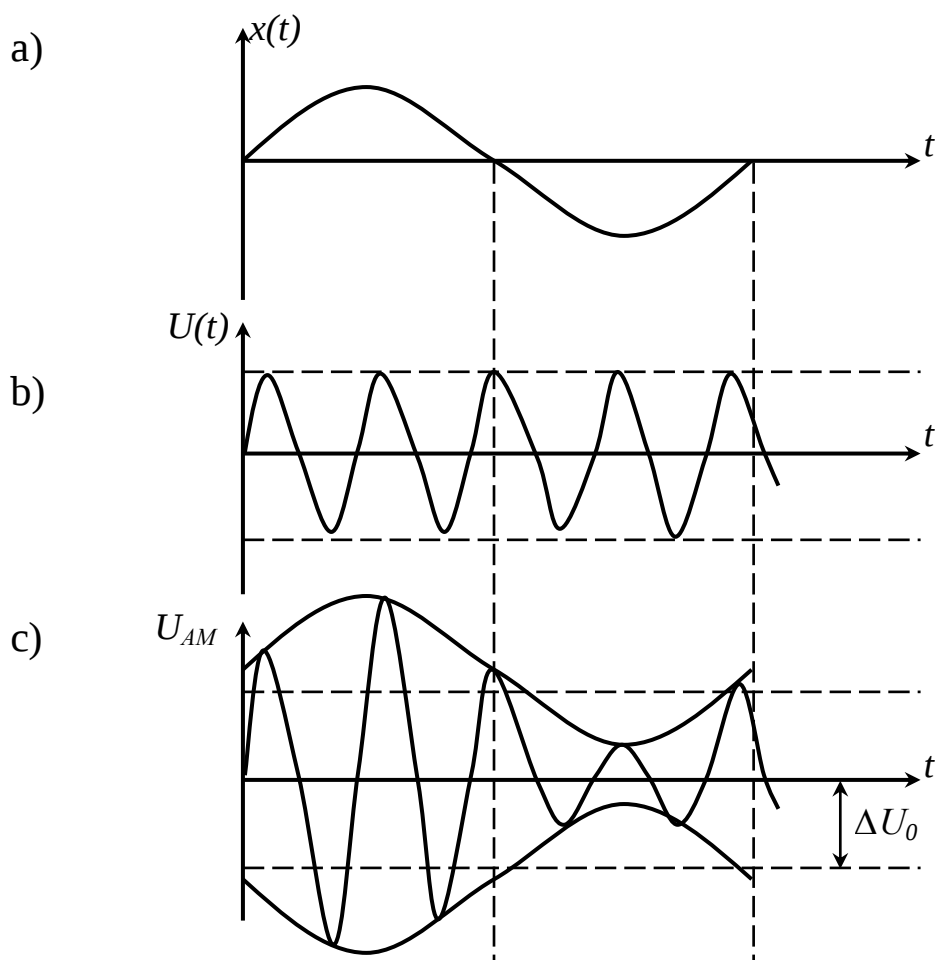
bu yerda, k – proporsionallik koeffitsienti bo'lib, modulatsiyalovchi signal amplitudasi o'zgarishini tashuvchi U_ω amplitudasi o'zgarishi ΔU_ω bilan bog'laydi, ya'ni $\Delta U_\omega = k U_m$.

(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 modulatsiyalangan amplitudasi modulatsiyalangan signalning analitik (matematik) ifodasi hisoblanadi.

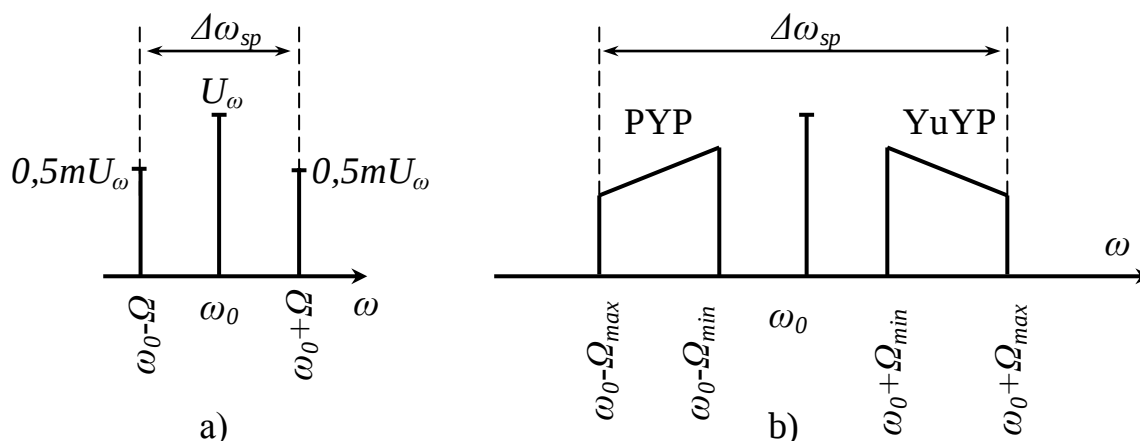
(6.8) ifodada m – modulatsiya koeffitsienti, odatda u modulatsiya chuqurligi deb ataladi. Uning qiymati modulatsiyalovchi signal shakli qabul qilish qurilmasi chiqishida buzilmasdan aks ettirilishi uchun $0 \div 1$ oralig'ida o'zgarishi kerak, ya'ni $m = 0 \div 1$. Texnik foydalanishda u foizlarda baholanadi,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

bo'lsa, bunday modulatsiya ortiqcha modulatsiyaga 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:

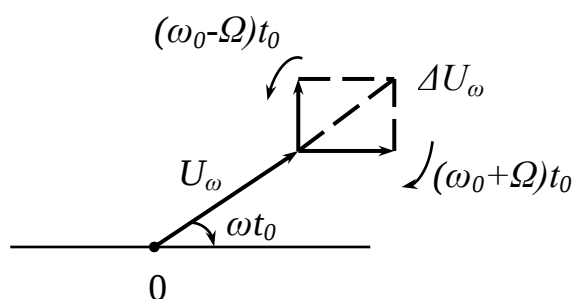
$$U_{AM}(t) = U_{\omega} \cos \omega_0 t + 0,5mU_{\omega} \cos(\omega_0 + \Omega)t + 0,5mU_{\omega} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (6.9)$$

Bir ton Ω bilan modulatsiyalangan 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 modulatsiyalangan 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-rasmida 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 koeffitsienti:

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

bu yerda m_k – modulyatsiyalovchi signal k -spektr tashkil etuvchisi ta'sirida modulyatsiya koeffitsientining 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.

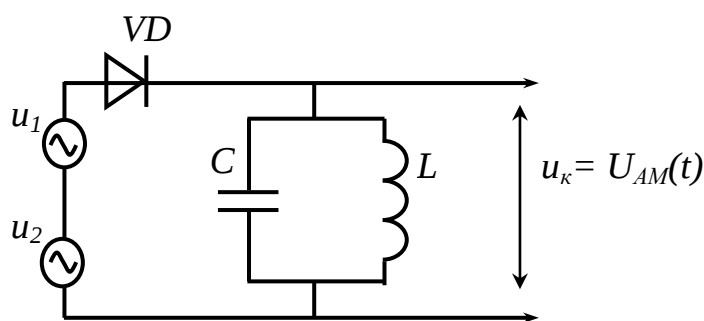
6.3. AM signallarni olish usullari

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 modulatsiyalovchi $U_2(t) = U_\Omega \cos \Omega t$ 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 modulatsiyalangan 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.

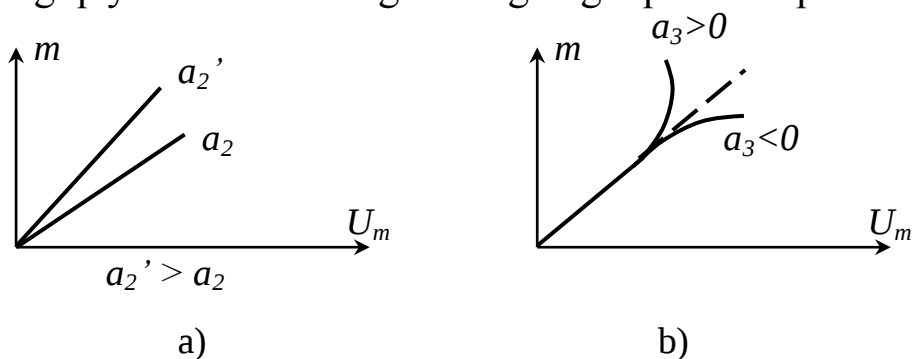
(6.17) ifodadan ko‘rinib turibdiki, modulatsiya koeffitsienti m modulatsiyalovchi signal amplitudasi U_m ga to‘g‘ri proporsional, ya’ni modulatsiya jarayoni buzilishlarsiz o‘tadi. $U_m = \text{const}$ uchun m ning qiymati a_2 koeffitsientga bog‘liq, u qancha katta bo‘lsa, ya’ni egrilish qancha katta bo‘lsa m shuncha katta bo‘ladi. Bu bog‘lanishlar grafigi 6.5-rasmida 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 modulatsiyalangan bo‘ladi. Modulatsiya koeffitsienti bu holda quyidagicha aniqlanadi:

$$m = 2 \frac{a_2}{a_1} U_m + 0,75 \frac{a_3}{a_1} U_m^3. \quad (6.19)$$

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

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



6.5-rasm. Koeffitsientlarning bog‘liqlik grafiklari.

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

2. Tashuvchi signal U_{ω} baza-emitter oraliq'iga va modulatsiyalovchi signal U_m kollektor-emitter oraliq'iga berilgan bo'lsa, kollektor modulatsiyasi deb ataladi.
3. Tashuvchi signal U_{ω} baza-emitter oraliq'iga, modulatsiyalovchi signal bir vaqtning o'zida baza-emitter va kollektor-emitter oraliq'iga berilsa, bunday modulator murakkab modulatsiya turi hisoblanadi.

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

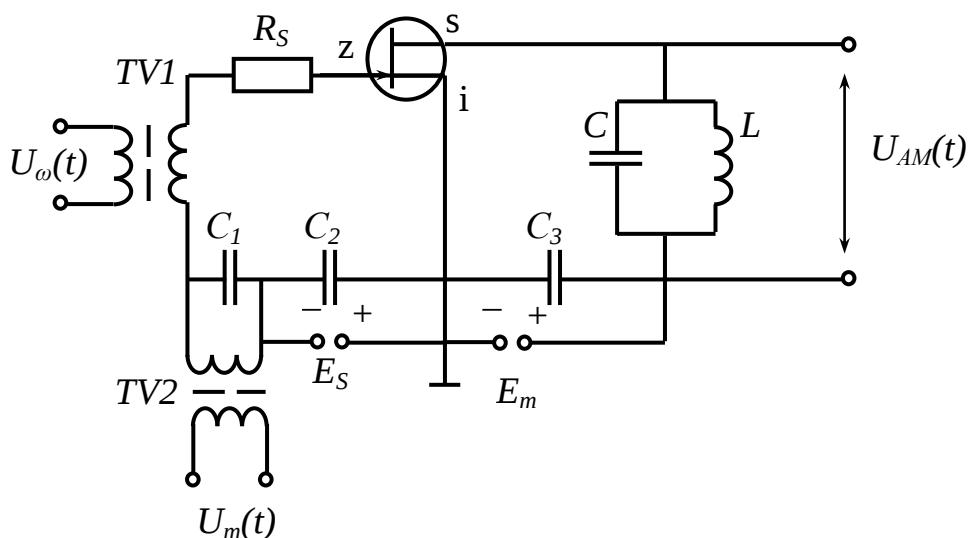
Misol tariqasida maydon tranzistoridan foydalanib AM signal olish jarayoni bilan tanishamiz. Maydon tranzistorli modulatorning nisbatan soddalashtirilgan elektr sxemasi 6.6-rasmda keltirilgan.

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

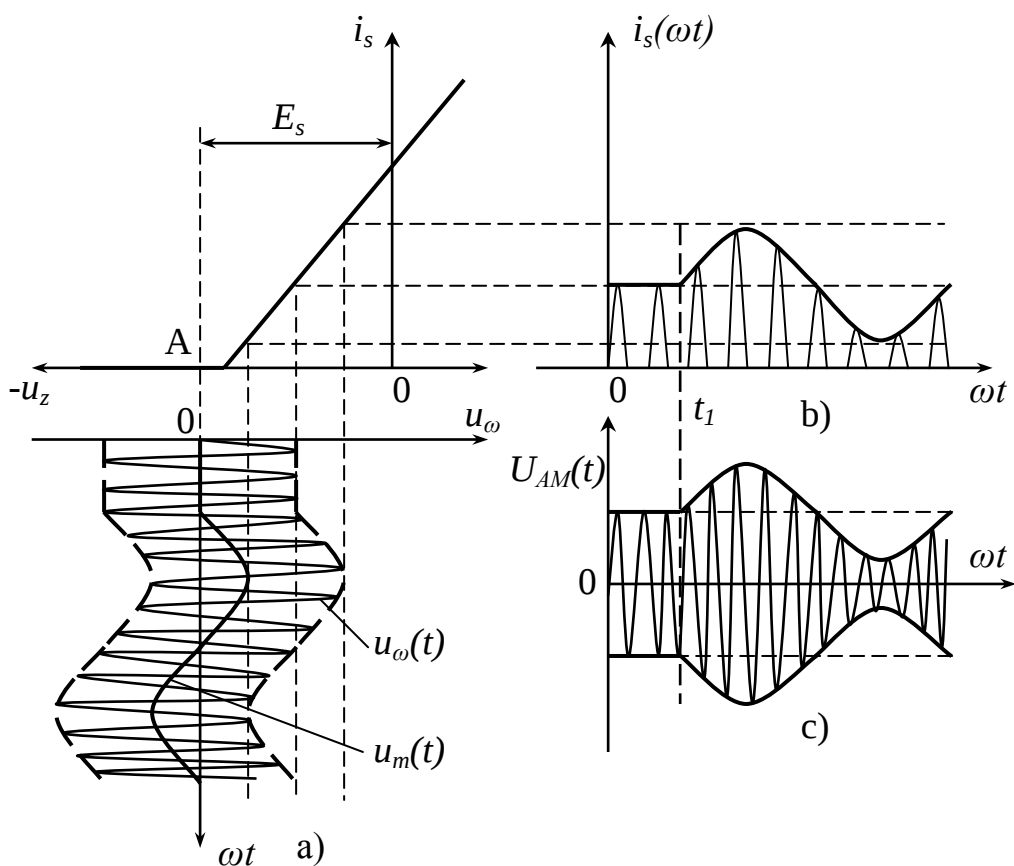
$$E_s^1(t) = E_s + U_m \cos nt \quad (6.20)$$

sekin o'zgaruvchi sifatida zatvor-istok oraliq'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 modulatsiya – siljish modulatsiyasi 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 modulatsiyalovchi $U_m(t)$ kuchlanish o'zgarishiga mos keladi (6.7, c-rasm).

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



6.6-rasm. Maydon tranzistorli AM modulator.

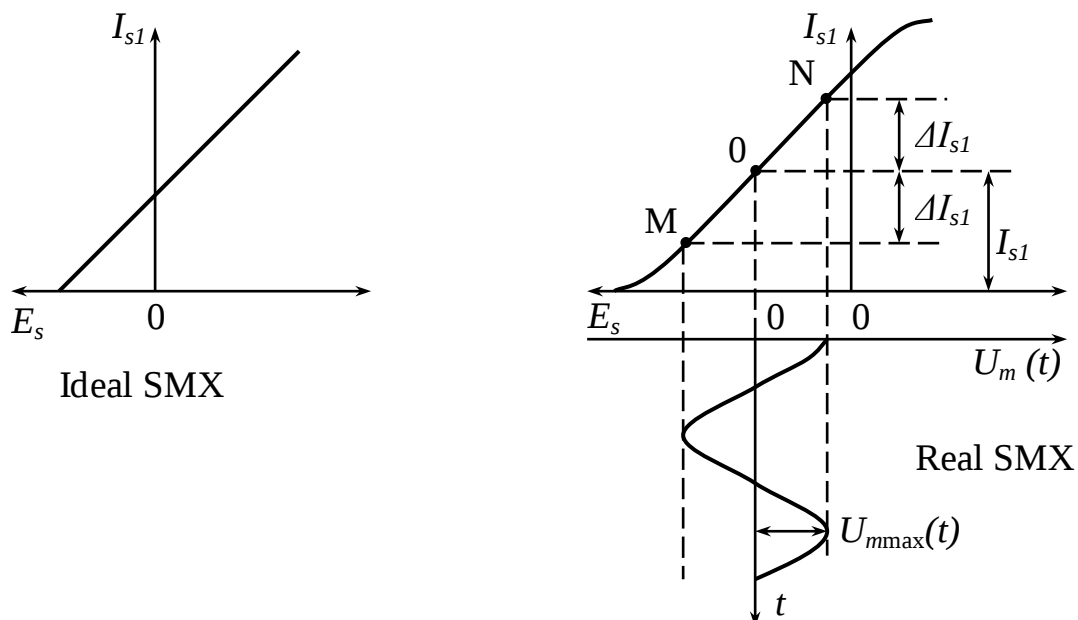


6.7-rasm. Maydon tranzistorli modulatorning VA xarakteristikasi.

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 $I_{c1}(T_c)$ 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^1 kattalik orasidagi kuchlanish farqini aniqlaymiz. U modulatorga berish mumkin bo'lgan modulatsiyalovchi signal amplitudasiga teng bo'ladi;
4. SMX ning MN qismidan foydalanilganda erishishligi mumkin bo'lgan modulatsiya maksimal koeffitsienti m_{max} aniqlanadi, $m_{max} = \frac{\Delta I_{s1}}{I_{s1}}$;
5. SMX dan 3 va 5 ordinatalar usulidan foydalanib, modulatsiyada yo'l qo'yilgan nochiziqli buzilish koeffitsientini 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 modulatsiyalangan 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 modulatsiyalangan signallar deb ataladi. Quyida shu ikki tur modulatsiyani batafsil ko'rib chiqamiz.

Faza modulatsiyasi natijasida yuqori chastotali tashuvchi

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

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

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

bu yerda a - proporsionallik koeffitsienti. Burchak modulatsiyasida 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 modulatsiya past chastotali garmonik signal

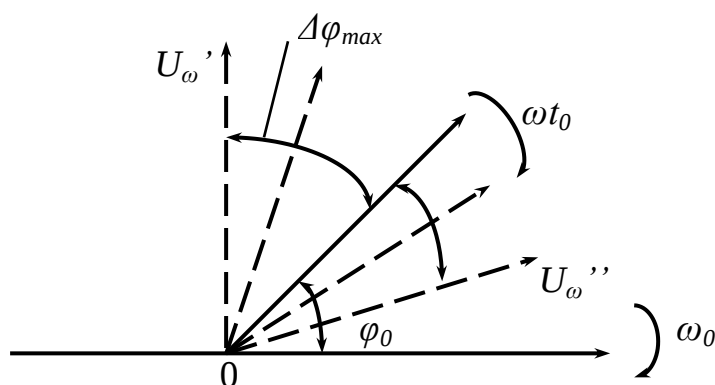
$$U_m(t) = U_m \sin \Omega t \quad (6.25)$$

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 modulatsiyalangan signal fazasiga teng, uchinchi fazaning modulatsiya 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 modulatsiyasi 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^l va U_ω^h bilan belgilangan.



6.9-rasm. FM signal vektor diagrammasi.

Modulatsiyalangan tebranish fazasining modulatsiyalanmagan tebranish fazasidan bir tomonga maksimal siljishi faza modulatsiyasi indeksi deb ataladi. Modulatsiya indeksi modulatsiyalovchi 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 devitsiyasi deb ataladi, ya'ni

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

Chastota modulatsiyasini amalga oshirilganda tashuvchining chastotasi oniy qiymati modulatsiyalovchi 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 koeffitsienti. 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:

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

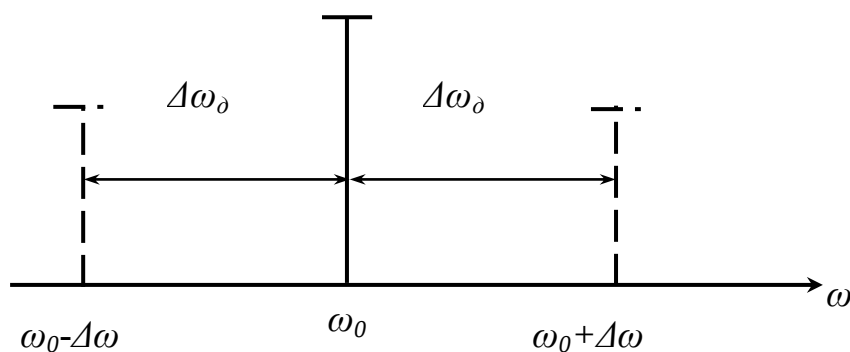
Agar $U_m(t) = U_m \cos \Omega t$ bo'lsa, u holda

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

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

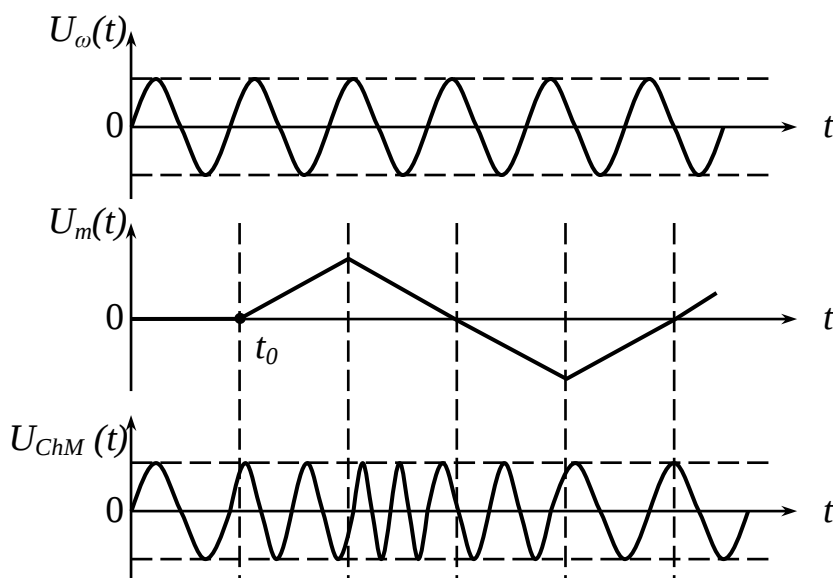
(6.34) ni e'tiborga olib (6.33) ni quyidagi shaklga keltiramiz:

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



6.10-rasm. Chastota deviatsiyasi.

(6.35) – ChM signalni bir ton Ω bilan modulatsiyalangandagi analitik ifodasi. Bunda $\frac{\Delta\omega_D}{\Omega} \sin \Omega t$ ChM modulatsiya 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 modulatsiyalangan vaqtda bir-biridan farqlanmaydi;
- har ikki signal ham modulatsiya indeksi bilan baholanadi.

FM va ChM signallarning bir-birlaridan farqlari quyidagilar:

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

ChM va FM signallarning farqi modulatsiyalovchi 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 $\Delta\omega_{sp.ChM}$ modulatsiya chastotasi o'zgarsa ham o'zgarishsiz qoladi, FM signal spektri esa modulatsiya chastotasiga proporsional o'zgaradi.

FM signaldan uzluksiz signallarni uzatishda foydalanilmaydi, chunki ajratilgan chastotalar diapazonidan foydalanish samaradorligi juda past bo'ladi. FM signallardan o'zgaras 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 modulatsiyalangan signallarni olish

Chastota modulatsiya 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 $\Delta\omega_D$ modulatsiyalovchi 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 modulatsiya 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:

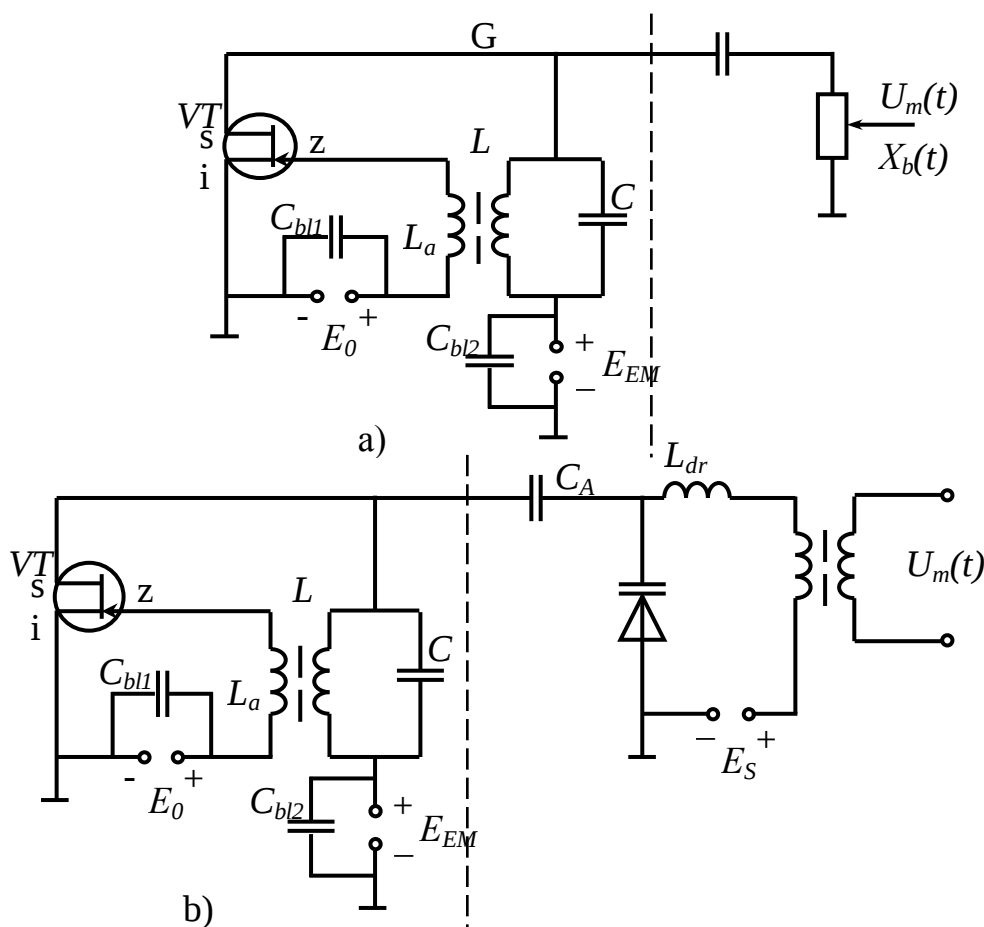
$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (6.42)$$

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

$X_b(t)$ modulatsiyalovchi 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.

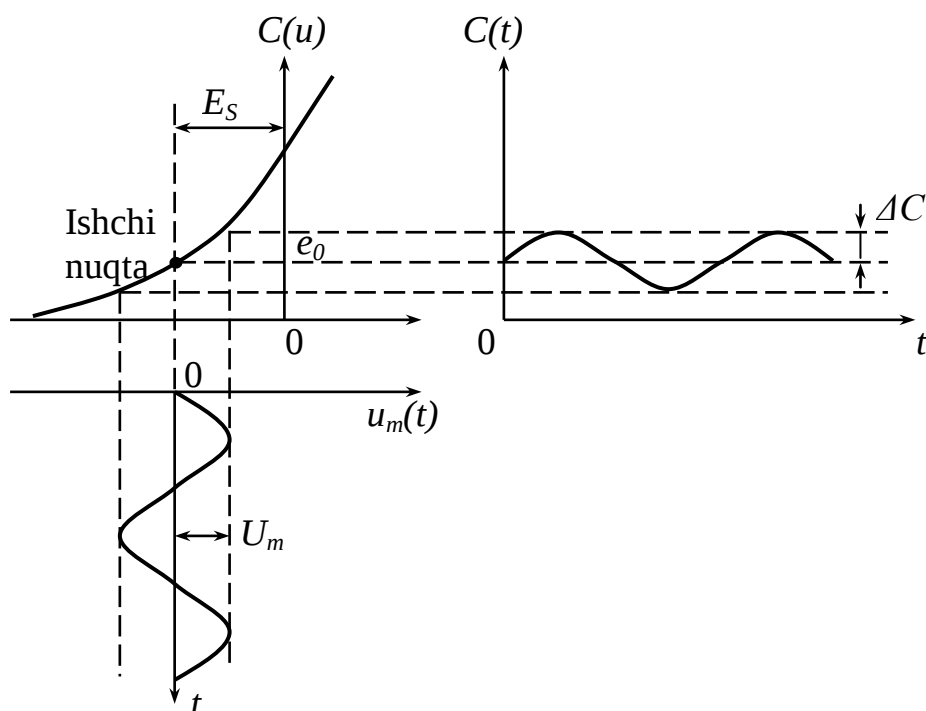


6.12-rasm. Chastota modulatorining soddalashtirilgan sxemalari.

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. Modulatsiyalovchi 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 modulatsiyalovchi $U_m(t)$ 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 modulatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ta'sirida uning sig'imi $C_d(t)$ modulatsiyalovchi 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 modulatsiyalash sifati aniqlanadi.

6.6. Fazasi modulatsiyalangan signallarni olish (shakllantirish)

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

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

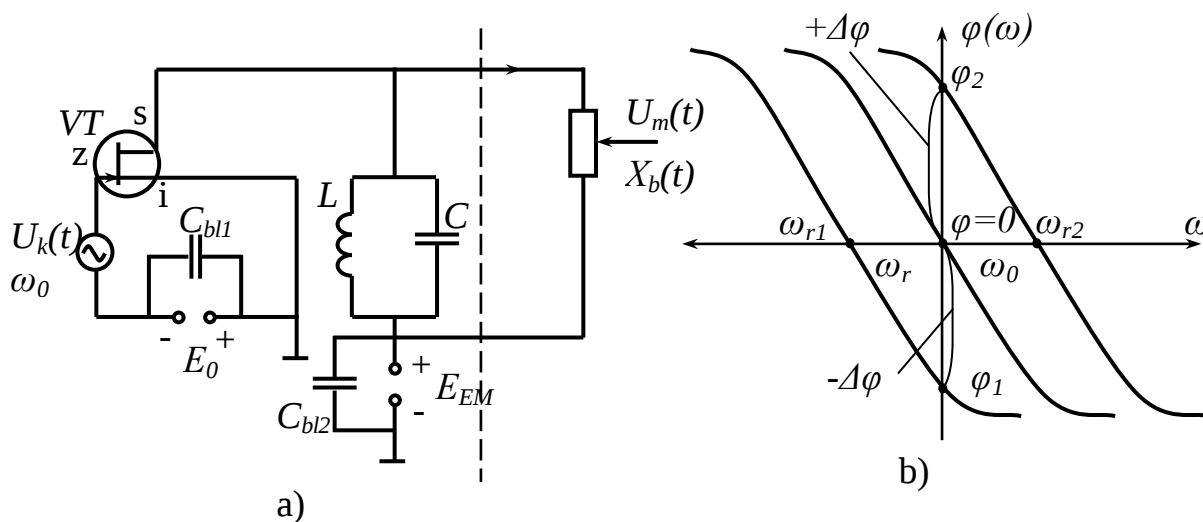
bu yerda k - modulatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ni faza o'zgarishi $\Delta\varphi(t)$ bilan bog'lovchi koeffitsient. Modulatsiya natijasida boshlang'ich faza φ_0 , $\Delta\varphi$ ga o'zgaradi.

Faza va chastota modulatorlari bir-biriga bog'liqligiga qaramasdan, ular turlicha shakllantiriladi. Agar ChM da modulatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ta'sirida uning chastotasi o'zgarsa, FM da esa uning chastotasi o'zgarmasdan 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 xarakteristikalarini $\varphi(\omega)$ 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 modulatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ga mos o'zgaradi deb hisoblash mumkin.

FM modulator ishlash jarayonini faza-chastota xarakteristikalarini 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

oʻtadi (6.14,b-rasm). Agar $U_m(t)$ taʼsirida $X_b(t)$ oʻzgarib LC kontur rezonans chastotasi ω_r kamaysa, bu kontur tashuvchi chastotasi ω_0 ga teng boʻlmaydi. Natijada $\varphi(\omega)$ xarakteristika chapga suriladi va chastotalar oʻqini ω_{r1} chastotada kesib oʻtadi. Bu tok I_1 fazasi konturdagi kuchlanish U_k fazasidan $\Delta\varphi_1$ ga kech qolishiga olib keladi. Parallel kontur rezonans chastotasi ω_r koʻpaysa, U_k kuchlanish tok I_1 dan $\Delta\varphi_2$ fazaga kech qoladi. Kontur $\varphi(\omega)$ xarakteristikasi oʻng tomonga suriladi, $\omega_{r2} > \omega_0$ boʻladi. Shunday qilib, $U_m(t)$ taʼsirida $X_b(t)$ reaktiv qarshiligi oʻzgaradi, kontur rezonans chastotasi ω_r tashuvchi chastota ω_0 ga nisbatan oʻzgarib turadi, natijada chiqish kuchlanishi U_k fazasi I_1 tok fazasiga nisbatan $\pm\Delta\varphi$ ga oʻzgarib turadi.

Kuchaytirgich chiqishidagi tok birinchi garmonikasi I_1 uning kirishidagi chastotasi ω_0 boʻlgan 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 modulatsiyalovchi kuchlanish $U_m(t)$ ga mos ravishda oʻzgarib boradi.



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

Signalning fazasi va chastotasi oʻzaro bogʻliqligi uchun FM signalni chastota modulatori yordamida va ChM signalni faza modulatori yordamida olish mumkin.

7. Analitik signal. Analitik signalning spektral zichligi va korrelatsion 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.

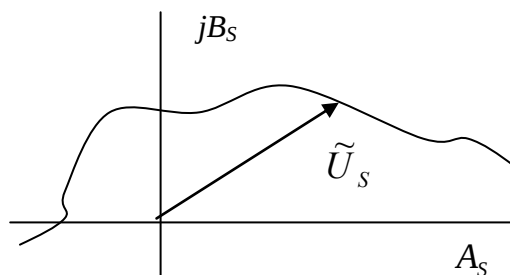
Bu aniqlashtirishni quyidagicha tekshirish mumkin:

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

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 $a_1(t)$ 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:

$$Z_a(t) = a(t) + i a_1(t) \quad (7.4)$$

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

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

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,

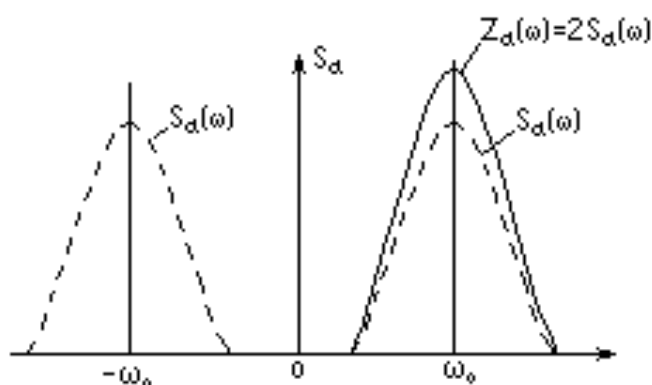
$$Z_a(\omega) = \begin{cases} 2S_a(\omega), & \omega > 0, \\ 0, & \omega < 0. \end{cases} \quad (7.8)$$

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 Fur'e 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:

$$\mathfrak{E}_z = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} [2S_a(\omega) e^{-\omega y}]^2 d\omega \leq 2 \mathfrak{E}_a$$

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.

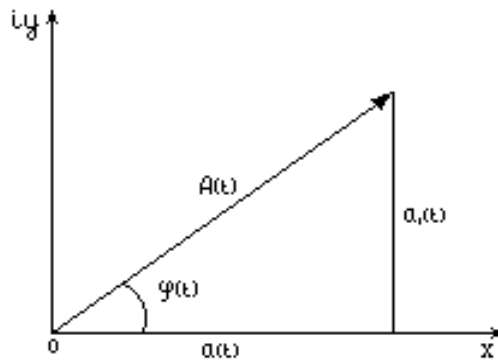
Bunday holatda quyidagini koʻrsatish mumkin:

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

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-rasmida 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 modulatsiyasi to‘g‘risidagi ma’lumotni o‘z ichiga oladi, faza ko‘paytuvchisi $e^{i\theta(t)}$ esa faqat burchak modulatsiyasi 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 xarakteristikalar. Tasodifiy jarayonlarning turlari

8.1. Tasodifiy jarayonlarning xarakteristikalar

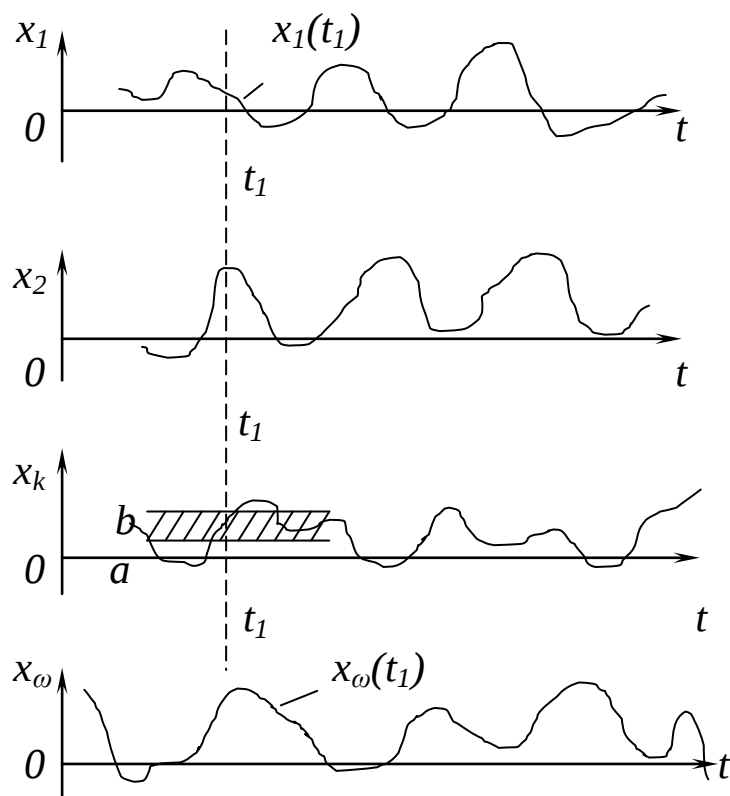
Signalni to qabul qilishga qadar ma'lum bir umumiy statistik qonuniyatga bo'ysinuvchi, vaqt funksiyasi hisoblangan to'plam sifatida tasodifiy jarayon deb qabul qilish kerak.

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 bo'lgan, ehtimollikning bir o'lchovli taqsimlanish qonuni hisoblanadi.

8.1-rasmida $x(t)$ tasodifiy jarayonlarni hosil qiluvchi quyidagi $x_1(t), x_2(t), \dots$ funksiyalar to'plami ko'rsatilgan.



8.1-rasm. Tasodifiy jarayonni hosil qiluvchi funksiyalar to'plami.

$t=t_1$ vaqt oralig'ida ayrim funksiyalarni qabul qiluvchi qiymatlar quyidagi tasodifiy kattaliklar to'plamini hosil qiladi: $x_1(t), x_2(t), \dots$

$X_k(t)$ kattalik o'lchashda berilgan qandaydir (a, b) oralig'iga tushadigan bo'lsa, 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 kattalikni differensial taqsimlanish qonunini belgilaydi, bunda $p(x; t_1)$ - ehtimollikning bir o'lchovli zichligi; P_{t_1} - integral ehtimollik.

$p(x; t_1)$ funksiyasi ma'lum bir intervalda har qanday qiymatni qabul qiluvchi tur ma'nosini 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 boʻlgan chegaralari.

Agar x diskret turdagi tasodifiy kattalik boʻlsa va diskret qiymatlarning aniq sonlaridan birini qabul qilsa, u holda (8.2) tenglikni quyidagi yigʻindi 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 oʻlchovli ehtimollik zichligining berilishi, x kattalikni oʻzini ham, shuningdek har qanday $f(x)$ funksiyasini ham statistik oʻrtacha qiymatini olishga imkon beradi.

Statistik oʻrta qiymatni olish deganda toʻplam boʻyicha x ni jarayonning maʼlum bir «kesimida», yaʼni, vaqtning belgilab olingan momentida oʻrtalashtirish tushuniladi.

Amaliyotga tadbqiq 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

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

oʻrtacha kvadratlik ogʻish

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

Ehtimollikning bir oʻlchovli zichligi jarayonni toʻliq 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 korrelatsion 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:

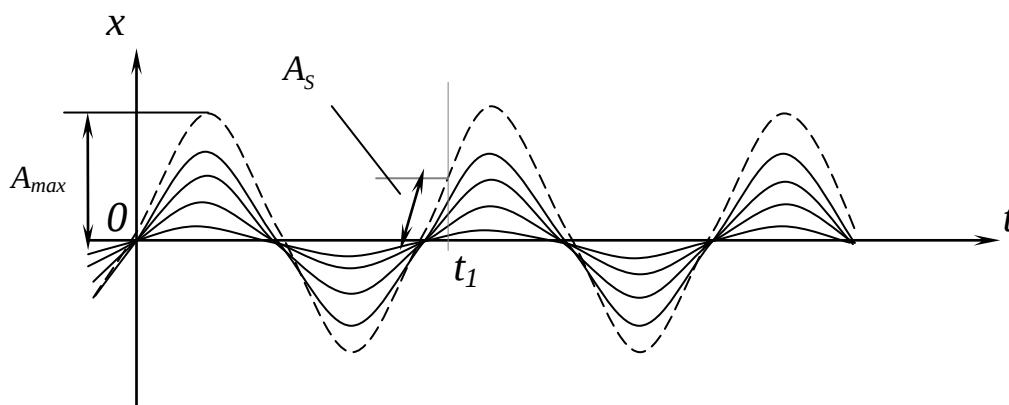
$$K_x(t, t) - m_x^2(t) = R_x(t, t) = D_x(t).$$

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

$p(x; t_1)$ funksiyaning matematik kutishi

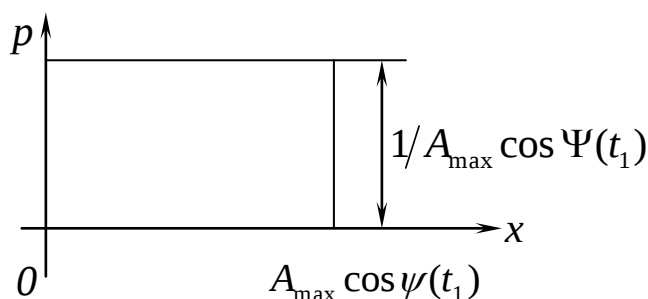
$$M[x(t_1)] = \frac{1}{A_{\max} \cos \psi(t_1)} \int_0^{A_{\max} \cos \psi(t_1)} x dx = \frac{1}{2} A_{\max} \cos \psi(t_1),$$

dispersiyasi

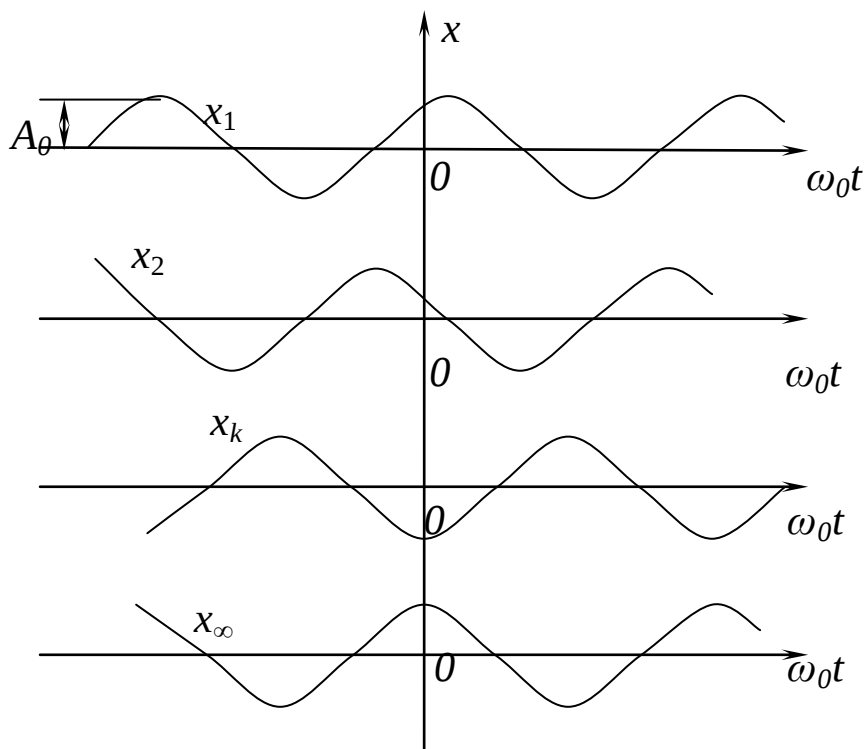
$$\begin{aligned}
 D_x(t_1) &= M[x^2(t_1)] - [M[x(t_1)]]^2 = \\
 &= \frac{1}{3} A_{\max}^2 \cos^2 \psi(t_1) - \frac{1}{4} A_{\max}^2 \cos^2 \psi(t_1) = \frac{1}{12} A_{\max}^2 \cos^2 \psi(t_1).
 \end{aligned}
 \tag{8.9}$$

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:

$$p_\theta(\theta) = 1/2\pi, -\pi < \theta < \pi \tag{8.10}$$



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. $x, x+dx$ oralig'ini ajratib olamiz (8.5-rasm) va t_1 dan t_1+dt vaqt oralig'ida o'lchanganda, signalning oniy qiymati $x, x+dx$ oralig'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

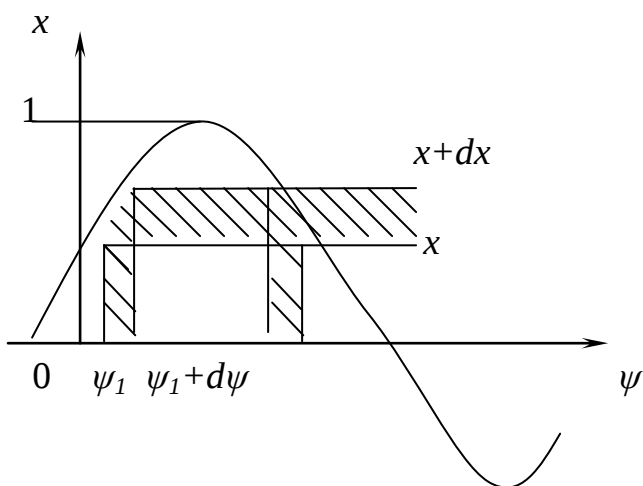
$$p_x(x) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\left| \frac{dx}{d\psi} \right|}, -1 < x < 1.$$

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

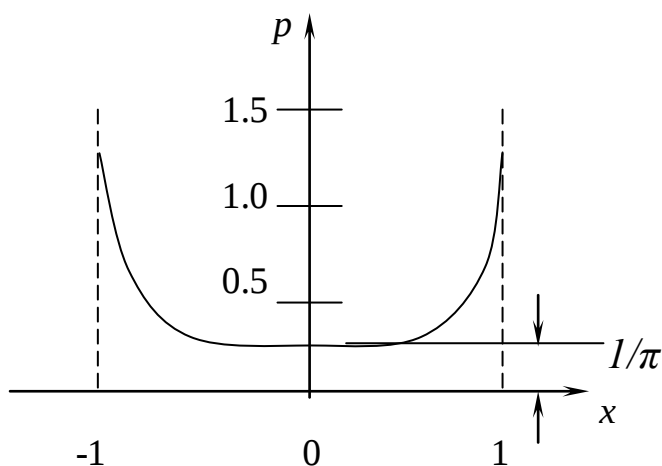
Shuning uchun, natijada

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

Bu funksiyaning grafigi esa 8.6-rasmda ko'rsatilgan.



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



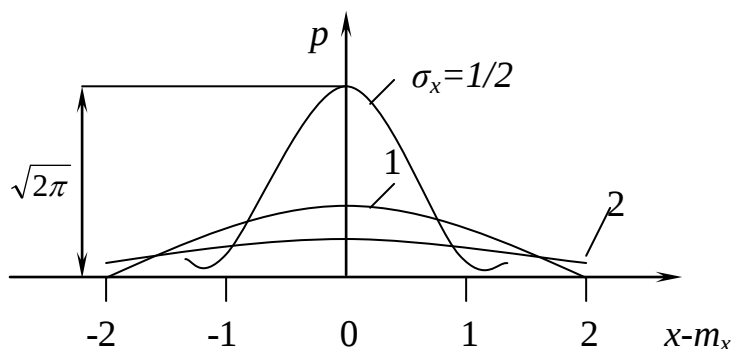
8.6-rasm. Tasodifiy fazali garmonik tebranishning ehtimollik zichligi.

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 oʻrtacha quvvati.

σ_x ning baʼzi qiymatlari uchun normal qonundagi ehtimollik zichligining grafigi 8.7-rasmda koʻrsatilgan. Funksiya $p(x)$ oʻrtacha qiymatga nisbatan simmetrik boʻladi. σ_x qanchalik katta boʻlsa, 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 oʻlchamli ehtimollik zichligi.

9. Oʻzgarmas parametrli chiziqli radiotexnik zanjirlar

9.1. Aktiv zanjirlarning xususiyatlari

Aktiv deganda – passiv elementlarni oʻz ichiga olgan (iduktiv gʻaltak, kondensator va rezistor), hamda energiya manbalari (EYuK generatori yoki tok generatori) zanjirini tushuniladi.

Radioelektron qurilma (REQ) zanjirlarining aktiv xarakteri, unda kuchaytiruvchi elementlarning qoʻllanilishi shart deb bilishdadir, yaʼni, tranzistorlar, elektron lampalar, yugiruvchi toʻlqinli lampalar va boshqalarning qoʻllanilishida.

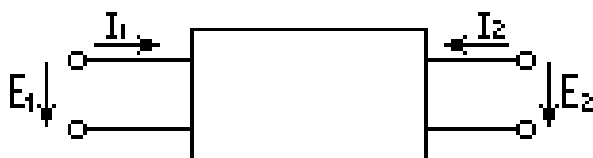
Bunda, aktiv zanjir chiqishidagi signal energiyasi kirishdagidan yuqori deb faraz qilinadi.

Shunday qilib, aniqlik kiritish uchun ifodalash koʻrinishini oʻzgartiramiz: zanjir aktiv hisoblanadi, agar garmonik qoʻzgʻaltirganda signalning chiqishidagi oʻrtacha quvvati kirishdagiga nisbatan yuqori, yani quvvat boʻyicha kuchaytirish koefitsienti birdan yuqori boʻlsa.

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'rtqutubliklarni 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:

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

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:

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

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

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

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

quyidagi parametrlar matritsasi mos keladi

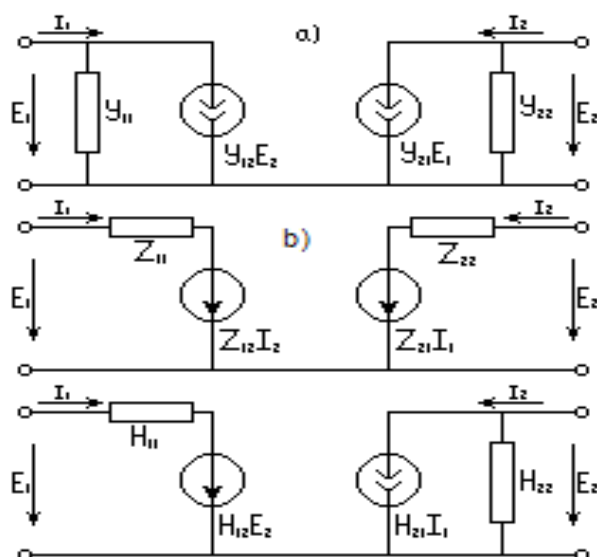
$$[H] = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (9.8)$$

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

Yana quyidagi shaklda tenglama keltiramiz:

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

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-parametrli; b) Z-parametrli; c) H-parametrli matritsalariga 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-parametrli, Z-parametrli va H-parametrli), 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 koeffitsientlari 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 koeffitsienti (volt-amperda):

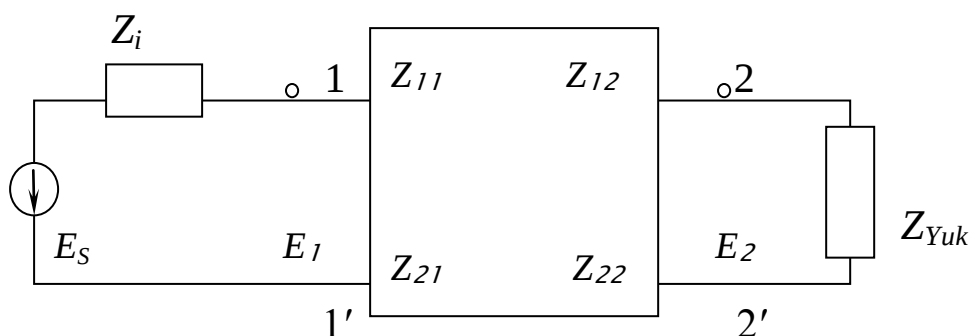
$$K_P = |K_E| |K_I| \approx \left| \frac{Y_{21}}{G_{Yuk}} \right| \left| \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \right| = \frac{|Y_{21}|^2}{|G_{Yuk} Y_{11}|}. \quad (9.15)$$

(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 koeffitsienti 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,

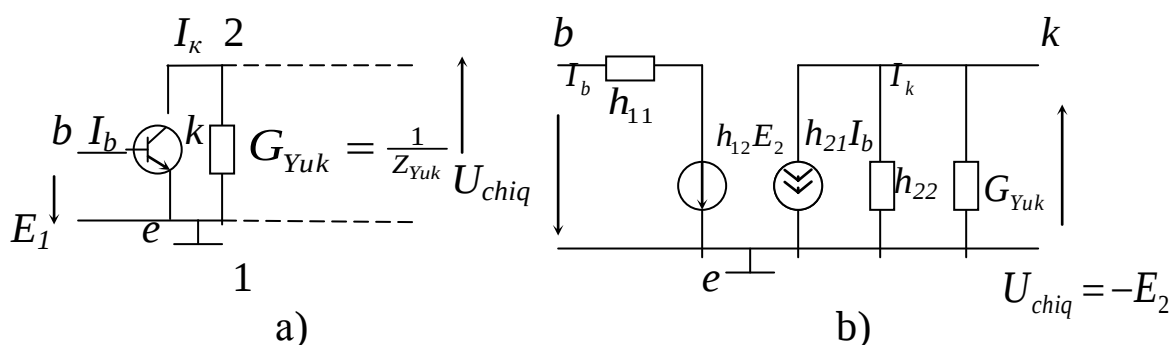
$$K_E = \frac{E_2}{E_S} = \frac{Z_{21}Z_{Yuk}}{(Z_{11} + Z_i)(Z_{22} + Z_{Yuk}) - Z_{12}Z_{21}} =$$

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

Y-matritsani qoʻllaganda ham kuchaytirish koeffitsientini 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 bogʻliq. Buni eng koʻp tarqalgan umumiy emitter sxemasi boʻyicha ulangan tranzistorli kuchaytirgich misolida koʻramiz (9.4,a-rasm).



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

Tranzistorli umumiy emitter sxemasida ishlashning afzalligi, baza tokiga taʼsir etish bilan kollektor tokini boshqarishdir. Bundan tashqari, chiqishdagi kuchlanish U_{chiq} ni qayta kirish zanjiriga taʼsirini hisobga olish zarurdir. Tranzistorning bu xususiyatini toʻrtqutblik (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-parametrlar 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

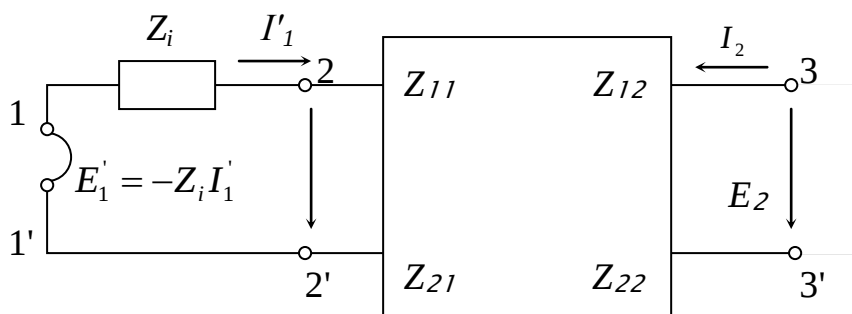
$$E_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \quad E_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

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.

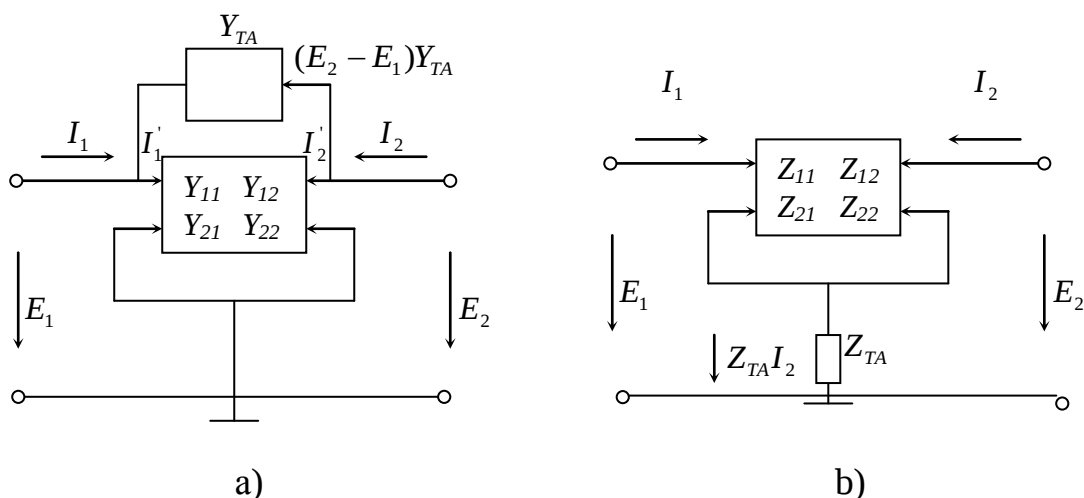
To'rtqutblik ekvivalent sxemasini Y yoki H matritsasi bilan tasvirlanganida teskari aloqa elementlari sifatida mos ravishda Y_{12} va H_{12} parametrlar hisoblanadi.

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 ikkiqutubligi 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} ikkiqutbligini 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 Fur'ening 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 Fur'ening 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 Fur'ening (10.4) teskari o'zgartirishini qo'llab vaqt funksiyasi ko'rinishidagi chiqish signalini aniqlaymiz.

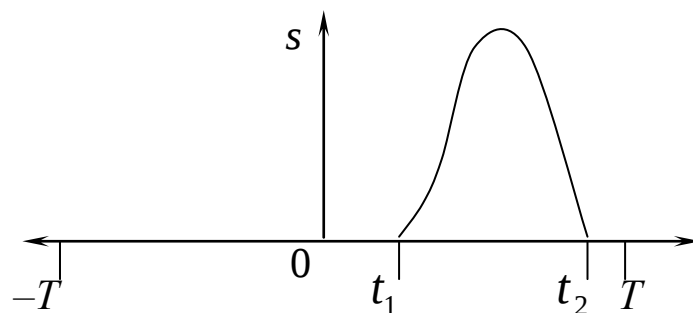
Shunday qilib, agar kirishdagi signal

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

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.

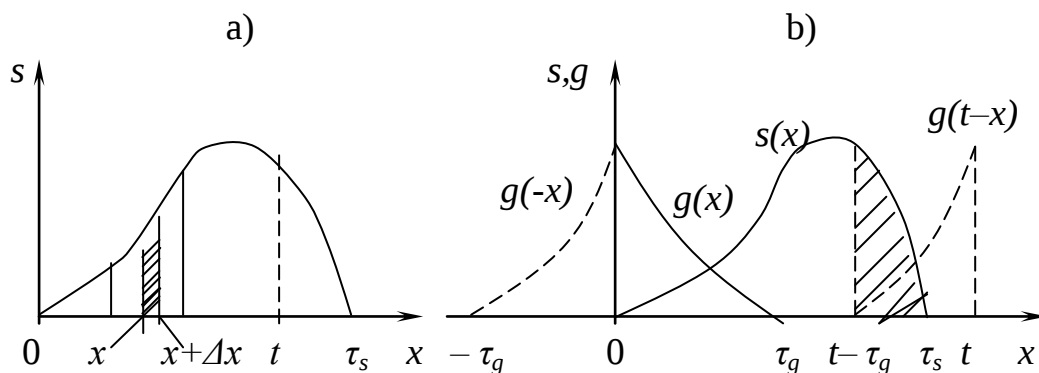
bo'lishi kerak, ya'ni zanjir uzatish funksiyasi $K(i\omega)$ signal $u(t)$ da $E(\omega)$ spektrining turli tashkil etuvchilarining nisbiy xissasini aniqlovchi ulush funksiyasi hisoblanadi.

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 impulslarga 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 impulslarga bo'lish (a) va signalni impuls xarakteristikasi bilan o'rami (b).

$g(t)$ va $K(i\omega)$ funksiyalar orasidagi bog‘liqlikni Fur’e 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 Fur’ening 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.

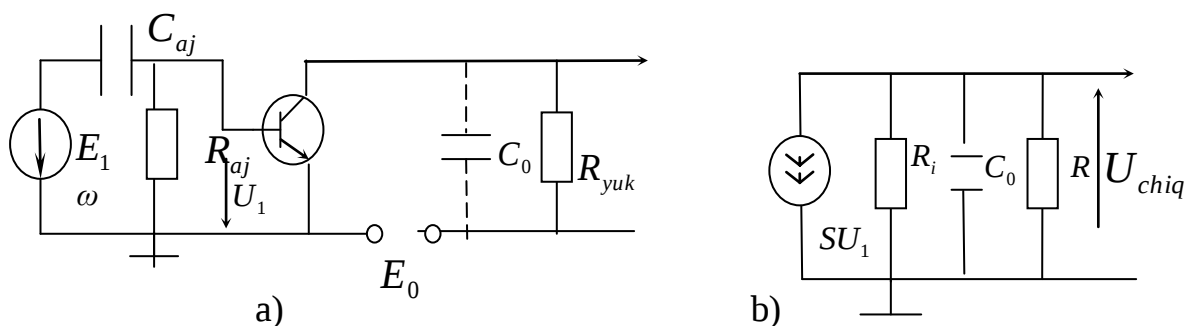
10.3. Diskret signallarning aperiodik kuchaytirgichlardan o‘tishi

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:

$$K_{1max} = S/(G_i + G_{yuk})$$

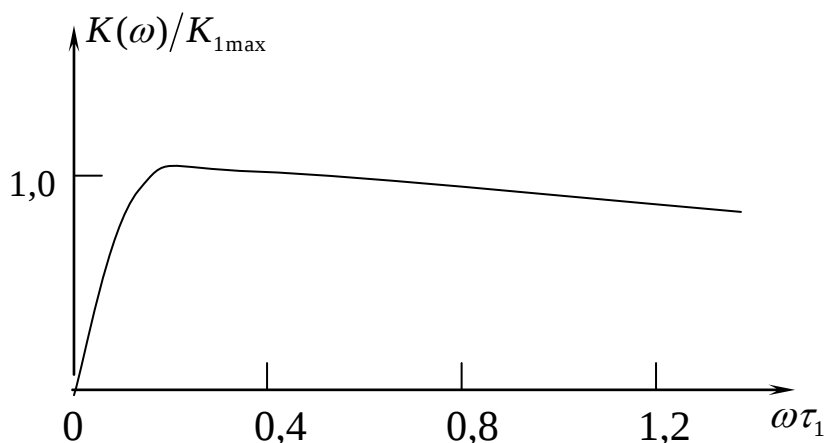
Quyidagi ifoda orqali aniqlangan uzatish funksiyasi to‘rtqutblikning amplituda-chastota xarakteristikasi deyiladi:

$$K(\omega) = K_{1max} \frac{\omega \tau_{aj}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{aj})^2} \sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}} \quad (10.13)$$

uning grafigi $\tau_{aj}/\tau_1=100$ qiymati uchun 10.4-rasmda ko‘rsatilgan.

10.4. Sigallarni differensiallash va integrallash

Radioelektronikada ko‘p hollarda sigallarni differensiallash 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.

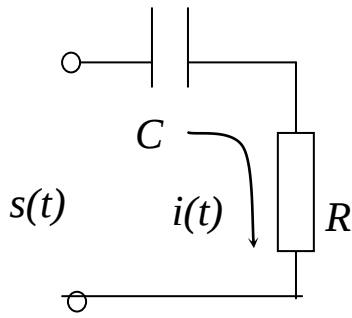
Kirish signali EYuK sifatida $s(t)$ signalni nazarda tutgan holda zanjir toki $i(t)$ uchun tenglama tuzamiz:

$$Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = s(t) \quad (10.14)$$

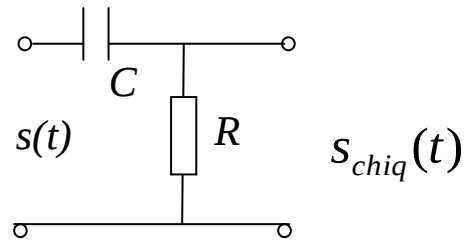
Bu tenglamani C ga ko'paytirib va zanjirning vaqt doimiysini $\tau_0 = RC$ bilan belgilab olib quyidagini olamiz:

$$\tau_0 i(t) + \int i(t) dt = Cs(t) \quad (10.15)$$

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 qoʻllaniladigan eng sodda zanjir.



10.6-rasm. Differensiallovchi zanjir.

chiqarib tashlash mumkin. Undan soʻng qolgan tenglamani t boʻyicha differensiallab $i(t) \approx C \frac{ds(t)}{dt}$ ni olamiz.

Bundan koʻrinadiki, $i(t)$ 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 toʻrtqutblik sxemasiga kelimiz.

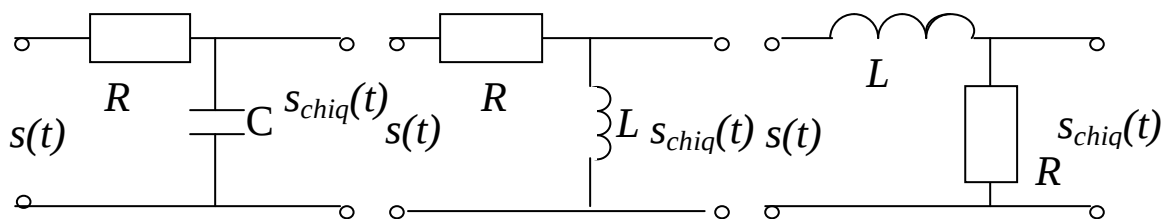
τ_0 ning juda katta qiymatlaridagi holatda esa (10.15) tenglamaning chap qismidagi ikkinchi qoʻshiluvchini chiqarib tashlash mumkin va bunda tok

$$i(t) \approx \frac{C}{\tau_0} s(t) = \frac{1}{R} s(t)$$

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 koʻrinishga ega boʻlishi 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 modulatsiyada 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:

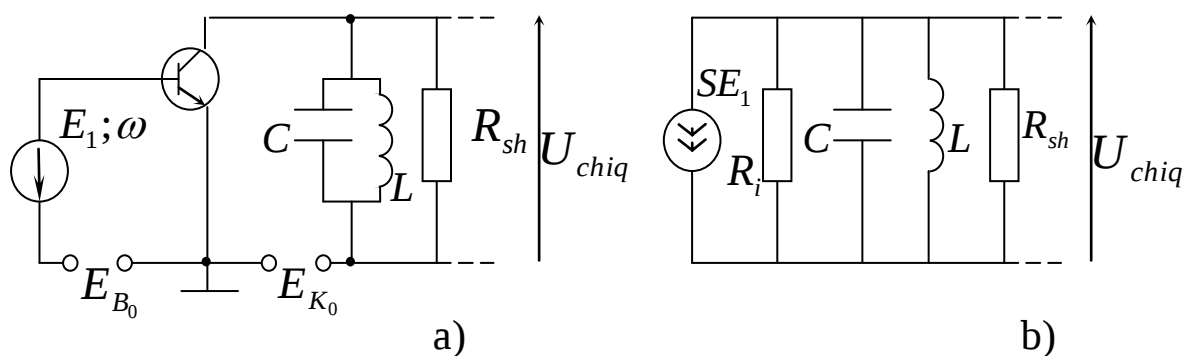
$$\omega_r = 1/\sqrt{LC} \text{ – rezonans chastota;}$$

$$\rho = \sqrt{L/C} = \omega_k L = 1/\omega_k C \text{ – xarakteristik qarshilik;}$$

$$\alpha_K = 1/2R_{sh}C \text{ – so'nish koeffitsienti;}$$

$$\tau_K = 2R_{sh}C = 1/\alpha_K \text{ – vaqt doimiysi;}$$

$$Q = \frac{R_{sh}}{\rho} = \frac{R_{sh}}{1/\omega_r C} = \frac{\omega_r \tau_K}{2} = \frac{\omega_r}{2\alpha_K} \text{ – kontur asilligi.}$$



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:

$$K_E(i\omega) = -\frac{S}{G_i + G_{yuk}} = -\frac{S}{G_i + G_{sh} + i\omega C + 1/i\omega L} =$$

$$= -\frac{S}{C} \cdot \frac{i\omega}{\frac{(G_i + G_{sh})}{C}i\omega + (i\omega)^2 + \frac{1}{LC}} \quad (10.16)$$

(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

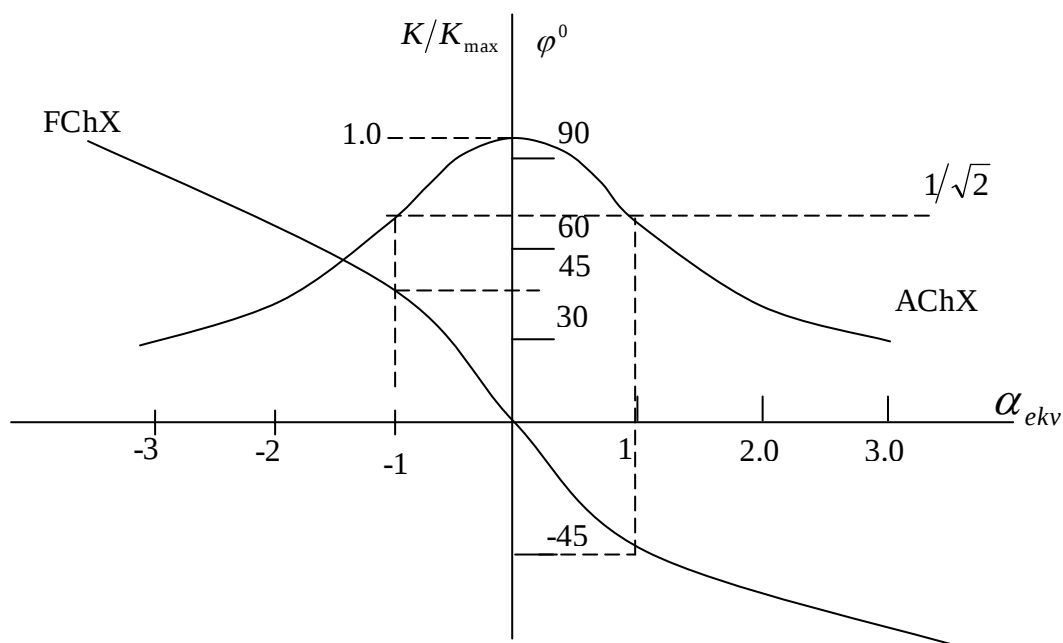
$$\alpha_{ekv} = \frac{2(\omega-\omega_r)}{\omega_r} Q_{ekv} = (\omega-\omega_r)\tau_{ekv} \quad (10.19)$$

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.

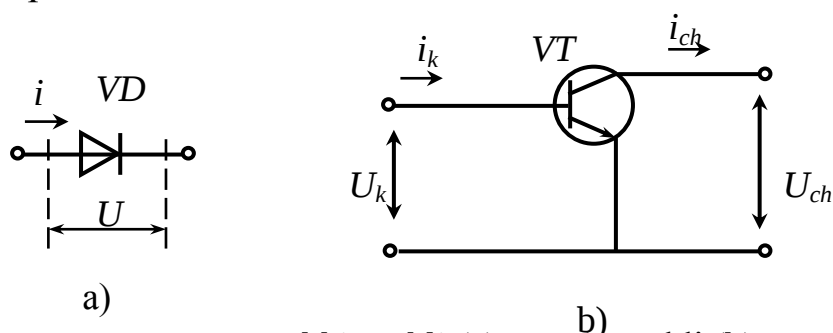
11. Nochiziqli elementlar, ularning xarakteristikalar va parametrlari. Parametrik elementlar

11.1. Nochiziqli va parametrik elementlar haqida umumiy tushunchalar

Nochiziqli elementlar (NE) nochiziqli elektr zanjirlari tarkibiga kiradi, ularning parametrlari tok kuchi yoki kuchlanishga bog'liq bo'ladi. NE larni ikki qutblik yoki to'rt qutblik sifatida qarash mumkin (11.1-rasm). NE lar aktiv xarakterdagi qarshilikka ega bo'ladi.

Ko'p holatlarda NE – inersiyasiz elementlar hisoblanishi mumkin, agar ulardan o'tayotgan tok oniy qiymati kirishidagi kuchlanish oniy qiymatiga mos ravishda kechikishsiz o'zgarsa. Yarim o'tkazgich diodlar, tranzistorlar va elektрон lampalar ulardan chegaraviy ishchi chastotadan past chastotalarda foydalanilganda.

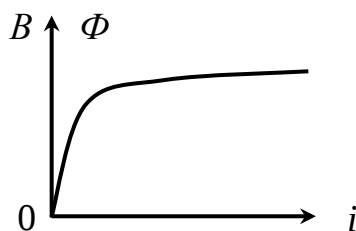
Yarim o'tkazgichli diod ikki qutblik hisoblanadi va u tok i va kuchlanish U qiymatlari bilan baholanadi. Tranzistorlar to'rt qutblik bo'lib, ular kirish tok va kuchlanishlari i_k , U_k ; chiqish tok va kuchlanishlari i_{ch} , U_{ch} bilan, bundan tashqari bir necha tur volt-amper tavsiflari orqali baholanadi.



11.1-rasm. Ikki qutbli (a) va to'rtqutbli (b) NE.

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

Nochiziqli induktivlik elementi reaktiv element hisoblanadi, oldatda ularda ferromagnit o'zak bo'ladi. Ma'lumki ferromagnit materiallarda magnit induksiya g'altakdan o'tayotgan tok bilan nochiziqli bog'lanishga ega (11.2-rasm).

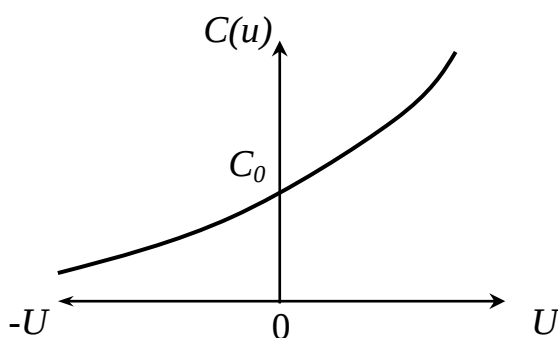


11.2-rasm. Ferromagnitda magnit induksiya.

Induksion g'altak uchun magnit oqimi Φ magnit induksiyasiga to'g'ri proporsional bo'lgani uchun, magnit oqimining tokka bog'liqligi ham nohiziqli bo'ladi. Inersionlilik va inersionsizlik tushunchasi induktiv elementlarga nisbatan qo'llanilmaydi, chunki induktivlik g'altakdan tok o'tganda harorat o'zgarishi emas, o'zakning ferromagnit hossasiga bog'liq.

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

Yarim o'tkazgich kondensator varikapda p-n o'tishi sig'imini kuchlanish (zaryad miqdori) bilan nohiziqli bog'lanishga ega. Undan odatda boshqariluvchi yoki sozlovchi kondensator sifatida foydalaniladi (11.3-rasm).

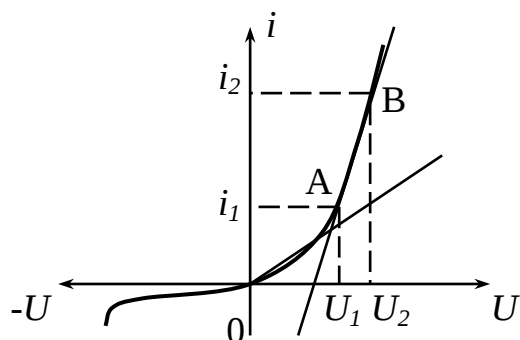


11.3-rasm. Varikondning volt-farada xarakteristikasi.

Varikondlarga nisbatan inersiyali va inersiyasiz tushunchasi qo'llanmaydi.

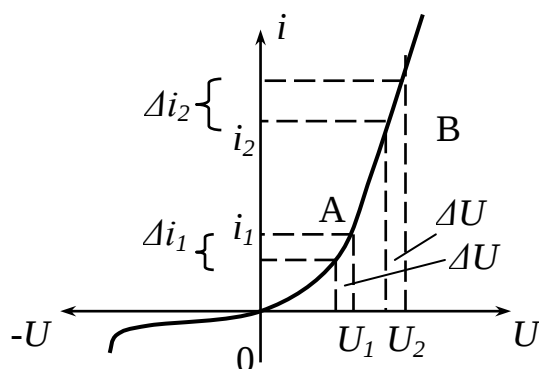
11.2. Nohiziqli elementlar tavsiflari va asosiy parametrlari

Nohiziqli elementlar volt-amper tavsiflari (VAX) orqali tavsiflanadilar. Ular NE to'g'risida deyarli to'liq ma'lumot beradilar. Misol uchun, yarim o'tkazgich diod VAX ni olaylik (11.4-rasm).



11.4-rasm. Diodning VAX si.

Agarda diodga U_0 kuchlanish bersak, u orqali i_0 tok o'tadi, u $i=\Phi(u)$ VAX li diodga kuchlanish berilgandagi, uning aks ta'siri hisoblanadi. Agar U_1 ni i_1 ga nisbatini olsak, u diodning doimiy tokka qarshiligi yoki statik qarshilik deb ataladi, ya'ni $R_{\text{st}}^1 = U_1/i_1$ bo'ladi. Diodga U_2 kuchlanish bersak undan i_2 tok o'tadi. Ya'ni $R_{\text{st}}^{11} = U_2/i_2$ bo'ladi. Diodning statik qarshiligi turli kuchlanishlarda turlicha bo'ladi, ya'ni $R_{\text{st}}^1 \neq R_{\text{st}}^{11}$. Statik qarshilikni teskarisi statik o'tkazuvchanlik deb yuritiladi va G_{st} bilan belgilanadi. Statik qarshilik yoki statik o'tkazuvchanlik berilgan kuchlanishga bog'liq bo'lsa element nochiziqli hisoblanadi.



11.5-rasm. Differensial qarshilik hosil bo'lishi.

Agar diodga U_1 kuchlanish bilan birga o'tkazuvchi kuchlanish bersak, kuchlanishning o'zgaruvchan qismi ΔU tokni Δi ga nisbatining limitini olsak, ya'ni $\lim_{\Delta u \rightarrow 0} \Delta U_1/\Delta i_1 = dU/di = R_{\text{d}}^1$ yoki R_{d}^1 – NE ning o'zgaruvchan tokka qarshiligi yoki differensial (dinamik) qarshilik deb ataladi (11.5-rasm). Diodga U_2 kuchlanish va kichik o'zgaruvchan kuchlanish ΔU bersak, u holda B nuqta orsidagi differensial qarshilik

$R_{\alpha}^{11} \neq R_{\alpha}^1$ bo'ladi. O'zgaruvchan tokka qarshilikning teskarisi o'zgaruvchan tok o'tkazuvchanligi yoki differensial o'tkazuvchanlik deb ataladi, ya'ni

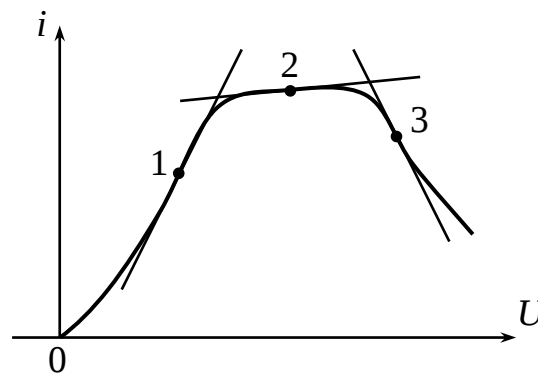
$$1/R_{\sim}^1 = G_{\sim}^1, 1/R_{\sim}^{11} = G_{\sim}^{11} \text{ va } G_{\sim}^1 \neq G_{\sim}^{11} \text{ bo'ladi.}$$

Nochiziqli element VAX sining turli nuqtalarga o'zgarmas va o'zgaruvchan kuchlanish berilsa, uning statik va differensial qarshiliklari turlicha bo'ladi.

Differensial o'tkazuvchanlik $G_{\sim} = \Delta i / \Delta U$, ko'p hollarda nochiziqli element VAX sining kuchlanish berilgan nuqtadagi tikligini (qiyaligini) ko'rsatadi, u odatda $S = \Delta i / \Delta U$ shaklida aniqlanadi. Nochiziqli element VAX turli nuqtalarining tikligi xar hil bo'ladi.

11.6-rasmda keltirilgan VAX ning turli nuqtalaridagi differensial qarshilik yoki tiklik turlicha. 1 nuqtada differensial qarshilik musbat va ma'lum qiymatga ega, 2 nuqtada $R_{\sim} \approx \infty$, chunki kuchlanishni ΔU o'zgarishi tok o'zgarishiga olib kelmaydi. 3 nuqtada $R_{\sim} < 0$, chunki kuchlanishning oshishi tokning kamayishiga olib kelmoqda.

Manfiy differensial qarshilik $R_{\sim}$ fizik jihatdan energiya manbai hisoblanadi. Musbat qarshilik esa energiya istemolchisi hisoblanadi.



11.6-rasm. Differensial qarshilikni aniqlash.

Ko'p hollarda NE kirishiga garmonik shakldagi kuchlanish U_g berilganda u orqali o'tayotgan tok birinchi garmonikasi amplitudasi I_1 ning o'zgarishi (bog'liqligi) ni aniqlash kerak bo'ladi. Bu bog'liqlik o'rtacha qiyalik S_{or} orqali baholanadi. NEdan o'tayotgan tok birinchi garmonikasi amplitudasi I_1 ni kirishdagi garmonik tebranish

shaklidagi signal amplitudasi U_g ga nibati birinchi garmonika bo'yicha o'rtacha qiyalik deb ataladi va $S_{o'r}=I_1/U_g$ ga teng bo'ladi. Shunga o'xshash tok boshqa garmonikalari bo'yicha ham qiyalikni aniqlash mumkin. Bunda:

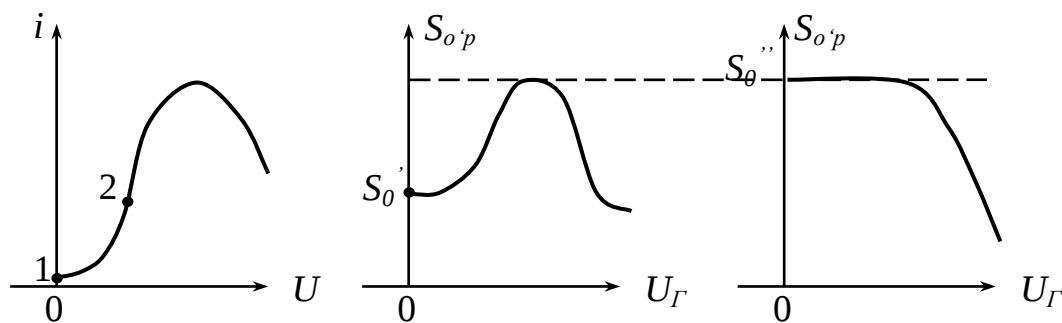
$$S_{o'r2}=I_2/U_g, S_{o'r3}=I_3/U_g, \dots S_{o'rn}=I_n/U_g \text{ bo'ladi.}$$

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

NE VAX chiziqli qismida $S_{o'r}=S_0$, ya'ni ish nuqtasidagi qiyalikka teng bo'ladi. O'rtacha qiyalik kirish kuchlanishi amplitudasiga bogliq o'zgarib boradi, ya'ni $S_{o'r}=F(U_g)$ bo'lib, u $i=F(U)$ VAX ni kirish signali oniy qiymati bilan amplitudasi aniqlanadi. Ko'pgina NE uchun kirish signali amplitudasining kattalashishi VAX si boshlangich va ohirgi qismlarini ham egallaydi, bunda NE o'tayotgan tokning maksimal qiymati ortishi kirish signali amplitudasining kattalashishidan ko'ra sekinlashadi. Bu jarayonda chiqish toki shakli dastlabki garmonik shakldan asta-sekin farqlanib, trapesiyasimon, to'rtburchaksimon impul's shaklini oladi.

Tok birinchi garmonikasi kattalashishi asta-sekin to'xtaydi, tokning ikkinchi I_2 , uchinchi I_3 va h.k. garmonikalari amplitudasi oshib boradi. Natijada o'rtacha qiyalik ko'rsatkichi $S_{o'r}$ kamayadi.

3.7-rasmda $S_{o'r}$ ning kirish kuchlanishi U_g ga bogliqlik chizmasi keltirilgan. Bunda $S_{o'r}$ boshlangich qiymati VAX ning qaysi nuqtasiga kirish kuchlanishi berilganligiga bogliq.



1 – nuqta uchun

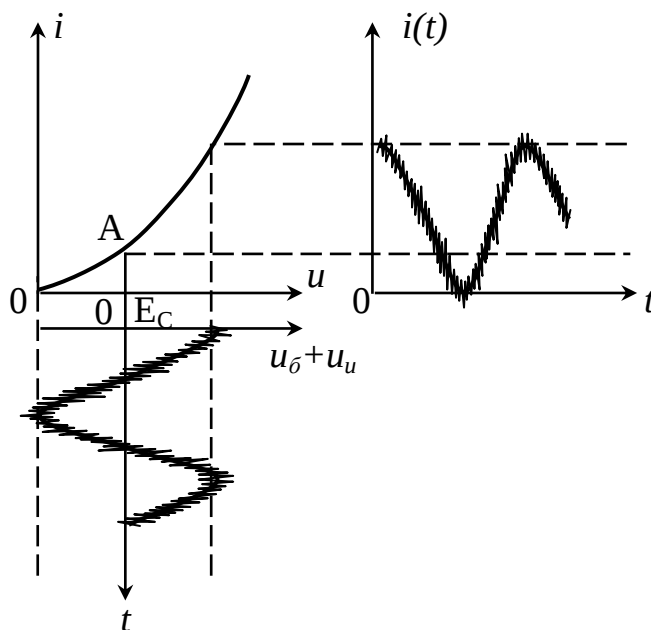
3.7-rasm.

Bu rasmlarda: S_0^I – VAX ning 1-nuqtasi statik qiyaligi, S_0^{II} – VAX ning 2-nuqtasi statik qiyaligi.

Ko‘p hollarda nochiziqli aktiv va passiv elementlar haqidagi mulohazalar nochiziqli induktivlik va kondensatorlar uchun tegishli bo‘lib, mos ravishda talqin etish mumkin. Bir holdan tashqari differensial induktivlik L_N va differensial sigim hamma hollarda musbat kattalik bo‘ladi.

11.3. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlarda parametrik jarayonlar

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



3.8-rasm

Diodga biri katta kuchlanishli boshqaruvchi $U_g(t) = U_{mg} \sin \omega_g t$ va ikkinchisi nisbatan past kuchlanishli $U_i(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ tebranishlar berilgan bo‘lsin. Bunda boshqaruvchi signal ishchi signalga nisbatan sekin o‘zgaruvchan, ya’ni $\omega_g \ll \omega_0$ bo‘lsin. Doimiy siljish kuchlanishi E_s yordamida ish nuqtasini diod VAT ning A nuqtasiga o‘rnatamiz. Bunda $U_g \gg U_i$ bo‘lgani uchun VAT ning U_i kuchlanish qo‘yilgan

qismini chiziqli deb hisoblash mumkin. Boshqaruvchi kuchlanish U_g diod VAX ning deyarli hamma qismini egallaydi va kuchsiz ishchi signalning VAX quyilish nuqtasini asta-sekin o'zgartiradi – boshqaradi. Har bir ish nuqtasiga ma'lum oniy qiyalik S_0 to'g'ri keladi. Ish nuqtasi boshqaruvchi kuchlanish U_g ta'sirida o'zgargani uchun qiyalikning oniy qiymati ham o'zgaradi, ya'ni $S_0(t)$ bo'ladi, vaqt bo'yicha o'zgarib boradi. Diodning U_i signalga aks ta'sir toki deyarli sinusoidal bo'ladi, ammo $U_i(t)$ nisbatan diod tavsifi qiyaligi vaqt bo'yicha o'zgarib turadi. Shuning uchun dioddan o'tayotgan tokni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$i(t) = S_0(t) \cdot U_u(t) = S_0(t) \cdot U_u \sin \omega_0 t, \quad (3.1)$$

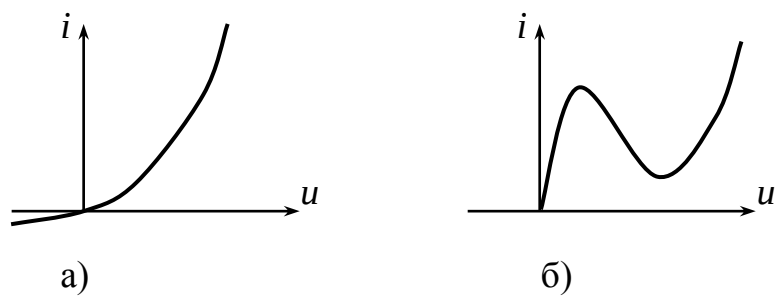
shunday qilib, kichik amplitudali ishchi kuchlanishga nisbatan chiziqli element hisoblanadi, ammo $S_0(t)$ vaqt bo'yicha o'zgarib turgani uchun diod chiziqli-parametrik rejimda ishlaydi. Nochiziqli elementlardan parametrik element hosil qilishda ishchi va boshqaruvchi kuchlanishlar NE bitta kirishiga yoki turli kirishlari –elektrodlariga berilishi mumkin.

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

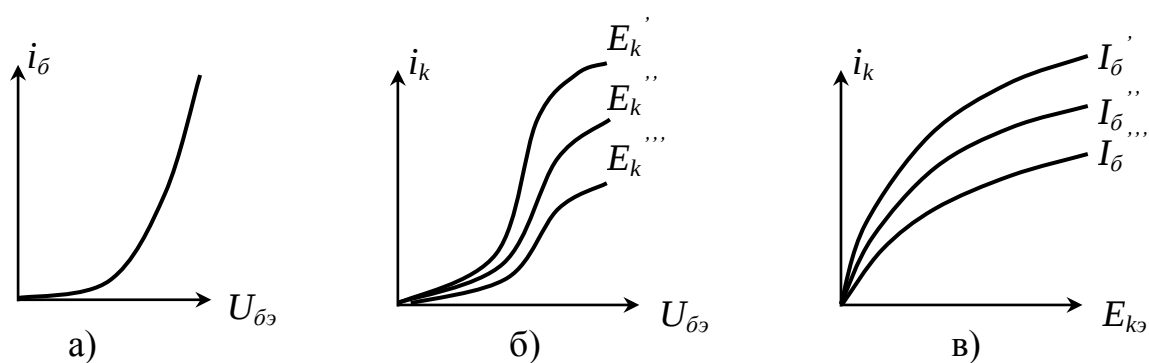
11.4. Nochiziqli rezistiv va reaktiv elementlar xarakteristikallari

Nochiziqli rezistiv va reaktiv elementlar ishlash prinsipi turli fizik jarayonlarga asoslangani uchun ularning vol't-ampere, vol't-kulon, magnit induksiya (oqimi) – tok boglanish tavsiflari turlicha.

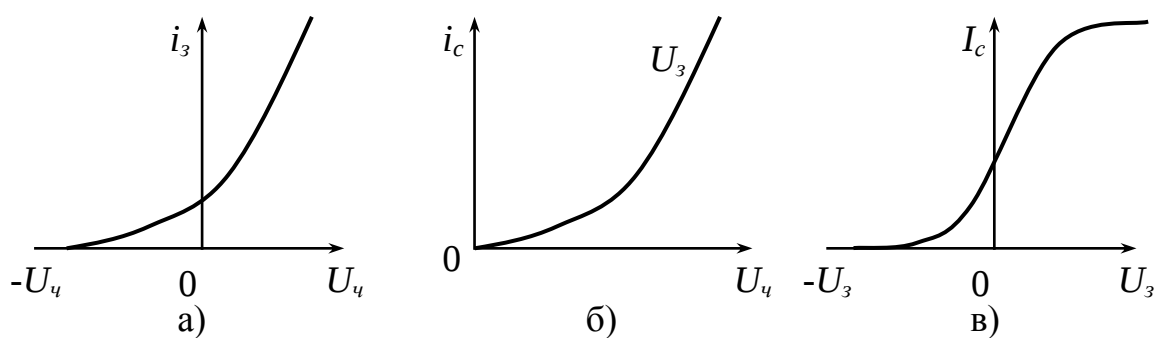
Yarim o'tkazgich diod vol't-ampere tavsifi 3.9a-rasmda, tunnel diod VAT si 3.9b-rasmda, bipolyar tranzistor kirish, o'tish va chiqish tavsiflari 3.10a, 3.10b, 3.10v rasmlarda va maydon tranzistori zatvor-stok, stok-istok, stok-zatvor VAT lari 3.11a, 3.11b, 3.11v rasmlarda keltirilgan.



3.9-rasm.

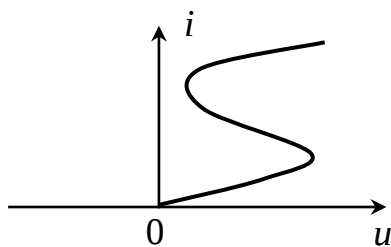


3.10-rasm.



3.11-rasm.

3.12 rasmda stabilitron tavsifi keltirilgan. Nochiziqli elementlar birdan-bir qiymat boglanishli (3.9a, 3.10 va 3.11 rasmlar), va ko'p qiymatli boglanishi mumkin (3.9b va 3.12 rasmlar).



3.12-rasm

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

11.5. Nochiziqli rezistiv elementning garmonik tebranishga aks ta'siri

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

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

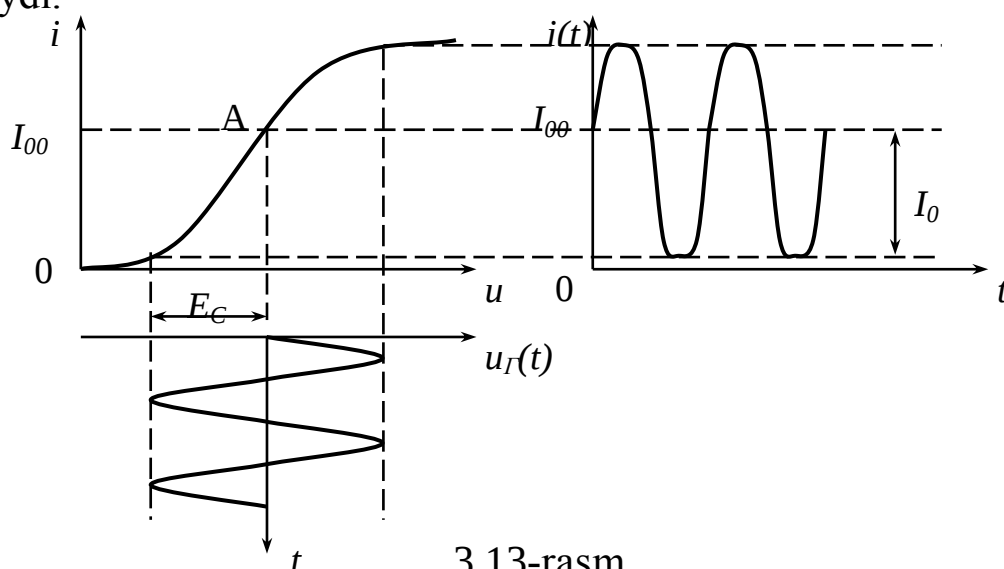
kuchlanishni beramiz. NE ga berilgan umumiy kuchlanish

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

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

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

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



3.13-rasm.

11.6. Nochiziqli elementlar xarakteristikalarini approksimasiyalash

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

Nochiziqli elementning grafik yoki jadval shaklida berilgan VAX ni analitik (matematik) ifoda bilan almashtirish approksimasiyalash deb ataladi.

Approksimasiyalovchi funksiyalar quyidagi talablarga javob berishi kerak:

1. Approksimasiyalovchi funksiya iloji boricha oddiy bo‘lishi kerak, bu funksiya orqali bajariladigan matematik amallarni soddalashtiradi va hajmini kamaytiradi.
2. Approksimasiyalovchi funksiya oddiy bo‘lishi bilan birga nochiziqli elementdan o‘tayotgan umumiy tok tarkibidan kerakli spektral tashkil etuvchilarini aniqlash imkoniyatini berishi kerak.
3. Approksimasiyalovchi funksiya oddiy bo‘lish va tok kerakli spektral tashkil etuvchisini aniqlash bilan birga u yordamida topilgan tok va kuchlanishlar qiymati berilgan aniqlikda real’ VAX yoki jadval orqali aniqlanadigan qiymatlarga talab etilgan darajada mos kelishi kerak.

Odatda approksimasiyalovchi funksiya sifatida quyidagi matematik funksiyalardan foydalaniladi:

a. n – darajali polinom;

$$i=a_0+a_1U+a_2U^2+.....+a_nU^n \quad (3.4)$$

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

$$i=a_0+a_1U+a_2U^2, \quad (3.5)$$

$$i=a_0+a_1U+a_2U^2+a_3U^3, \quad (3.6)$$

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

$$i=a_1U+a_3U^3; \quad i=a_1U+a_3U^3+a_5U^5. \quad (3.7)$$

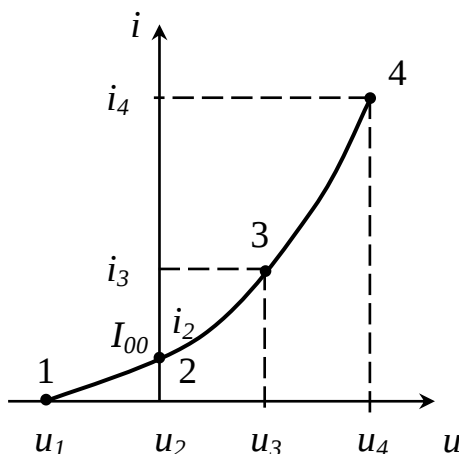
b. Eksponentasimon funksiya

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

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

11.7. Noxiziqli rezistiv element VAX sini polinom bilan approksimasiyalash

Misol uchun NE VAX si 3.14-rasmdagi ko'rinishda bo'lsin.



3.14-rasm.

Bunday tavsif elektron lampa diod VAX siga to'g'ri keladi. Tavsifni 3-darajali polinom bilan approksimasiya qilamiz

$$i=a_0+a_1U+a_2U^2+a_3U^3. \quad (3.9)$$

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

$$\begin{aligned} i_1 &= a_0+a_1U_1+a_2U_1^2+a_3U_1^3; \\ i_2 &= a_0+a_1U_2+a_2U_2^2+a_3U_2^3; \\ i_3 &= a_0+a_1U_3+a_2U_3^2+a_3U_3^3; \\ i_4 &= a_0+a_1U_4+a_2U_4^2+a_3U_4^3. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Ushbu to'rt noma'lumli to'rt tenglamani birga echib a_0 , a_1 , a_2 va a_3 koeffisientlar qiymati aniqlanadi. Bunda $U_2=0$ qiymatiga NE o'tuvchi boshlangich tok I_{00} mos keladi, chunki bunda $i_2=I_{00}=a_0+a_1U_2+a_2U_2^2+a_3U_2^3$. Approksimasiyalovchi funksiyadagi a_1 koeffisienti VAT ning $U_2=0$ kuchlanishga mos 2-nuqtadagi tavsif qiyaligi S-ga mos keladi, a_2 va a_3 koeffisientlari qiyalik S ning birinchi va ikkinchi hosilasiga mos keladi. Ular mos ravishda quyidagi o'lchov birliklarida baholanadilar:

$$mA/V; \quad mA/V^2; \quad mA/V^3.$$

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

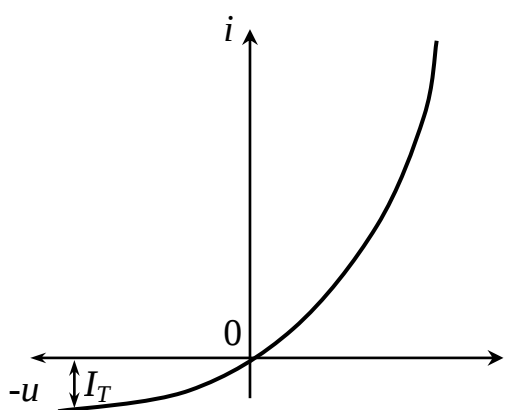
Ushbu turli approksimasiyalashda VAX ning kvadratik qismi muhim ahamiyatga ega, chunki bu qismi modulyasiyalash, detektorlash va chastota ko'paytirish va h.k. jarayonlarida asosiy hisoblanadi.

Shuni eslatib o'tish kerakki, agar n-darajali polinom bilan approksimasiyalashdan foydalanilsa uning koeffisientlari qiymatlarini

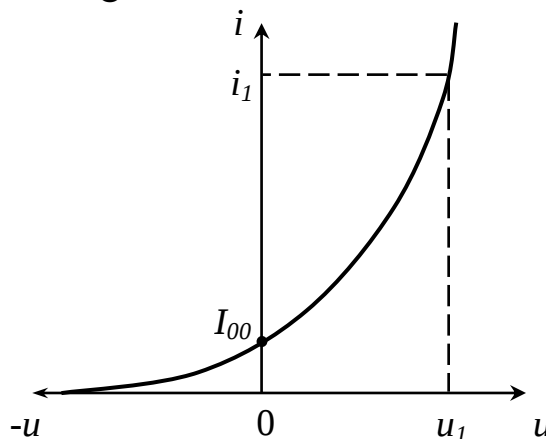
aniqlash uchun $n+1$ tenglama tuzish kerak, berilgan kuchlanish va toklar soni ham $n+1$ tadan bo'lishi kerak.

11.8. Nochiziqli rezistiv element VAX sini eksponenta bilan approksimasiyalash

Yarim o'tkazgich diod va tranzistorlar VAX lari boshlanish qismi eksponensial funksiya orqali yaxshi approksimasiyalanadi. Misol uchun diod VAX 3.15-rasmda berilgan bo'lsin.



3.15-rasm



3.16-rasm

Bu tavsifni vakkum diod tavsifi (3.16-rasm) ni approksimasiyalovchi funksiya

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

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

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

3.12 ifodadagi α – koeffitsienti qiymatini aniqlash uchun 3.16-rasmda $U=U_1$ ga mos $i=i_1$ aniqlaymiz

$$I_1 = I_0 e^{\alpha u_1}. \quad (3.13)$$

3.13 tenglikdan 4-koeffitsient aniqlanadi. Yarim o'tkazgich diod VAX i vakkum diod VAX si ko'rinishidagi farqi $U=0$ kuchlanish nuqtasida bo'lib, birinchisi uchun $i=0$, ikkinchisi uchun $i=I_{00}$. Demak

yarim o'tkazgich diod VAX si quyidagi eksponensial ifodaga mos keladi

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

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

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

3.15 ifodadagi α – koeffisienti qiymatini aniqlash uchun $U = U_1$ kuchlanishga mos $i = i_1$ tokni aniqlaymiz va

$$i_1 = I_t (e^{\alpha u} - 1) \quad (3.16)$$

tenglamani α ga nisbatan echamiz.

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

Approksimasiyalovchi eksponensial funksiya real' VAX ga moslik darajasini aniqlash uchun 3.10 ifodani logarifmlash orqali chiziqli shaklga keltirish usulidan foydalanamiz.

$$\ln i = \ln I_0 + \alpha u \quad (3.17)$$

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

11.9. Nochiziqli rezistiv element VAX sini to'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimasiyalash

Bu turli approksimasiya nochiziqli elementlar va NEZ ni tahlil etishni osonlashtiradi. Bunda NE real' VAX si bir necha qismlarga ajratiladi va har bir qismi turli qiyalikli to'g'ri chiziqlar bilan almashtiriladi. Misol uchun, 3.17-rasmda keltirilgan VAX ni

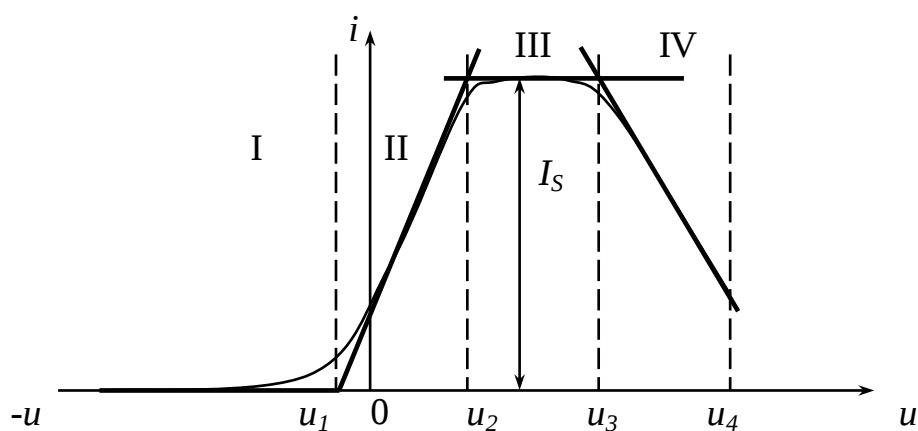
approksimasiyalash kerak bo'lsin. Ushbu tavsifni 4 qismga bo'lamiz va ularni to'g'ri chiziqlar bilan approksimasiyalaymiz.

1-qismda $i=0$, chunki $U < U_1$ va $S=0$;

2-qismda $i = S \cdot U$, chunki $U_1 \leq U \leq U_2$ va $S \neq 0$;

3-qismda $i = I_s$, chunki $U_2 \leq U \leq U_3$ va $S=0$;
(3.18)

4-qismda $i = S_1 \cdot U$, chunki $U_3 \leq U \leq U_4$ va $S_1 \neq 0, S_1 < 0$;



3.17-rasm.

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

ADABIYOTLAR

1. Каганов В. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшее образование, 2010.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: ДРОФА, 2006.
3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая Школа, 2000.
4. Радиотехнические цепи и сигналы. / Под ред. Самойло К. А. / М.: Радио и связь, 1982.
5. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Руководство к решению задач. – М.: Высшая школа, 2002.
6. Радиотехнические цепи и сигналы. Примеры и задачи. / Под ред. Гоноровского И. С. / М.: Радио и связь, 1989.
7. Умаров Ф. Ф. Радиотехник занжирлар ва сигналлар фанидан маърузалар тўплами. – Т.: ТДТУ, 1999.

MUNDARIJA

KIRISH	3
CHIZIQLI ZANJIRLAR VA ULARNI TAHLIL QILISH USULLARI	4
1. Signallarni masofaga uzatish va radiotexnikada ishlatiladigan chastotalar	4
1.1. Radiotexnikaning asosiy vazifalari	4
1.2. Asosiy radiotexnik jarayonlar	7
1.3. Xalaqitlar va buzilishlar	10
1.4. Aloqa kanalining xalaqitga 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. Nochiziqli 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'e 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 korrelatsion tahlil qilish. Signalning korre-latsion funksiyasi va spektral xarakteristikasi orasidagi munosabat	37
5.1. Mutlaq aniq signallarni korrelatsion tahlil qilish	37

5.2. Korrelatsion funksiya va signal spektral xarakteristikasi orasidagi nisbat	44
6. Modulatsiyalangan tebranishlar	45
6.1. Umumiy aniqlashtirishlar	45
6.2. Amplituda bo'yicha modulatsiyalangan (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 modulatsiyalangan signallar	57
6.5. Chastotasi modulatsiyalangan signallarni olish	62
6.6. Fazasi modulatsiyalangan signallarni olish (shakllantirish) . . .	66
7. Analitik signal. Analitik signalning spektral zichligi va korrelatsion funksiyasi	68
7.1. Signallarni kompleks ko'rinishda tasvirlash	68
7.2. Analitik signal	69
8. Tasodifiy signallarning asosiy xarakteristikalari. Tasodifiy jarayonlarning turlari	74
8.1. Tasodifiy jarayonlarning xarakteristikalari	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 differentsiallashtirish va integrallashtirish	98
10.5. Tanlovchi zanjirlarda radiosignallarni tahlil qilish. Og'uvchi usuli	102

11. Nochiziqli elementlar, ularning xarakteristikolari va parametrlari. Parametrik elementlar	105
11.1. Nochiziqli va parametrik elementlar haqida umumiy tushunchalar	105
11.2. Nochiziqli elementlar tavsiflari va asosiy parametrlari	107
11.3. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlarda parametrik jarayonlar	111
11.4. Nochiziqli rezistiv va reaktiv elementlar xarakteristikolari . .	112
11.5. Nochiziqli rezistiv elementning garmonik tebranishga aks ta'siri	114
11.6. Nochiziqli elementlar xarakteristikalarini approksimatsiyalash	115
11.7. Nochiziqli rezistiv element VAX sini polinom bilan approksimatsiyalash	116
11.8. Nochiziqli rezistiv element VAX sini eksponenta bilan approksimatsiyalash	118
11.9. Nochiziqli rezistiv element VAX sini to'g'ri chiziq bo'laklari bilan approksimatsiyalash	119
ADABIYOTLAR	121