

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

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

**RADIOTEXNIK ZANJIRLAR VA
SIGNALLAR**

O‘quv-uslubiy qo‘llanma

II qism

TOSHKENT – 2012

UDK 621.396.61

“Radiotexnik zanjirlar va signallar”. O‘quv-uslubiy qo‘llanma.
II qism. Pisetskiy YU. V., Hasanov M. M. / Toshkent, ToshDTU,
2012.

Ushbu o‘quv-uslubiy qo‘llanma 5311100 – „Radioelektron qurilmalar va tizimlar” va 5111000 – „Kasb ta’limi (Radioelektron qurilmalar va tizimlar)” yo‘nalishi bo‘yicha ta’lim oluvchi bakalavriat talabalariga mo‘ljallangan bo‘lib, „Radiotexnik zanjirlar va signallar” fanining o‘quv dasturiga asosan II qismini o‘z ichiga olgan.

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

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

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

Taqrizchilar: TATU dotsenti, t.f.n. Davronbekov D. A.

TDTU „AB” kafedrasi professori, t.f.d. Shipulin Yu. G.

© Toshkent davlat texnika universiteti, 2012.

NOCHIZIQLI ZANJIRLI VA RAQAMLI QURILMALAR

1. Nochiziqli zanjirlar va ularni tahlil qilish usullari

1.1. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlar

Nochiziqli elementlar. Asosiy radiotexnik o'zgartirishlar nochiziqli zanjirlar yoki o'zgaruvchan parametrli chiziqli zanjirlar yordamida amalga oshiriladi.

O'zgaruvchan parametrli chiziqli zanjirlar nochiziqli elementlar yordamida tashkil etiladi (masalan, yarimo'tkazgichli diodning $p-n$ o'tishidagi sig'im), ba'zi bir parametrik zanjirlar esa o'zi nochiziqli rejimda ishlaydi (masalan, parametrik generator).

Nochiziqli elementlar rezistiv (qarshilik) va reaktiv (induktiv, sig'im) elementlarga ajratiladi. Radiotexnik zanjirlar va qurilmalar uchun eng tavsifli va tarqalgan rezistiv nochiziqli elementlar yarimo'tkazgichli, lampali va boshqa turli asboblari hisoblanadi, ular nochiziqli volt-amper tavsifnomaga ega bo'lib, signallarni kuchaytirish yoki o'zgartirish uchun qo'llaniladi.

Rezistiv elementning muhim parametrlaridan biri bu – uning tavsifnomasining qiyaligidir. Tavsifnoma qiyaligini aniqlashning ikki usuli mavjud:

- 1) kuchsiz signal rejimida ko'rib chiqilayotgan ish nuqtasida (differensial qiyalik);
- 2) kuchli garmonik tebranish rejimida (o'rtacha qiyalik).

Qiyalikni birinchi aniqlash usuli qurilmaning chiziqli ish rejimiga to'g'ri keladi (1.1-rasm.) va uning qiyaligi quyidagi formuladan ifodalanadi:

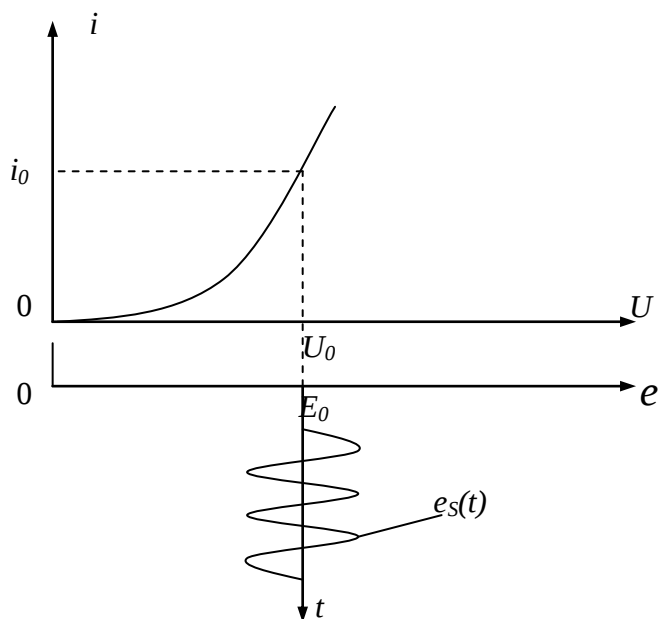
$$S = a_1 = \left(\frac{di}{du} \right)_{u=U_0} \quad (1.1)$$

U_0 kuchlanish tranzistorlar uchun $U_{BE0}=E_1$ olinadi. Buni batafsil ko'rib chiqaylik.

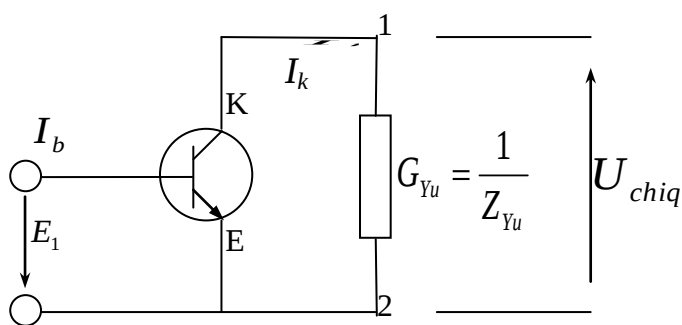
Umumiy emitter (UE) sxemali kuchaytirgich (1.2-rasm) uchun $\beta=I_k/I_b$ toklar nisbati kuchaytirish qobiliyatini ko'rsatadi. Biquatbli tranzistorning pasportidagi ma'lumotlar ichida u h_{21e} ko'rinishda belgilanadi. UE sxema uchun $\beta \approx h_{21e}$ tengligi o'rinalidir, shuning uchun

quyidagi parametрни $U_{be}=U_{BE0}=E_1$ nuqtadagi $i_k(U_{be})$ tavsifnomaning qiyaligi deb atash mumkin:

$$S = \frac{h_{21E}}{R_{kir}} = h_{21E} \frac{I_b}{E_1} = \frac{I_k}{E_1} \cdot \quad (1.2)$$

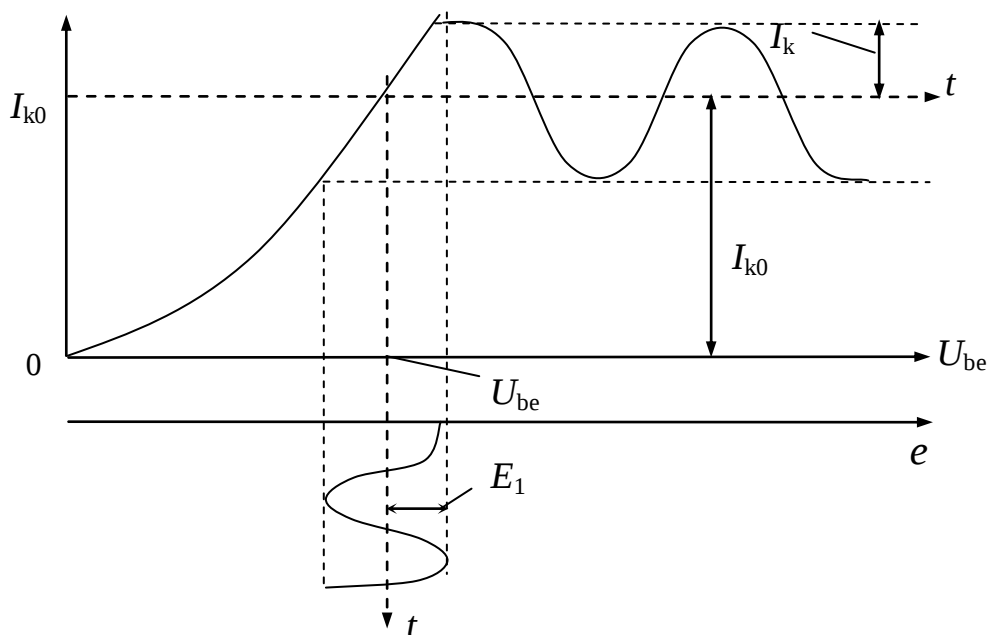


1.1-rasm. Nochiziq volt-amper tavsifnomali elementning chiziqli ish rejimi.



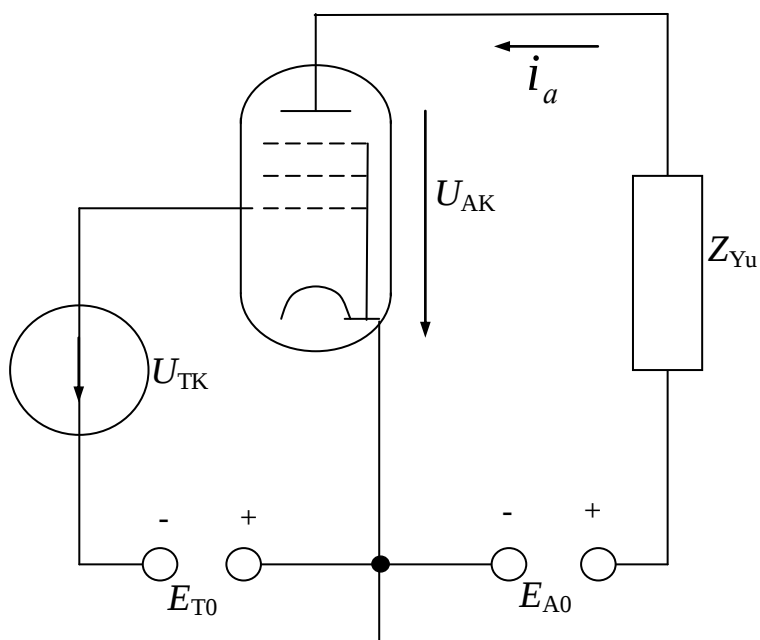
1.2-rasm. UE sxemali tranzistor kuchaytirgichi.

UE tranzistor kuchaytirgichining kuchsiz signal rejimida ishlashi 1.3-rasmida ko'rsatilgan. Kollektor o'zgaruvchan tokining amplitudasi ko'chish kuchlanishi U_{BE0} ga mos keluvchi o'zgarmas tok I_{K0} dan bir necha marta kichik.



1.3-rasm. UE kuchaytirgichda tebranishning chiziqli kuchaytirish rejimi.

Chiziqli kuchaytirish rejimi. Elektron lampali kuchaytirgich uchun yuqoridagi kabi misolni ko‘rib chiqaylik. 1.4-rasmda pentodda yig‘ilgan eng sodda kuchaytirgich sxemasi ko‘rsatilgan.



1.4-rasm. Pentodda yig‘ilgan sodda kuchaytirgich.

Kichik signalda (chiziqli kuchaytirish rejimi) anod toki va toʻr-katod, anod-katod kuchlanishlari orasidagi bogʻlanish quyidagicha aniqlanadi:

$$i_a = Su_{tk} + (1/R_i)u_{ak} = S(u_{tk} + Du_{ak}), \quad (1.3)$$

bunda $S = \frac{di_a}{du_{sk}}$ $u_{s-k} = E_{so}$, $u_{a-k} = E_{ao}$ boʻlganda,

$$\frac{1}{R_i} = \frac{di_a}{du_{ak}} \quad u_{s-k} = E_{so}, \quad u_{a-k} = E_{ao} \quad \text{boʻlganda.}$$

$D = \frac{1}{SR_i}$ – boshqaruvchi toʻr boʻyicha singdiruvchanlik (nisbat setka tokisiz ishlaganda amal qiladi).

R_i – pentodning ichki qarshiligi.

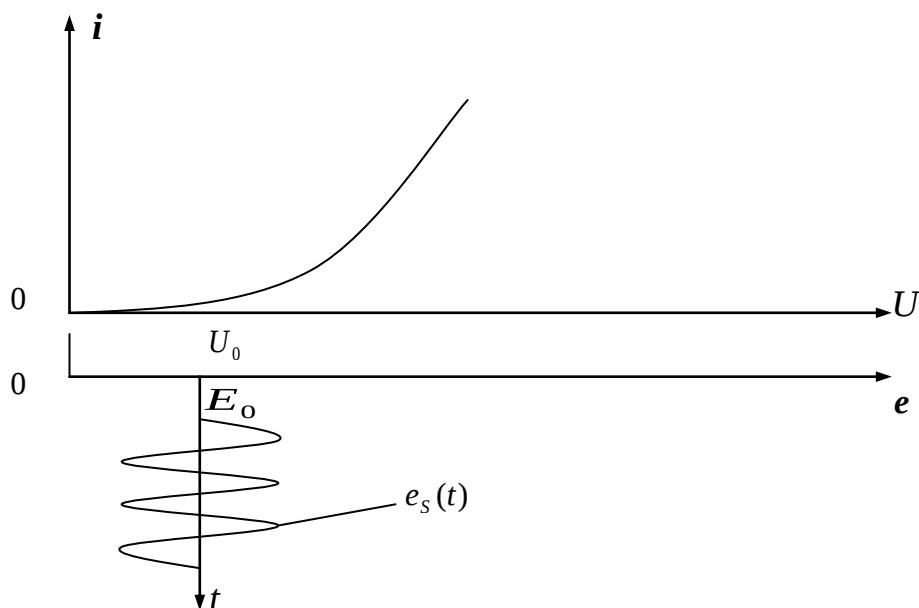
$i_a(U_{tk})$ tavsifnomaning qiyaligi S va pentodning ichki qarshiligi R_i differensial parametrlar hisoblanib, pentod VAT dagi ish nuqtasida i_a tokning berilgan i_{ao} qiymatdan farqlanganda aniqlanadi. (1.3) ifodada ikkinchi qoʻshiluvchi oldida musbat ishora olingani sababi U_{ak} bu misolda mustaqil manba kuchlanishi sifatida koʻrilmoqda.

Toʻr zanjiri uchun (1.3) ga oʻxshash ifoda tuzish mumkin:

$$i_t = (1/R_{tk})u_{tk} + S_{ta}u_{ak}. \quad (1.4)$$

Qiyalikni aniqlashning ikkinchi usuli butunlay qurilmaning nochiziqli ish rejimiga mos keladi (1.5-rasm) va faqat kirish signalining amplitudasiga bogʻliq boʻlgan nochiziqli elementning keng oraliqlardagi VAT ning shaklini hisobga olgan holdagina berilishi mumkin.

Nochiziqli sigʻim misolida $q(u)$ nochiziqli volt-kulon tavsifnomali istalgan qurilma xizmat qilishi mumkin. 1.6-rasmda $q_{nch}(u)$ va $C_{nch}(u)/u$ volt-farad tavsifnomalari hamda chiziqli sigʻim uchun mos boʻlgan tavsifnomalar $q_{ch}(u)$ va $C_{ch} = q_{ch}(u)/u = const$ tasvirlangan.



1.5-rasm. 1.1-rasmdagi volt-ampere tavsifnomali elementning nohiziqli ish rejimi.

Ko'rilayotgan misolda nohiziqli sig'imning volt-kulon tavsifnomasi $b_1=1$ Kl/V va $b_2=0,3$ Kl/V bo'lganda quyidagi ifoda orqali berilgan:

$$q_{nch}(u)=b_1u+b_2u^2.$$

Bundan keyin u nohiziqli sig'im $C(u)$ orqali belgilanadi. Agar $C(u)$ sig'imga berilgan kuchlanish vaqt bo'yicha o'zgarsa, sig'im orqali o'tadigan tokni quyidagi ikki ekvivalent ifodalar orqali aniqlash mumkin:

$$i(t)=\frac{dq(u)}{dt}=\frac{dq(u)}{du}\cdot\frac{du}{dt}, \quad (1.5)$$

$$i(t)=\frac{d}{dt}\left[u\cdot C(u)\right]=u\frac{dC(u)}{dt}+C(u)\frac{du}{dt}=\left[u\frac{dC(u)}{du}+C(u)\right]\frac{du}{dt}. \quad (1.6)$$

Agar $|e|\ll U_0$ sharti bilan kuchlanish $u=U_0+e$ bo'lsa, bunda U_0 – ish nuqtasidagi kuchlanish, e – kuchlanishning o'zgarishi, u holda sig'imni quyidagi ko'rinishda ifodalash mumkin:

$$C_0 \approx \left. \frac{dq_{NCh}(u)}{du} \right|_{u=U_0} . \quad (1.7)$$

Shu yo‘l bilan aniqlangan sig‘imni differensial sig‘im deyiladi.

C_0 parametr $q_{nch}(u)$ volt-kulon tavsifnomaning qiyaligi orqali aniqlanadi. 1.6-rasmda ko‘rsatilgan C_0 ning u ga bog‘liqligi quyidagi ifoda orqali hisoblanadi:

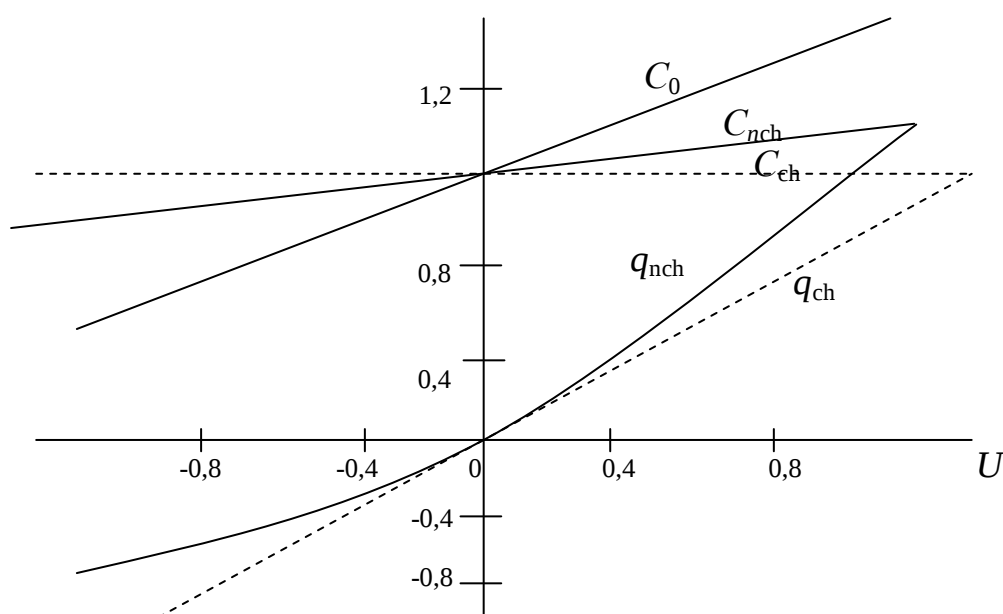
$$C_0 = b_1 + 2b_2 u \Big|_{u=U_0} = 1 + 2 \cdot 0,3 U_0 . \quad (1.8)$$

Kuchli tok oqimi ta‘sirida o‘zagi magnit to‘yinish darajasiga yetgan ferromagnit o‘zakli g‘altak nochiziqli induktivlik $L(i)$ misoli bo‘la oladi. Induktivlikdagi i tok va kuchlanish u_2 orasidagi nisbatni magnit oqimi ifodasidan aniqlanadi:

$$\Phi(i) = L(i)I, \quad (1.9)$$

unga ko‘ra:

$$u_L(t) = \frac{d\phi(i)}{dt} = \frac{dL(i)}{di} \frac{di}{dt} i + L(i) \frac{di}{dt} = \left[i \frac{dL(i)}{di} + L(i) \right] \frac{di}{dt} . \quad (1.10)$$



1.6-rasm. Chiziqli va nochiziqli sig‘imlarning volt-kulon va volt-farad tavsifnomalari.

Agar induktivlik $u_L(t)$ kuchlanishi berilgan bo'lsa, u holda

$$\int u_L(t) dt = u(t) = L(i)i(t) \quad (1.11)$$

va chiziqli induktivlik holatidagi kabi:

$$i(t) = \frac{1}{L(i)} \int u_L(t) \cdot dt \quad (1.12)$$

Differensial induktivlik ostida quyidagi kattalik tushuniladi:

$$L_0 \approx \left. \frac{d\phi(i)}{di} \right|_{i=I_0} \quad (1.13)$$

„Differensial qarshilik, sig‘im va induktivlik“ tushunchalarini kuchsiz signallarni nochiziqli elementlarga nisbatan ta‘sirini ko‘rishda keng qo‘llaniladi. Bunda elementning nochiziqliligi R_0 , C_0 va L_0 lar, ish nuqtasini nochiziqli tavsifnomada joylashganini aniqlaydigan boshqaruvchi kuchlanishga (yoki tokga) bog‘liq ekanligidan namoyon bo‘ladi. Kuchsiz signalga nisbatan esa bu kabi element o‘zgaruvchan parametrlil chiziqli qurilma hisoblanadi (agar nochiziqli elementlarga kuchsiz signalning ta‘sirini boshqaruvchi kuchlanish vaqt bo‘yicha o‘zgarsa).

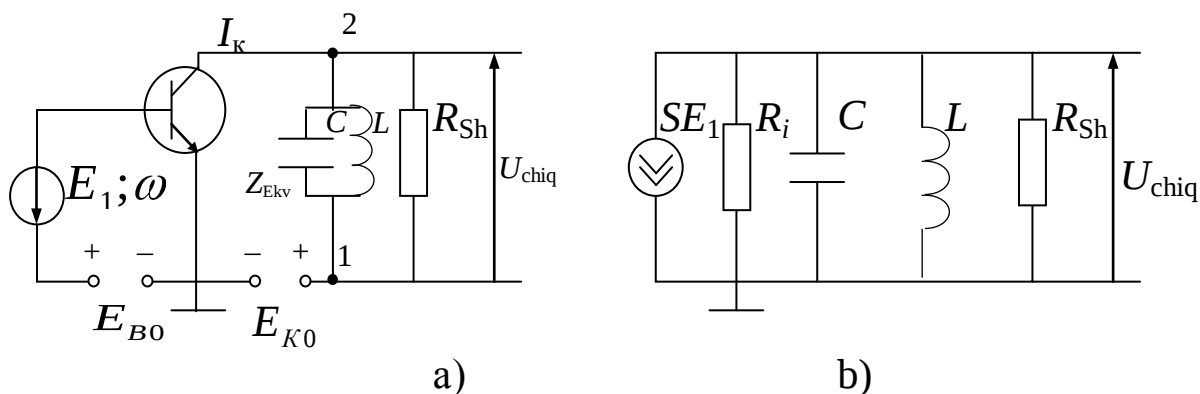
1.2. Nochiziqli rezonansli kuchaytirish

Tokni kesish rejimidagi nochiziqli rezonansli kuchaytirgich. Oldingi bandlarda nochiziqli kuchaytirgichlarni kuchsiz signallar kuchaytirgichlari deb aytilgan edi. Ularda aktiv elementdagi (masalan, tranzistorning kollektor zanjiridagi) I_1 tokning o‘zgaruvchan tashkil etuvchisining amplitudasi kuchaytirgichning iste‘mol manbasidan olinadigan I_0 o‘zgarmas tokning kam ulushini tashkil etadi. Shuningdek, chiqish signali quvvatini energiya manbasidan olinayotgan quvvatiga nisbati orqali aniqlanadigan FIK juda kamdir.

Radio qabulqiluvchi qurilmalarda ishlatiladigan rezonans kuchaytirgichlarda I_1/I_0 nisbat shunaqangi kichikki, FIK haqida savol

umuman etiborga olinmaydi. I_1/I_0 nisbatni kuchaytirgichning tokni kesish bilan ishlash rejimiga, ya'ni, nochiziqli rejimga o'tkazish yo'li bilan oshirish mumkin.

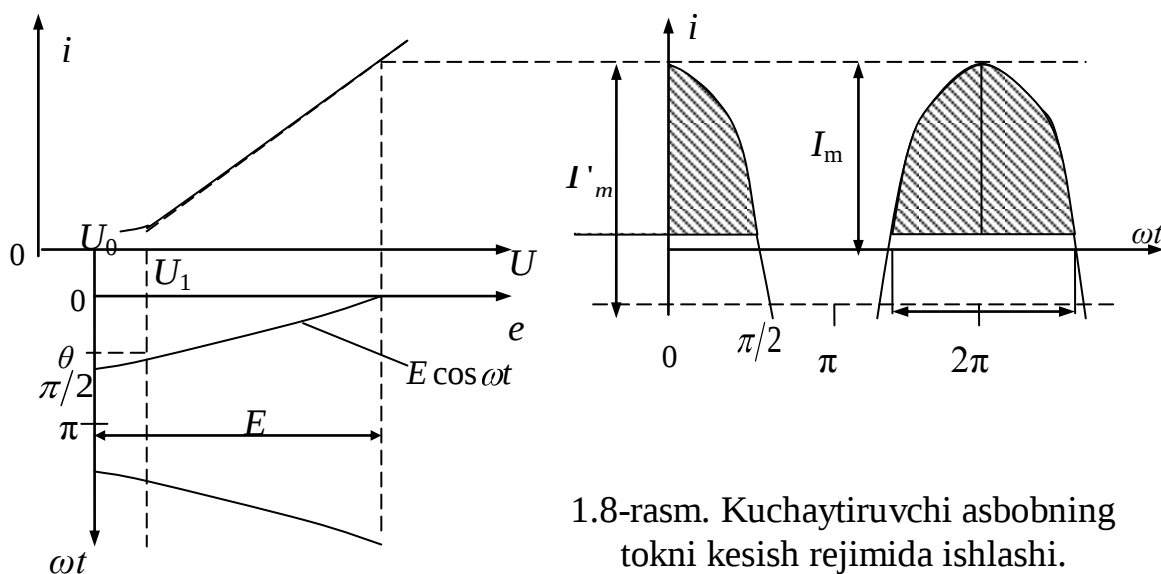
Avvalam bor kuchaytirgich kirishidagi garmonik signalni ko'rib chiqaylik.



1.7-rasm. a) rezonans kuchaytirgich va b) kollektor zanjirining ekvivalent sxemasi.

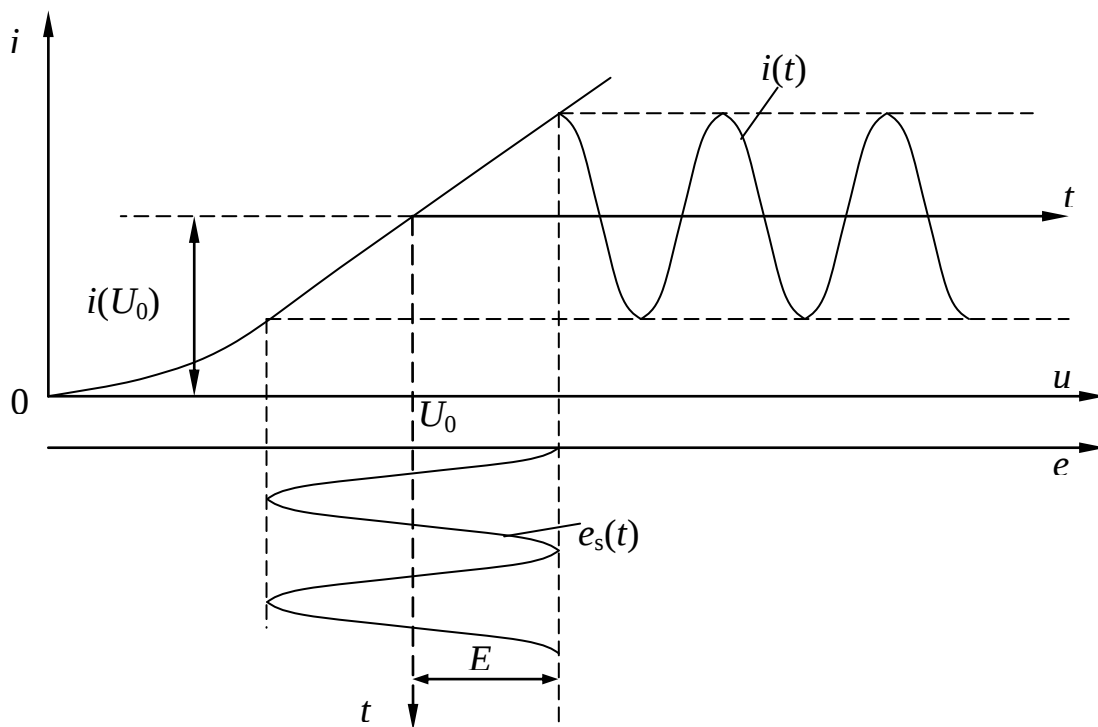
1.7-rasmda nochiziqli rezonans kuchaytirgichning sxemasi ko'rsatilgan. Uning asosiy farqi – kuchaytiruvchi asbobning ishlash rejimidadir. Volt-amper tavsifnomadagi U_0 ish nuqtasini siljitish va kirishdagi tebranish E_0 amplitudasini oshirish orqali ish rejimi tranzistorli kuchaytirgichda kollektor toki $i_k(t)$ ni kesish bilan o'rnatiladi (1.8-rasm).

Tokning maksimal qiymati I_m dan nolgacha o'zgarishiga mos keluvchi θ burchagi *tokni kesish burchagi* deb nom olgan.



1.8-rasm. Kuchaytiruvchi asbobning tokni kesish rejimida ishlashi.

1.9-rasmdagi VATda signalning $e_s(t)$ kuchlanishi, U_1 nuqtaning chegarasidan o'tib ketmaydi.



1.9-rasm. Kuchaytiruvchi asbobning kuchsiz nochiziqli ishlash rejimi.

Garmonik tebranishda tok $i(t)$ impuls shaklni egallaydi (1.8, b-rasm). Tok impulslarining davomiyligi 2θ ga teng. 1.8, a-rasmdan quyidagi ifoda kelib chiqadi:

$$\cos\theta = (U_1 - U_0)/E. \quad (1.14)$$

Tokning amplitudasi quyidagiga teng:

$$I_m = a_1[E - (U_1 - U_0)] = a_1E(1 - \cos\theta). \quad (1.15)$$

bunda a_1 – volt-amper tavsifnomaning chiziqli qismining qiyaligi.

$-\theta < \omega t < \theta$ oralig'ida nochiziqli elementni garmonik tebrantirganda tok impulsining shakli kesilgan kosinusoidaga yaqin va agar VAT ning pastki egriligidagi qiyalikni hisobga olinmasa (1.8, a-rasm), u holda tokning oniy qiymatini quyidagi tenglama orqali ifodalash mumkin:

$$i(t) = I'_m(\cos\omega t - \cos\theta), \quad -\theta < \omega t < \theta. \quad (1.16)$$

I_m simvoli bilan $\theta = \pi/2$ da bo'lishi mumkin bo'lgan impuls amplitudasi belgilangan.

Real impulsning I_m amplitudasi $\omega t = 0$ momentiga to'g'ri kelgani bois, quyidagi nisbat o'rinalidir :

$$I_m = i(0)I'_m (1 - \cos\theta), \quad \text{undan esa} \quad I'_m = I_m / (1 - \cos\theta).$$

Bu ifodani (1.11) ga qo'yib, quyidagini olamiz:

$$i(t) = \frac{I_m}{1 - \cos\theta} (\cos\omega t - \cos\theta), \quad -\theta < \omega t < \theta. \quad (1.17)$$

$\theta = 0$ da tok umuman nolga teng (nochiziqli element butun davr mobaynida yopiq);

$\theta = 180^\circ$ da esa tok kesilishi bo'lmaydi va ish rejimi chiziqli bo'ladi.

Kesish burchagi 180° dan kam bo'lgandagi ishlashda birinchi I_1 garmonikaning o'zgarmas I_0 tashkil etuvchiga nisbati birdan katta. Ko'rinib turibdiki, θ ning kamayishi bilan

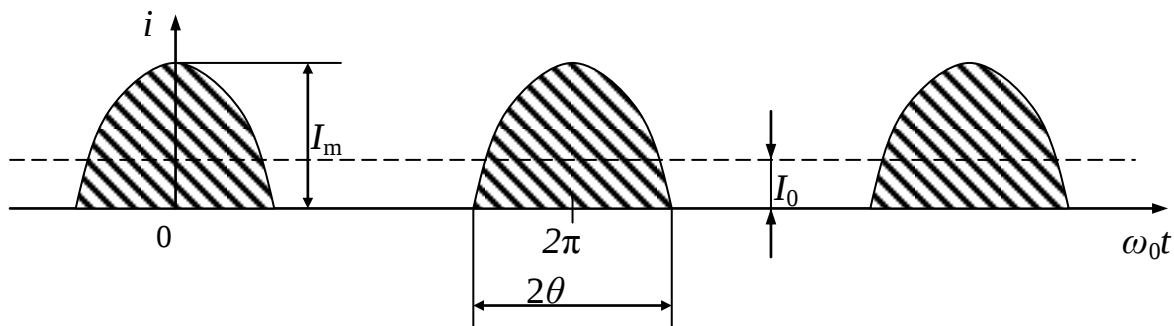
$$\gamma_1 = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{I_1}{I_0} = \frac{\theta - \sin\theta \cos\theta}{\sin\theta - \theta \cos\theta} \quad (1.18)$$

nisbat ortib boradi, bunda – $\alpha_0(\theta) = \frac{I_0}{I_m} = \frac{\sin\theta - \theta \cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)},$

$$\alpha_1(\theta) = \frac{I_1}{I_m} = \frac{\theta - \sin\theta \cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)}.$$

Kuchaytirgichlarning istalgan turiga tavsifli bo'lgan nochiziqli rejimning ahamiyatli tomonlarini ko'rib chiqamiz.

Kuchaytirgich kesish bilan ishlaganda, tok $i(t)$ chiqish zanjirida impuls shaklga ega bo'ladi (1.10-rasm), va o'zgarmas tashkil etuvchi hamda foydali bo'lgan birinchi garmonika bilan bartaraf etilishi (filtrlanishi) lozim bo'lgan yuqori garmonikalar qatoriga ega bo'ladi.



1.10-rasm. 1.7-rasmda ko‘rsatilgan rejimga mos keluvchi impuls toki.

Bu masalani kirish tebranishi ω_0 chastotasiga sozlangan parallel tebranish konturi yechadi. Toklar rezonansida parallel konturning Z_{ekr} ekvivalent qarshiligi 1–2 nuqtalar (1.7-rasm) orasida juda katta qiymatga ega va kuchaytirgichning yuklama qarshiligi hisoblanadi.

Konturning asilligi:

$$Q = \frac{R_{sh}}{\rho} = \frac{R_{sh}}{1/\omega_r \cdot C} = \frac{\omega_r \tau_k}{2} = \frac{\omega_r}{2\alpha_k}$$

rezonans chastotasi – $\omega_r = 1 / \sqrt{LC}$

xarakteristik qarshiligi – $\rho = \sqrt{L/C} = \omega_r L = 1/\omega_r C$

so‘nishi – $\alpha_k = 1 / (2R_{sh} C)$

vaqt doimiysi – $\tau_k = 2R_{sh} C = 1 / \alpha_k$.

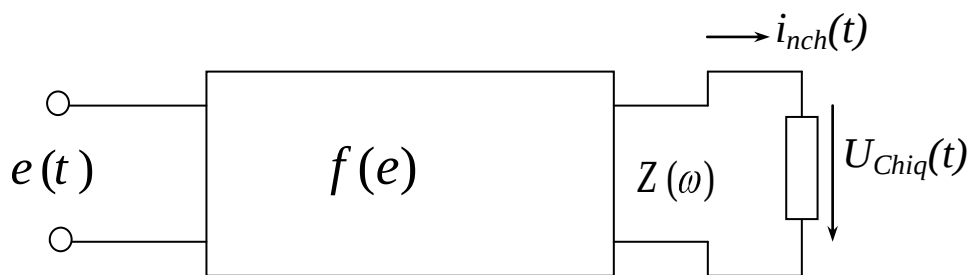
$i(t)$ tokning yuqori garmonikalariga nisbatan yetarlicha katta Q asillikka ega bo‘lgan konturni qisqa tutashuv deb qarash mumkin.

Natijada, yuklama konturida $i(t)$ tokning impuls shaklini buzilishiga qaramasdan, huddi chiziqli kuchaytirgichdagi kabi garmonik shaklga juda yaqin bo‘lgan kuchlanish ajralib chiqadi.

Nochiziqli kuchaytirgichda asosiy ω_0 chastota kuchlanishlari va toklari orasidagi nisbatni o‘rnatamiz.

Agar chiqish kuchlanishining I_1 tokka teskari reaksiyasini hisobga olinmasa, ya’ni umumlashtirilgan 1.10-rasmdan kelib chiqqan holda:

$$I_m = a_1 E (1 - \cos \theta) = I_1 / \alpha_1(\theta),$$



1.11-rasm. Nochiziqli to‘rtqutblik va spektrning foydali tashkil etuvchilarini ajratib olish uchun tanlovchi zanjir.

undan kelib chiqqan holda:

$$I_1 = \alpha_1(\theta)I_m = \alpha_1(\theta)(1-\cos\theta)a_1E. \quad (1.19)$$

Agar a_1 volt-amper tavsifnomaning chiziqli qismidagi qiyaligi bo‘lsa, ya’ni, $a_1=S$, u holda

$$I_1 = \alpha_1(\theta)(1-\cos\theta)SE. \quad (1.20)$$

1.3. Chastotani ko‘paytirish

Agar kirish signalining katta amplitudasi bilan ishlayotgan rezonansli kuchaytirgich sxemasida tebranish tizimi $n\omega$ chastotasiga, ya’ni kirish signalining biror bir yuqori garmonikalaridan birining chastotasiga sozlansa, u holda bu qurilma chastota ko‘paytirgichi sifatida qo‘llanilishi mumkin.

Chastota ko‘paytirgichi va nochiziqli rezonans kuchaytirgichlarni hisoblash amalda bir-biridan farq qilmaydi. Kollektor tokining birinchi garmonikasi chiqishda hosil qilgan

$$U_{mchiq} = I_1 R_{rez} = S R_{rez} U_m \gamma_1(\theta) \quad (1.21)$$

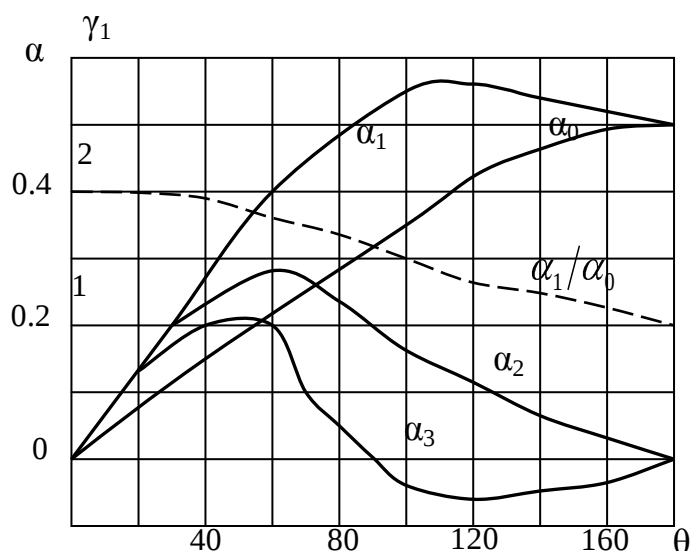
amplitudali foydali kuchlanishning ifodasi kabi, ko‘paytirgichning chiqish signalining amplitudasi bo‘lak-chiziqli approksimatsiyalan-ganda quyidagi ko‘rinishda bo‘ladi:

$$U_{mchiq} = S R_{rez} U_{mkir} \gamma_n(\theta). \quad (1.22)$$

Chastota ko‘paytirgichlarini qurishning qiyin tomoni shundaki, ko‘paytirish darajasining katta qiymatlarida $\gamma_n(\theta)$ ning qiymatlari kamayib ketadi. Shuning uchun mos keluvchi Berg koefitsientlarini maksimallashtiruvchi kesish burchagini tanlash zarur. $\gamma_n(\theta)$ funksiyalarini tahlili shuni ko‘rsatadiki, optimal θ_{opt} burchagi mavjud bo‘lib, u quyidagicha aniqlanadi:

$$\theta_{opt} = 180^\circ/n. \quad (1.23)$$

Chastota ko‘paytirgichida tokni kesish burchagi qo‘zg‘atuvchi kuchlanish amplitudasining o‘zgarmas (fiksatsiyalangan) qiymatida aynan shunday bo‘lishi lozim.

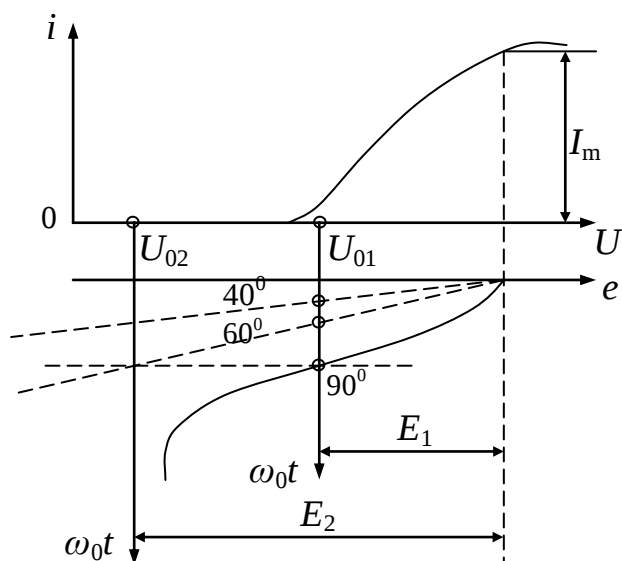


1.12-rasm. Impuls tokni Furiye qatoriga yoyishda θ kesish burchagiga bog‘liqlik koefitsienti.

1.12-rasmida ko‘rsatilgan grafiklardan ko‘rinib turibdiki, chastotani ikkiga ko‘paytirish uchun 60° ga yaqin kesish burchagi bilan ishlash afzaldir. Unda ikkinchi garmonika koefitsienti maksimumdan o‘tadi, chastotani uchga ko‘paytirish uchun 40° kesish burchagi to‘g‘ri keladi va hokazo.

Agar kontur $n\omega_0$, $n = 2, 3, \dots$, chastotaga sozlangan bo‘lsa, tokning $n-1$ va undan ham past tartibli garmonikalari induktiv zanjir orqali, $n+1$ va undan yuqori garmonikalar esa konturning sig‘imli zanjiridan o‘tadi. Yetarlicha yuqori asilligida konturdagi kuchlanish n -garmonikadan tashqari barcha garmonikalarda juda pastdir.

Shuning uchun konturdagi kuchlanish $n\omega_0$ chastotali garmonik kuchlanishga yaqin bo‘ladi.



1.13-rasm. Ko‘paytirishning har xil koeffitsientlarida chastota ko‘paytirgichi uchun kesish burchagini tanlash.

Shuni nazarda tutish lozimki, elektron qurilmaning quvvatini to‘liq ishlatish uchun kesish burchagini kamaytirib, impuls amplitudasini o‘zgartirmasdan ushlab turilganda bajarilishi kerak. Buning uchun $|U_0|$ ko‘chishni o‘zgartirish bilan birgalikda kirishdagi o‘zgaruvchan E kuchlanishning amplitudasini ko‘tarish zarur bo‘ladi. 1.13-rasmda $\theta = 90^\circ$ burchakka U_{01} ko‘chish mos keladi, $\theta = 60^\circ$ burchakka U_{02} ko‘chishi va hokazo. $E_1, E_2, \dots$, amplitudalari shunday tanlanganki, I_m o‘zgarmasdan qoladi.

Yuqoridagilarni hisobga olib, chastota ko‘paytirgichlari uchun kirish signalining katta amplitudali ish rejimi tavsifli ekanini ta’kidlash mumkin.

1.4. Amplituda bo‘yicha chegaralash

Radiotexnikada tanlovchi zanjirlar orqali chastota bo‘yicha modulatsiyalangan tebranishlarni uzatishda radiosignalga qo‘shiluvchi xalaqitlar tufayli vujudga keladigan yuqori chastotali tebranishning amplitudasi o‘zgarishini bartaraf etish zaruriyati ko‘p sodir bo‘lib turadi. Buning uchun noxiziqli element va tanlovchi yuklamadan iborat amplituda bo‘yicha chegaralagichlar keng qo‘llaniladi.

Nochiziqli elementning volt-ampere tavsifnomasi aniq ko‘rinishli gorizontaal qismga ega bo‘lishi zarur, tanlovchi zanjirning o‘tkazish kengligi esa ma’lumotni uzatish uchun ajratilgan kenglikdan ko‘p bo‘lmasligi kerak hamda chegaralanuvchi tebranish chastotasida (yoki fazasida) joylashgan bo‘lishi lozim.

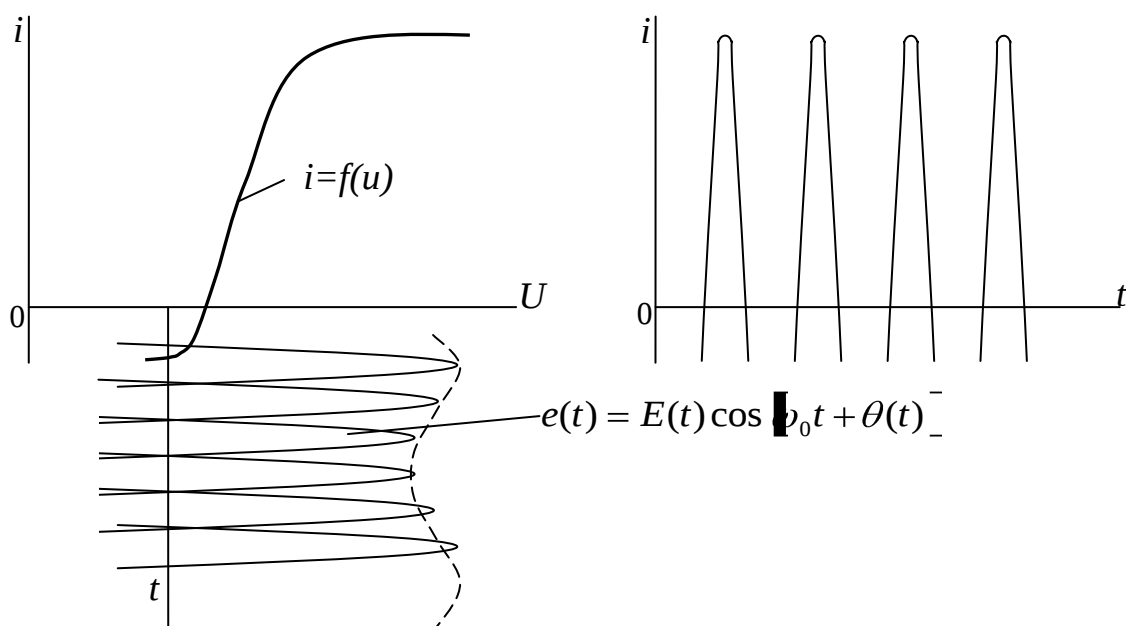
Amplituda bo‘yicha chegaralagich sifatida 1.13-rasmda ko‘rsatilgan ish rejimida ishlovchi 1.6-rasmdagi nochiziqli rezonans kuchaytirgich qo‘llanilishi mumkin.

Chegaralagichga quyidagi ko‘rinishda tebranish berilayotgan bo‘lsin:

$$e(t) = E(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (1.24)$$

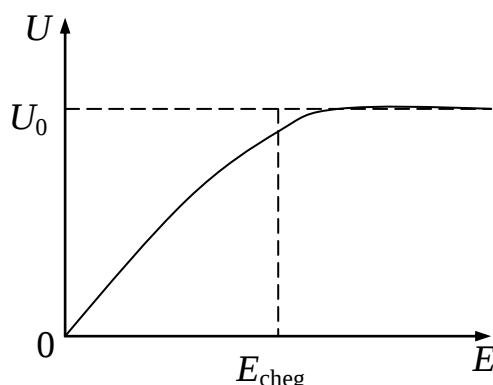
shuningdek $E(t)$ og‘uvchining o‘zgarmasligi muhim omillardan biri hisoblanadi. Agar u o‘zgarsa, va bu o‘zgarish $i=f(u)$ tavsifnomaning gorizontaal qismining chegarasidan chiqib ketmasa (1.14-rasm), unda $E(t)$ ga bog‘liq bo‘lmagan holda tok impulsarlari bir xil amplitudaga ega bo‘ladi. Impulsar cho‘qqilarining kengligi bir oz o‘zgaradi xolos.

Shu sabab birinchi aniqlashtirishda birinchi garmonikaning amplitudasi va o‘z navbatida tebranish konturidagi kuchlanish amplitudasi ham, $E(t)$ amplituda o‘zgarishining ma’lum oralig‘idagi o‘zgarmas kattaliklari deb hisoblash mumkin.



1.14-rasm. Amplituda chegaralagichining ish rejimi.

Yuqori garmonikalarni filtrlashni ta'minlovchi, tanlovchi yuklamaga ega bo'lgan chegaralagichning tavsifnomasini 1.15-rasmda ko'rsatilganidek, tasvirlash mumkin.



1.15-rasm. Rezonans chegaralagich tavsifnomasi.

E_{cheg} orqali kirish kuchlanishi amplitudasining chegaraviy qiymati belgilangan, bu qiymatdan boshlab U_0 sathida to'liq chegaralash ta'minlanadi. $E(t) > E_{cheg}$ bo'lganda chiqishdagi amplituda deyarli o'zgarmaydi. Tokning birinchi garmonikasining fazasi va shuningdek chiqish kuchlanishining fazasi chegaralagichning kirishidagi kuchlanish fazasi bilan mos tushadi.

Shu sabab chiqish kuchlanishi uchun quyidagi ifodani keltirish mumkin:

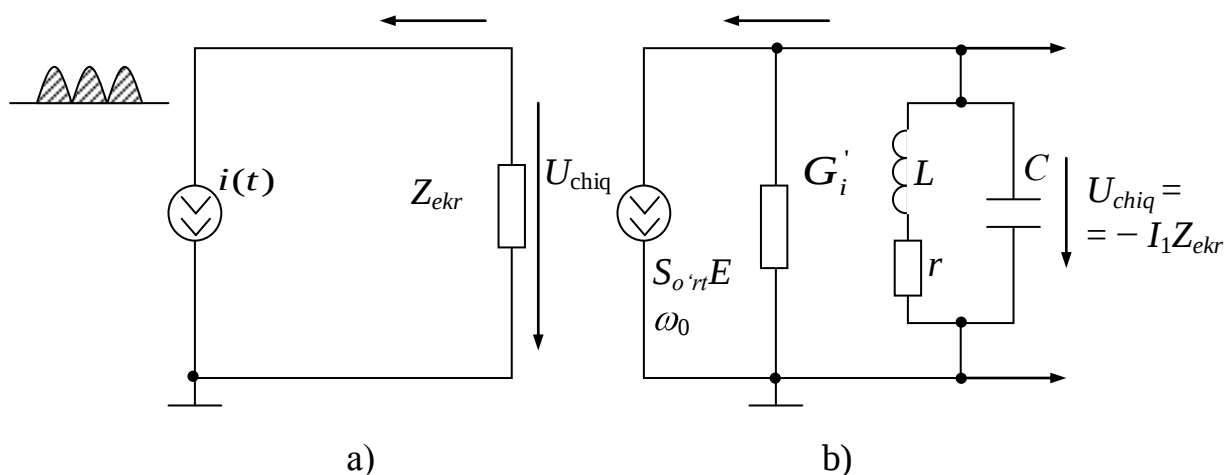
$$u_{chiq}(t) \approx U_0 \cos[\omega_0 t + \theta(t)]. \quad (1.25)$$

Chiqish kuchlanishi U_0 amplitudasini noxiziqli element va tanlovchi yuklama parametrlari orqali aniqlanadi.

1.16, b - rasmdagi sxema uchun :

$$U_0 = I_1 Z_{ekr}$$

bunda Z_{ekr} – toklar rezonansida parallel konturning ekvivalent qarshiligi, I_1 – impuls cho'qqisining torayishini hisobga olgan holda aniqlanadigan birinchi garmonika amplitudasi.

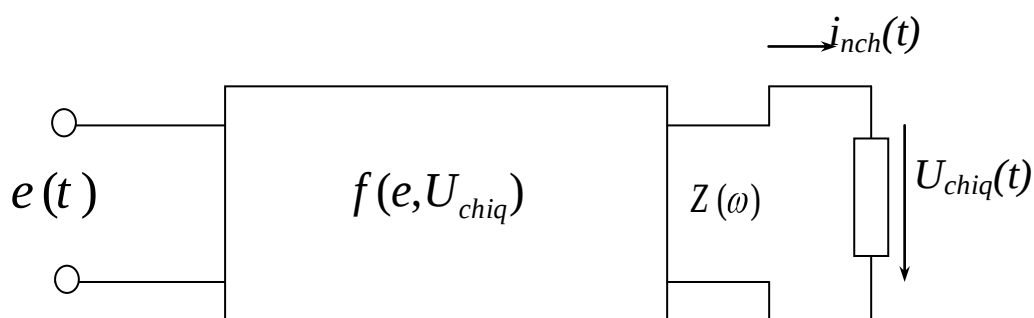


1.16-rasm. Kuchaytirgich chiqish zanjirining umumiy ekvivalent sxemasi: a) tokni kesish rejimida; b) impulsli tokning 1-garmonikasi uchun.

1.5. Signal chastotasini o'zgartirish

Radiotexnikada ko'p hollarda signal spektrini chastotalar o'qi bo'ylab ma'lum bir o'zgarma qiymatga signal strukturasi (tuzilishi) saqlagan holda siljitishni amalga oshirish talab qilinadi. Bunday siljitishni *chastotani o'zgartirish* deyiladi.

Nochiziqli elementga ikki kuchlanishning ta'sirini ko'rib chiqaylik.



1.17-rasm. Nochiziqli to'rtqutblik va teskari reaksiya sodir bo'lganda spektrning foydali tashkil etuvchilarini ajratib olish uchun tanlovchi zanjir.

Nochiziqli zanjirda tok $i_{nch}(t)$ ham kirishdagi $e(t)$ signalga, ham kuchlanish $U_{chiq}(t)$ ga bog'liq bo'ladi. Nochiziqli elementning tavsifnomasini ko'rsatuvchi $f(e)$ nochiziqli funksiya uning qurilishi va ish rejimiga bog'liq.

$Z(\omega)$ orqali chiziqli-chastotaviy tanlovchi zanjirning kompleks qarshiligi belgilangan. Berilgan bu holatda yordamchi generator (geterodin) tomonidan ishlab beriladigan tebranish garmonik hisoblanadi. Ikkinchi tebranish, ya'ni signal, istalgan murakkab, ammo tor kenglikka ega jarayon bo'lib, u o'zgartirilishi lozim bo'ladi.

Shunday qilib, nochiziqli elementga ikki kuchlanish ta'sir qilmoqda:

geterodindan

$$e_g = E_g \cos(\omega_g t + \theta_g), \quad (1.26)$$

signal manbasidan

$$e_s = E_s(t) \cos \left[\int \omega_s(t) dt + \theta_s \right]. \quad (1.27)$$

E_g amplituda, ω_g chastota va boshlang'ich faza θ_g geterodin tebranishining o'zgarmas kattaliklaridir. Signalning $E_s(t)$ amplitudasi va $\omega_s(t)$ oniy chastotasi modulatsiyalangan bo'lishi mumkin, ya'ni vaqtning sekin o'zgaruvchi funksiyalari (tor kenglikli jarayon) bo'lishi mumkin. Signalning boshlang'ich fazasi θ_s – o'zgarmas kattalik.

Chastotani o'zgartirilishining maqsadi, yig'indi yoki farqlanuvchi $\omega_s \pm \omega_g$ chastotani olish hisoblanadi.

Tebranishni quyidagi yig'indi ko'rinishida tasvirlaymiz:

$$e_s(t) = E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2) = E_1 \cos \Psi_1(t) + E_2 \cos \Psi_2(t). \quad (1.28)$$

Endi quyidagini eslaylik: asli tavsifnomani uni yaqinlashtirib ko'rsatadigan funksiya bilan almashtirilish tavsifnomani approksimatsiyalash deyiladi. Ehg keng tarqalgan usullardan biri bu – darajali polinom bilan approksimatsiyalash hisoblanadi.

Approksimatsiyalovchi darajali polinomni quyidagi shaklda yozamiz:

$$i(u) = i(U_0) + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2 + a_3(u - U_0)^3 + \dots \quad (1.29)$$

$a_1, a_2, a_3, \dots$, koefitsientlari

$$a_1 \left(\frac{di}{du} \right)_{u=U_0}, \quad a_2 = \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2 i}{du^2} \right)_{u=U_0}, \quad a_3 = \frac{1}{3!} \left(\frac{d^3 i}{du^3} \right)_{u=U_0} \quad . \quad (1.30)$$

ifodalar orqali aniqlanadi, bunda a_1 – tavsifnomaning $u=U_0$ nuqtadagi qiyaligini ko‘rsatadi; a_2 – qiyalikning $1/2!$ koefitsientli birinchi hosilasini, a_3 – qiyalikning $1/3!$ koefitsientli ikkinchi hosilasini va h.k. Volt-amper tavsifnomaning berilgan shaklida $a_1, a_2, a_3, \dots$, koefitsientlar U_0 ga, ya’ni, ish nuqtasining tavsifnomadagi vaziyatiga bog‘liq.

(1.28) ni (1.29) qatorga qo‘yish quyidagi natijalarga olib keladi:

a) qatorning chiziqli tashkil etuvchisi uchun

$$a_1 e_s(t) = a_1 E_1 \cos \Psi_1(t) + a_2 E_2 \cos \Psi_2(t) \quad (1.31)$$

b) qatorning kvadratik tashkil etuvchisi uchun

$$\begin{aligned} a_2 e_s^2(t) &= a_2 [E_1 \cos \Psi_1(t) + E_2 \cos \Psi_2(t)]^2 = 1/2 a_2 (E_1^2 + E_2^2) + \\ &+ 1/2 a_2 E_1^2 \cos 2(\omega_1 t + \theta_1) + 1/2 a_2 E_2^2 \cos 2(\omega_2 t + \theta_2) + \\ &+ a_2 E_1 E_2 \{ \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] + \cos [(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \} \end{aligned} \quad (1.32)$$

vaqtga bog‘liq bo‘lmagan birinchi qo‘shiluvchi o‘zgarmas tokning ko‘payishini aniqlab beradi. $2\omega_1$ va $2\omega_2$ chastotali qo‘shiluvchilar kirish signalining mos tashkil etuvchilarining ikkinchi garmoonikalaridir. $\omega_1 - \omega_2$ chastotali qo‘shiluvchilar kombinatsion tebranishlarni ko‘rsatadi.

Shunday qilib, chastota o‘zgartirishning maqsadi, yig‘indi yoki farqlovchi chastota $\omega_s \pm \omega_g$ ni olish hisoblanadi. (1.32) ifodadan kelib chiqqan holda, buning uchun kvadratik nochiziqlikni qo‘llash zarur. Nochiziqli element sifatida diodni olamiz, ammo signal va geterodin tebranishlarining o‘zaro amal qilish natijalarini to‘liq aniqlash uchun diodning tavsifnomasini to‘rtinchi darajali polinom bilan approksimatsiyalaymiz:

$$\begin{aligned} i &= i_0 + a_1(e_s + e_g) + a_2(e_s + e_g)^2 + a_3(e_s + e_g)^3 + a_4(e_s + e_g)^4 = \\ &= i_0 + a_1 e_s + a_1 e_g + a_2 e_s^2 + 2a_2 e_s e_g + a_2 e_g^2 + a_3 e_s^3 + 3a_3 e_s^2 e_g + \end{aligned}$$

$$+a_3e_g^3+a_4e_s^4+6a_1e_s^2e_g^2+4a_4e_3e_g^3+4a_4e_s^3e_g+a_4e_g^4. \quad (1.33)$$

Har xil darajali faqat e_s va e_g lardan iborat qo'shiluvchilar qiziqish hosil qilmaydi.

Chastotani o'zgartirish (siljitish) nuqtai nazaridan asosiy natijani $e_s^n e_g^m$ ko'rinishdagi ko'paytmalardan iborat tashkil etuvchilar hal etadi.

Shu ko'paytmalarga (1.26) va (1.27) ifodalarni qo'yib hamda $\omega_s + \omega_g$ yig'indi yoki $\omega_s - \omega_g$ farqlanish chastotalari bo'lmagan tashkil etuvchilarni chiqarib tashlab, oson trigonometrik kiritishlardan keyin quyidagi oxirgi natijaga kelamiz :

$$\begin{aligned} i_{\omega_s \pm \omega_g}(t) = & a_2 E_s(t) E_g \cos \left[\int \omega_s(t) dt + \omega_g t \right] \theta_s + \theta_g \pm \\ & + \cos \left[\int \omega_s(t) dt - \omega_g t \right] \theta_s - \theta_g \pm \frac{3}{2} a_4 E_s(t) E_g \left[E_s^2(t) + E_g^2 \right] \times \\ & \times \cos \left[\int \omega_s(t) dt + \omega_g t \right] \theta_s + \theta_g \pm \cos \left[\int \omega_s(t) dt - \omega_g t \right] \theta_s - \theta_g. \end{aligned} \quad (1.34)$$

Bu natijadan ko'rinib turibdiki, bizni qiziqtirayotgan $\omega_s \pm \omega_g$ chastotalar noxiziqli elementning tavsifnomasini approksimatsiyalovchi polinomning juft darajalari tufayli vujudga keladi. Lekin polinomning (a_2 koefitsientli) birgina kvadratik tashkil etuvchisigina faqat $E_s(t)$ birinchi darajasiga proporsional amplitudali tashkil etuvchilarni hosil qiladi. Ancha yuqori juft darajalar (to'rtinchi, oltinchi, va h.k.) bu proporsionallikni buzadi, chunki ular kiritadigan tebranishlar amplitudalari shuningdek $E_s(t)$ ning birinchisidan yuqori bo'lgan darajalarga ega bo'ladi. Bundan ko'rinib turibdiki, E_s va E_g amplitudalari shunday hisob bilan tanlanishi kerakki, (1.33) ifodadagi yoyilishda ikkinchi darajadan yuqori bo'lmagan qo'shiluvchilar ustunlikka ega qiymatda bo'lishi lozim.

Buning uchun quyidagi tengsizliklar bajarilishi zarur:

$$E_s^2 \ll a_2 / \left(\frac{3}{2} a_4 \right), \quad E_g^2 \ll a_2 / \left(\frac{3}{2} a_4 \right),$$

u holda (1.34) ifoda quyidagi ko'rinishga keladi:

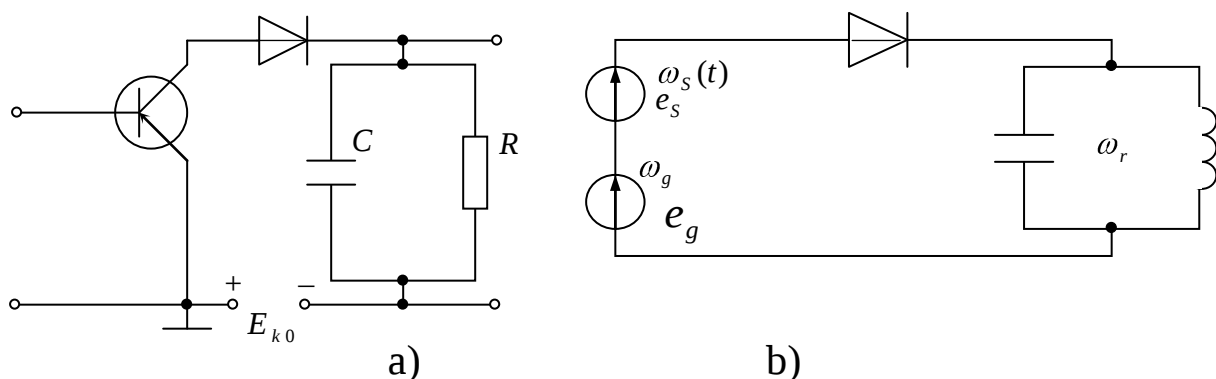
$$i_{\omega_s \pm \omega_g}(t) \approx a_2 E_s(t) E_g \left[\cos \left(\int \omega_s(t) dt + \omega_g t \right) \mp \theta_s + \theta_g \right] + \cos \left(\int \omega_s(t) dt - \omega_g t \right) \mp \theta_s - \theta_g \quad (1.35)$$

Radioqabulqiluvchi va boshqa ko'pgina qurilmalarda chastotani o'zgartirish masalasi signalni kuchaytirish masalasi bilan keskin bog'liq bo'lgan hollarda, odatda, $E_s \ll E_g$ bo'ladi.

Katta qavslar ichidagi $\omega_s(t) + \omega_g$ chastotali birinchi qo'shiluvchi (kosinus argumentidan hosila) signal spektrini yuqori chastotalar mintaqasiga siljitishga mos keladi, $\omega_s(t) - \omega_g$ chastotali ikkinchi qo'shiluvchi esa past chastotali mintaqaga siljitishga mos keladi. Shu ikkala yig'indi yoki farqlanuvchi chastotalarning birini ajratib olish uchun o'zgartirgichning chiqishida mos keluvchi yuklamani qo'llash zarur. Masalan, ω_s va ω_g chastotalar bir-biriga yaqin bo'lsin, va nolga yaqin joylashgan past chastotani ajratib olish talab qilinsin.

Bu kabi masala o'lchash texnikasida ko'p uchrab turadi va u „nolli urilish“ usuli deyiladi. Bu holda yuklama xuddi amplitudali detektorlashdagi kabi, ya'ni R va C parallel ulanishdan iborat bo'lishi kerak, (1.18-rasm) hamda ω_s va ω_g yuqori chastotalarni filtrlashni ta'minlab, $\omega_s - \omega_g$ farqlanuvchi chastotani ajratib berishi zarur. Agar $\omega_s - \omega_g$ farqlanuvchi chastota yuqori chastotalar diapazonida yotsa, uni ajratib olish uchun rezonansli tebranuvchi zanjirni (1.18-rasm) qo'llash lozim.

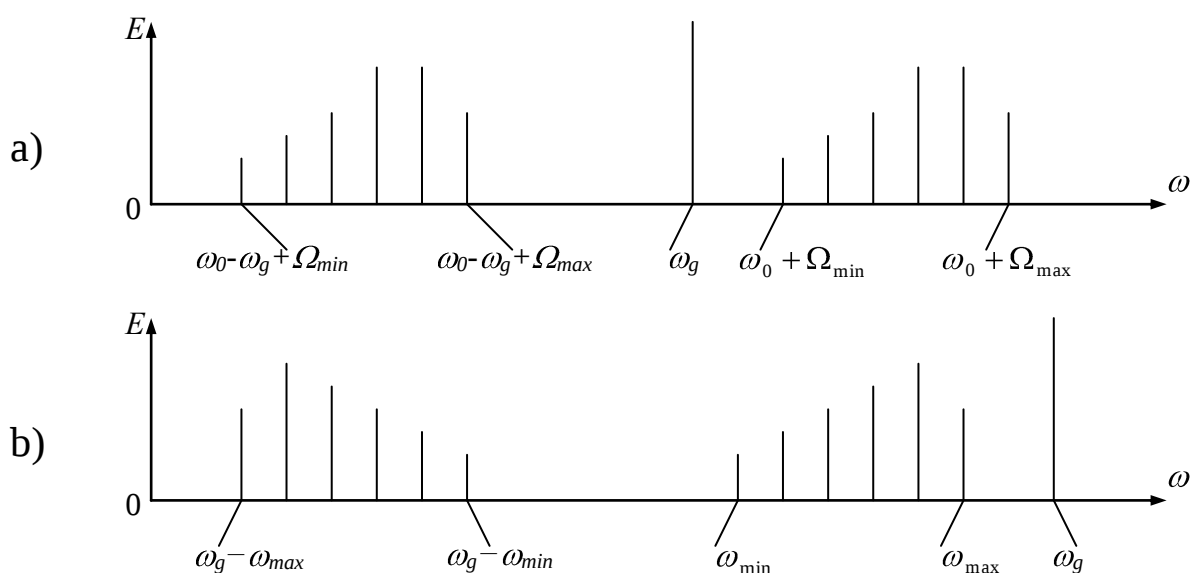
Agar foydali, ajratib olinishi zarur bo'lgan yig'indi chastota $\omega_s + \omega_g$ bo'lsa, u holda kontur mos ravishda $\omega_r = \omega_s + \omega_g$ chastotaga sozlangan bo'lishi kerak.



1.18-rasm. R va C parallel ulangan filtr (a) va uning ekvivalent sxemasi (b).

Odatda oʻzgartirgichning yuklamasi hisoblangan tebranish zanjirining oʻtkazish kengligi modulatsiyalangan tebranish spektrining kengligiga moslashgan. Bu holda $\omega_s \pm \omega_g$ ga yaqin chastotalarga ega tokning barcha tashkil etuvchilari kontur orqali bir tekis oʻtadi va chiqishda signalning tuzilishi kirishdagi signal tuzilishi bilan mos keladi.

Birgina tafovut shundaki, chiqishdagi chastota $\omega_s(t) + \omega_g$ yoki $\omega_s(t) - \omega_g$ ga teng, yaʼni, yuklama zanjirining rezonans chastotasiga bogʻliq. Chastotani oʻzgartirishda amplituda $E_s(t)$, chastota $\omega_s(t)$ va faza $\int \omega_s(t) dt$ larning oʻzgarish qonunlari chiqish tebranishiga oʻtkaziladi. Bu maʼnoda koʻrilayotgan signalni oʻzgartirish chiziqli yoki „aralashtirgich“ deb ataladi.



1.19-rasm. Oʻzgartirgich kirishi va chiqishidagi signal spektri.

Farqlanuvchi chastotani ajratishda signalning tuzilishi $\omega_s(t) > \omega_g$ boʻlganda saqlanadi. Agar $\omega_s(t) < \omega_g$ boʻlsa, signal spektri teskari siljiydi.

1.19, a - rasmda oʻzgartirgichning kirishi va chiqishidagi spektral diagramma kirish tebranishi spektriga kiruvchi barcha chastotalar ω_g geterodin chastotasidan yuqori boʻlgan holat uchun tasvirlangan. Chap tomonga ω_g kattalikka siljilib oʻzgartirilgan spektr xuddi kirish spektri kabi tuzilishga ega. 1.19, b - rasmda $\omega_s(t) < \omega_g$ boʻlganda oʻzgartirilgan spektrda ω_{max} va ω_{min} oʻrinlari almashadi.

1.6. Nochiziqli elementlar zanjiriga garmonik signalning ta'siri. Nochiziqli zanjirlarda jarayonlarni modellashtirish

Signallarni ba'zi bir o'zgartirishlarini reaktiv nochiziqli elementlar yordamida, masalan, yarimo'tkazgichli diodning $p-n$ o'tishidagi nochiziqli sig'imga asoslanib amalga oshirish mumkin.

Bunday asboblarning umumiy nomi – varikap. O'YUCH diapazonida ishlashga mo'ljallangan varikap *varaktor* deyiladi. Varaktor chastotani ko'paytirish rejimida ancha yuqori quvvat ishlab chiqaradi. C_{NCH} sig'imli zanjirda $e(t)$ garmonik ta'sirda $i_{NCH}(t)$ tok hosil bo'lib, u $n\omega_1$ chastotalarga ega garmonikalardan iborat. Bu esa chastotani ko'paytirish imkonini beradi.

Berilgan bu holatda tahlil asosiga varaktorning volt-kulon tavsifnomasini olish mumkin:

$$q = q_0 + b_1 e + b_2 e^2 + \dots + b_k e^k, \quad (1.36)$$

bunda $b_1 = C_0$ quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$C_0 \approx \frac{dq_{NCH}(u)}{du} \Big|_{u=U_0}, \quad (1.37)$$

bunda U_0 – ish nuqtasidagi kuchlanish;

$$b_2 = \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2 q}{de^2} \right), \quad b_3 = \frac{1}{3!} \left(\frac{d^3 q}{de^3} \right), \dots \quad (1.38)$$

Agar $C(u)$ sig'imga berilgan kuchlanish vaqt bo'yicha o'zgarsa, u holda sig'im orqali o'tuvchi tokni quyidagi ikki ekvivalent ifoda yordamida aniqlash mumkin:

$$i(t) = \frac{dq(u)}{dt} = \frac{dq(u)}{du} \frac{du}{dt}, \quad (1.39)$$

$$i(t) = \frac{d}{dt} [C(u)U] = u \frac{dC(u)}{dt} + C(u) \frac{du}{dt} = \left[U \frac{dC(u)}{du} + C(u) \right] \frac{du}{dt}. \quad (1.40)$$

(1.39) ifodani (1.36) qatorga qo'llab, nohiziqli sig'im orqali o'tadigan tokni topamiz:

$$i_{NCH}(t) = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{de} \frac{de}{dt} = b_1 \frac{de}{dt} + 2b_2 e \frac{de}{dt} + 3b_3 e^2 \frac{de}{dt} + \dots + kb_k e^{k-1} \frac{de}{dt}. \quad (1.41)$$

Bu qatorning birinchi uchta qo'shiluvchilari tuzilishini quyidagi holat bo'lganda ko'rib chiqamiz:

$$e(t) = E \cos(\omega_1 t + \theta_1) = E \cos \psi_1(t).$$

Birinchi qo'shiluvchi ω_1 chastotali oddiy chiziqli sig'im C_0 orqali o'tuvchi tokka mos keladi:

$$b_1 \frac{de}{dt} = -C_0 \omega_1 E \sin \psi_1(t) = -C_0 \omega_1 E \sin(\omega_1 t + \theta_1). \quad (1.42)$$

Ikkinchi qo'shiluvchi $i_{NCH}(t)$ tokning spektriga $2\omega_1$ va $I_{\omega_2} = b_2 \omega_1 E^2$ amplitudali tashkil etuvchini kiritadi:

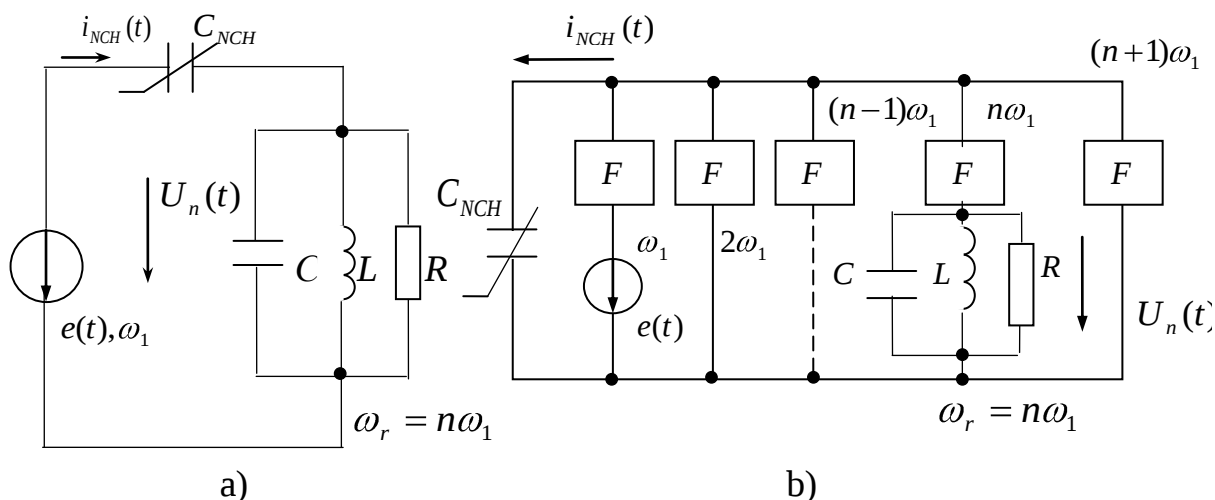
$$2b_2 e \frac{de}{dt} = 2b_2 E \cos \psi_1(t) \left[\omega_1 E \sin \psi_1(t) \right] = -b_2 \omega_1 E^2 \sin(2\omega_1 t + 2\theta_1). \quad (1.43)$$

Uchinchi qo'shiluvchi $3b_3 e^2 \frac{de}{dt} = -3b_3 E^2 \cos^2 \psi_1(t) \left[\omega_1 E \sin \psi_1(t) \right]$ esa, quyidagi ko'rinishga keladi:

$$-\frac{3b_3 \omega_1 E^3}{4} \left[\sin(\omega_1 t + \theta_1) + \frac{1}{4} \sin(3\omega_1 t + 3\theta_1) \right]. \quad (1.44)$$

Keltirilgan nisbatlardan garmonik ta'sir vaqtida $i_{NCH}(t)$ tokning spektri hosil bo'lish qonuniyati ko'rinib turibdi. Inersiyasiz rezistiv elementli zanjir uchun bo'lgani kabi juft darajali qator qo'shiluvchilari juft garmonikalarni kiritadi, toq darajali qo'shiluvchilar esa toq garmonikalarni kiritadi. Garmonikalarning eng yuqori tartibi volt-kulon tavsifnomasini approksimatsiyalovchi polinomning k -darajasiga teng. Tok spektridagi doimiy tashkil etuvchi mavjud bo'lmaydi.

1.20-rasmda varaktorda yigʻilgan chastota koʻpaytirgichining funksional sxemasi tasvirlangan.



1.20-rasm. Varaktor yordamida chastotani koʻpaytirish: a) ketma-ket va b) parallel ekvivalent sxemalar.

Yarimoʻtkazgich materialning qarshiligi va varaktorning nochiziqli sigʻimini shuntlovchi aktiv oʻtkazuvchanlik bu sxemada hisobga olinmaydi. $i_{NCH}(t)$ tokning n -garmonikasi uchun yuklama qarshiligi R ga teng, qolgan barcha chastotalar uchun qarshilik qiymatini juda kichik deb hisoblash mumkin (kontur asilligi yetarlicha yuqori boʻlganda).

Konturdagi kuchlanishni (1.43) va (1.44) larga asosan quyidagi koʻrinishda yozish mumkin:

$$U_n(t) = I_n R \sin(n\omega_1 t + n\theta_1) = U_n \sin(n\omega_1 t + n\theta_1), \quad (1.45)$$

bunda I_n – tok $i_{NCH}(t)$ ning n -garmonika amplitudasi.

Quvvat tortib oluvchi yuklama konturni kiritish, $i_{NCH}(t)$ tok spektrining tuzilishini oʻzgartiradi, u salt yurish rejimida (1.41) ifoda orqali aniqlanadi. Yuklama rejimida spektr tuzilishini aniqlash uchun nochiziqli sigʻimda ikki kuchlanish $e(t)$ va $U_n(t)$ larning oʻzaro taʼsirini hisobga olish zarur. Shu maqsadda berilgan (1.41) ifodada $e(t)$ kuchlanish $U_n(t)$ qoʻshiluvchi bilan toʻldirilgan boʻlishi kerak. Undan keyin (1.43) va (1.44) kabi oʻzgartirishlarni bajarib, $i_{NCH}(t)$ tokning hamma spektral tashkil etuvchilarini topamiz.

Tahlilni davom ettirish uchun 1.20, a - rasmdagi ketma-ket ekvivalent sxemani 1.20, b - rasmdagi parallel sxemaga oʻzgartirish maqsadga muvofiq. Parallel ekvivalent sxemada $i_{NCH}(t)$ tokning har

bir spektral tashkil etuvchilari uchun garmonikalarning faqat bittasini o'tkazuvchi (kuchsizlantirmasdan) alohida filtrli zanjir qo'llanilgan.

Generatorning $e(t)$ kuchlanishi 1.20, a - rasmdagi kabi C_{NCH} ga bevosita berilgan bo'lib qoladi, $2\omega_1, 3\omega_1, \dots$ chastotali toklar esa C_{NCH} nohiziqliligi tufayli tashqi zanjirda qisqa tutashadi va bunda ω_1 chastotali generator uchun hech qanday yuklamani sodir etmaydi. Faqatgina yuklama konturga ega bo'lgan zanjir bundan mustasno. Konturda tokning n -garmonikasi hosil qilgan kuchlanishning pasayishi $e(t)$ bilan ketma-ket C_{NCH} ga ta'sir etadi.

Ko'paytirgich sxemasidagi tokning spektral tashkil etuvchilarini va energetik nisbatlarini aniqlashni chastotani 2 ga ko'paytirish misolida ko'rib chiqaylik.

Savolning prinsipial tomonini aniqlash uchun masalani quyidagi taxmin bilan yengillashtiramiz. Varaktorning volt-kulon tavsifnomasi ishlatilayotgan qismida polinomning ikkinchi darajasi bilan qoniqarli approksimatsiyalansin. U holda ikkinchi garmonika I_2 tokining amplitudasi faqat qatorning kvadratik tashkil etuvchisi orqali aniqlanadi.

(1.43) ifodada $e(t)$ o'rniga $e(t)+U_n(t)=E\cos\psi_1(t)+U_2\sin\psi_2(t)$ yig'indini qo'yib, sodda trigonometrik o'zgartirishlardan keyin quyidagini olamiz:

$$2\epsilon_2[e(t)+U_n(t)][e'(t)+U'_n(t)]=- \epsilon_2\omega_1 E^2\sin(2\omega_1 t+2\theta_1)+\epsilon_2\omega_1 E U_2\cos\cdot (\omega_1 t+\theta_1)+3\epsilon_2\omega_1 E U_2\cos(3\omega_1 t+3\theta_1)-2\epsilon_2\omega_1 U_2^2\sin(4\omega_1 t+4\theta_1). \quad (1.46)$$

Ekvivalent sxemaning "bo'sh" zanjirlari orqali qisqa tutashadigan $3\omega_1$ va $4\omega_1$ chastotali toklar quvvat sarflamaydi va e'tiborga olinmasa ham bo'ladi.

(1.46) ifodaning o'ng qismidagi birinchi qo'shiluvchisi (1.43) ifoda bilan mos kelib, $\omega_r=2\omega_1$ rezonans chastota yuklamali konturga ega zanjirning tokini aniqlaydi. Bu tokning amplitudasi:

$$I_{\omega_2}=b_2\omega_1. \quad (1.47)$$

R rezistorda ajralib chiqadigan quvvat esa:

$$P_{\omega_2} = \frac{I_{\omega_2}^2 R}{2} = \frac{b_2^2 \omega_1^2}{2} E^4 R. \quad (1.48)$$

(1.46) ifodaning o'ng qismidagi ikkinchi qo'shiluvchi $e(t)$ generatorni yuklovchi asosiy chastota ω_1 tokini aniqlaydi, uning amplitudasi (1.47) ifodani hisobga olgan holda quyidagiga teng:

$$I_{\omega_1} = b_2 \omega_1 E U_2 = b_2 \omega_1 E I_{\omega_2} R = b_2^2 \omega_1^2 E^3 R. \quad (1.49)$$

Shunga asosan, $e(t)$ generatoridan olinadigan quvvat

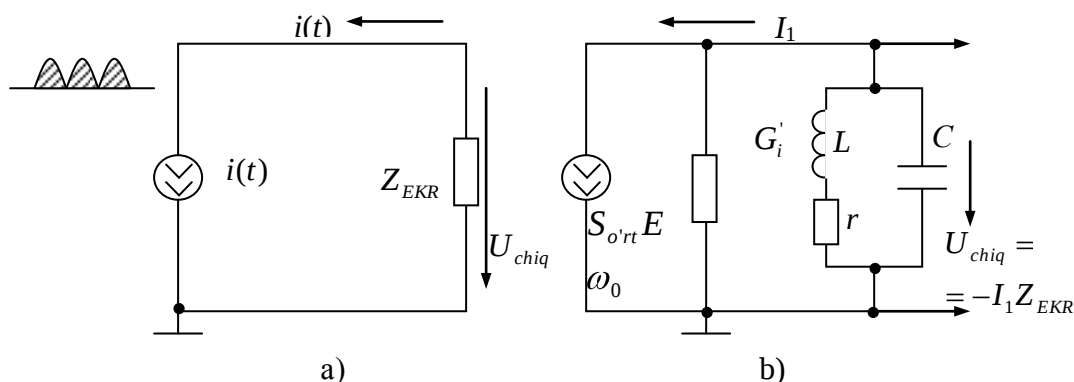
$$P_{\omega_1} = \frac{I_{\omega_1} E}{2} = \frac{b_2^2 \omega_1^2 E^4}{2} R$$

(1.48) va (1.49) ifodalarni solishtirish $P_{\omega_1} = P_{\omega_2}$ ekanligini ko'rsatadi.

Kirish tebranishining E amplitudasi ko'payganda, va u bilan bog'liq (1.36) qatorning ancha yuqori darajali tashkil etuvchilari ta'sirining o'sib borishi bilan tok $i_{NCH}(t)$ spektrining strukturasi ko'payadi, lekin P_{ω_1} va P_{ω_2} o'rtasidagi nisbat avvalgidek qoladi.

$P_{\omega_1} = P_{\omega_n}$ tengligida C_{NCH} quvvatli sig'im elementiga ega chastota ko'paytirgichining 1.21-rasmdagi tranzistorli inersiyasiz ko'paytirgichdan prinsipial farqi namoyon bo'ladi.

Tranzistorli ko'paytirgichda ω_1 chastotali kirish signali manbasi kollektor tokini boshqaradi xolos, $n\omega_1$ chastotali tebranish energiyasi esa kollektor zanjiridagi o'zgarmas tok manbasidan beriladi.



1.21-rasm. Kuchaytirgich chiqish zanjirining umumiy ekvivalent sxemasi:
 a) tokni kesish rejimida; b) impuls tokning 1-garmonikasi uchun.

Sxemada Z_{EKR} – toklar rezonansida parallel konturning ekvivalent qarshiligi.

Varaktorli ko‘paytirgichda energiyaning yagona manbasi ω_1 chastotali generator hisoblanadi, to‘plovchi vazifasini bajaradigan nochiziqli C_{NCH} sig‘imga energiyanı berib, undan esa energiya $n\omega_1$ chastotali tebranishga qayta uzatiladi.

Varaktordagi yo‘qotishlarni e‘tiborga olmagan holda ko‘paytirgich foydali ish koeffitsienti 1 ga teng. Real qurilmada esa varaktorning xususiy qarshiligi va moslovchi zanjirlardagi yo‘qotishlar hisobiga FIK 60–70% tashkil etadi.

2. Garmonik tebranishlarni generatsiyalash va tebranish tizimlari

2.1. Avtogeneratorlarda tebranishlarning vujudga kelishi

Avtogenerator o‘zgarmas yoki o‘zgaruvchan tokning elektr energiyasini talab qilingan chastota va shakldagi tebranishlar energiyasiga o‘zgartirib elektr tebranishlarni ishlab chiqaradi.

Sxemasi va mo‘ljallanganidan qat’iy nazar, avtogenerator elektr manbasi, kuchaytirgich va teskari aloqa (musbat) zanjirga ega bo‘lishi kerak.

Avtogeneratorlarni tahlil qilish va hisoblashda ikki asosiy vazifa tug‘iladi:

1) qaysi sharoitda teskari aloqali qurilma turg‘unligini yo‘qotadi, ya’ni o‘z-o‘zidan qo‘zg‘aladi;

2) statsionar rejimda avtotebranishlarning amplitudasi va chastotasini aniqlash.

Avtogeneratorlardagi jarayonlarni o‘rganishni 2.1-rasmdagi qurilmadan boshlaylik. U transformator aloqali avtogenerator deb ataladi. Tebranish tizimi sifatida bu sxemada LCR -kontur xizmat qiladi. Qurilmada qaysidir usul bilan kichik tebranishlar qo‘zg‘atilgan bo‘lsin.

Agar u kondensatordagi kuchlanish (shuningdek, elektron asbobning elektrodida ham) bo‘lsa, Kirxgofning ikkinchi qonuniga asosan bu tizimni ko‘rsatuvchi quyidagi differensial tenglamani tuzish mumkin:

$$LC \frac{d^2 u}{dt^2} + RC \frac{du}{dt} + u = \pm M \frac{di}{dt}, \quad (2.1)$$

bunda i – teskari aloqa zanjiridagi tok.

O‘ng tomondagi ishora L va L_a qaysi usulda (qarama-qarshi yoki moslashgan) ulanishiga bog‘liq. Boshqaruvchi u kuchlanishni shu qadar kichik deb hisoblaylikki, unda elektron asbobning chiqish signali boshqaruvchi kuchlanishga chiziqli bog‘liq bo‘lgan boshqariladigan tok manbasi bilan to‘liq aniq almashtirilishi mumkin bo‘lsin:

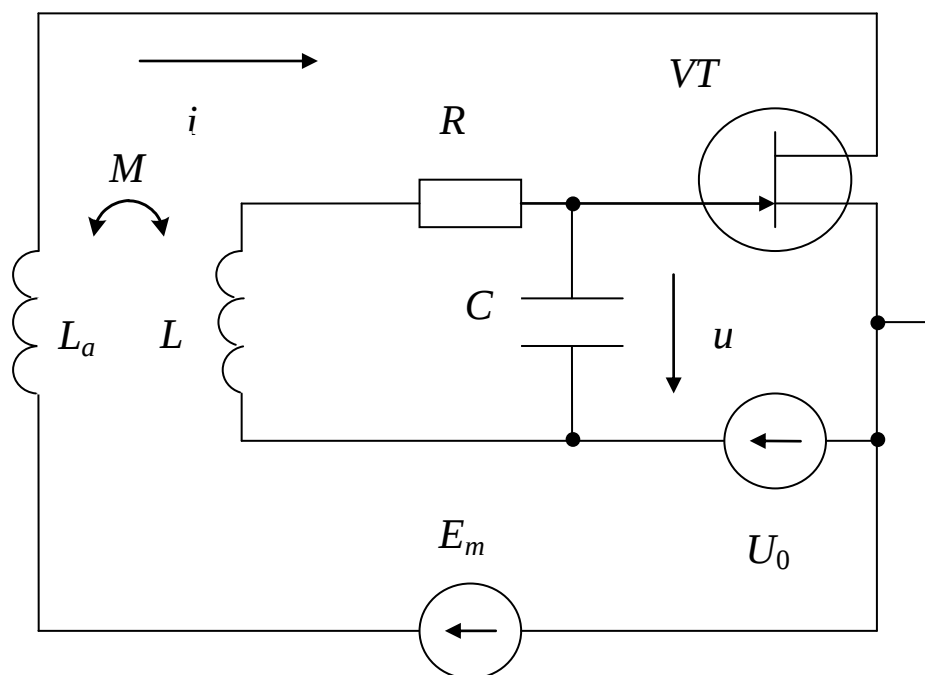
$$i = i_0 + S_{dif} u, \quad (2.2)$$

bunda i_0 – tokning o‘zgarmas tashkil etuvchisi;

S_{dif} – o‘zgarmas ish nuqtasidagi VAT qiyaligi.

(2.1) va (2.2) ifodalarni birlashtirib, tizimning quyidagi tenglamasini olamiz:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} \mp \frac{MS_{dif}}{LC} \right) \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0 \quad (2.3)$$



2.1-rasm. Transformator aloqali avtogenerator.

bunda $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – yo‘qotishlarsiz konturning xususiy tebranishlar chastotasi.

O‘zaroinduktivlik M koeffitsientini tanlaganda koeffitsientni du/dt hosilada o‘zgartirish mumkin. Bu koeffitsientning ishorasi va qiymatini bunday dinamik tizimda erkin tebranishlar xarakterini aniqlaydi.

Agar (2.1) va (2.2) ifodalarda yuqori ishoralar olinsa, teskari aloqa hisobiga regeneratsiya kuzatiladi. Agar M kattalik kritik qiymatga erishsa, u holda

$$M_{kr} = RC/S_{dif} = 1/\omega_0 Q S_{dif} \quad (2.4)$$

bunda Q – regeneratsiyani hisobga olmaganda konturning asilligi bo‘lsa, u holda (2.3) ifoda yo‘qotishlarsiz ideal tebranish tizimiga xos ko‘rinishga keladi:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega_0^2 u = 0.$$

$M > M_{kr}$ holatda qurilma turg‘unlikni yo‘qotadi.

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[\frac{MS_{dif}}{LC} - \frac{R}{L} \right] > 0$$

parametrni kiritib,

$$\frac{d^2 u}{dt^2} - 2\alpha \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0$$

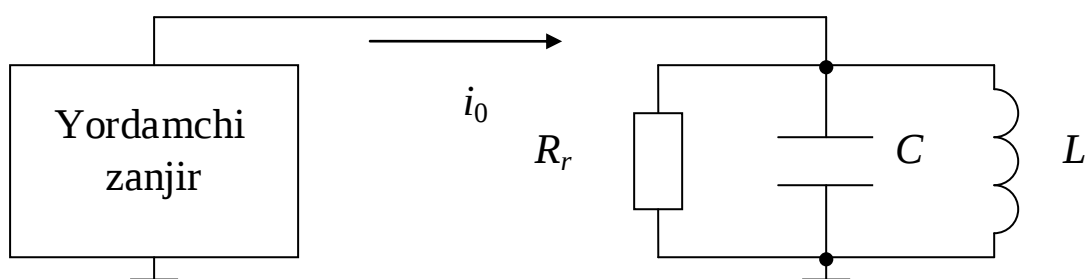
differensial tenglamani olamiz, uning yechilishi vaqt bo‘yicha o‘sib boruvchi eksponensial amplitudali garmonik tebranishni ko‘rsatadi:

$$u(t) = Ae^{\alpha t} \cos \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} t + Be^{\alpha t} \sin \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} t \quad (2.5)$$

(A va B – boshlang‘ich shartlarga bog‘liq bo‘lgan o‘zgarmas kattaliklar). Amalda har doim $\alpha \ll \omega_0$ va (2.5) ifodaga binoan chiziqli rejimda vujudga keladigan avtotebranishlarning to‘ldirish chastotasi konturning xususiy tebranishlari chastotasiga yaqin bo‘ladi.

2.2. Tebranishlarning vujudga kelishi va o'sib borishi shartlari

Tebranish konturida tashqi ta'sirlar natijasida (masalan, elektr manbasini ulaganda) ko'p spektrli tebranishlar vujudga keladi. Kontur rezonans xususiyatlariga muvofiq rezonans chastotaga yaqin chastotali tebranishlar katta amplitudaga erishadi. Yordamchi zanjirdan (2.2-rasm) energiyani kiritish hisobiga konturda yo'qotishlarni qayta qoplash sodir bo'ladi, ya'ni beriladigan energiya yo'qotishlar energiyasidan ko'p bo'ladi va tebranishlar amplitudasi tizimning rezonans chastotasida o'sib boradi.



2.2-rasm. Yordamchi zanjirli parallel tebranish konturi.

Tebranishlar amplitudasi o'sib borishi bilan yordamchi zanjirning noxizirligi sababli, beriladigan energiyaning ortishi yo'qotishlar energiyasining ortishiga nisbatan sekinlashadi. Agar kiritilgan energiya yo'qotishlar energiyasiga teng bo'lsa, tizimda statsionar rejim o'rnatiladi

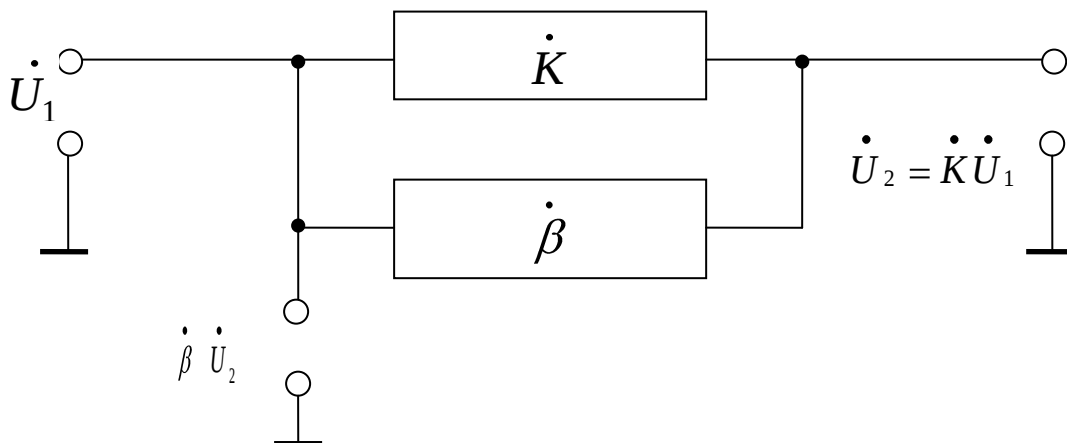
Statsionar rejimda tebranish amplitudasi va chastotasini aniqlash mumkin. Kompleks kuchaytirish

$$\dot{K} = Ke^{j\varphi_k}$$

koeffitsientli kuchaytirgich va kompleks uzatish

$$\dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_\beta}$$

koeffitsientli musbat teskari aloqa asosida yig'ilgan generatorni (2.3-rasm) ko'rib chiqaylik.



2.3-rasm. Musbat teskari aloqali generator struktura sxemasi.

Kuchaytirgich kirishida ω_0 chastotali va U_1 amplitudali garmolik tebranish mavjud bo'lsin. Bu tebranishni qo'llab turish uchun butun zanjirni ($\dot{K}$ va $\dot{\beta}$) aylanib chiqqanidan keyin kirishga xuddi shu chastotali, fazali va amplitudali tebranishni berish lozim. Bunga quyidagi shart mos keladi:

$$\dot{\beta} \dot{U}_2 = \dot{\beta} \dot{K} \dot{U}_1 = \dot{U}_1 \text{ yoki } \dot{\beta} \dot{K} = 1 \quad (2.6)$$

(2.6) ifodani $\beta e^{j\varphi_\beta} \cdot K e^{j\varphi_K} = 1$ ko'rinishida yozib, quyidagiga kelimiz:

$$\beta(U_0)K(U_0)=1, \quad (2.7)$$

$$\varphi_\beta(\omega_0)+\varphi_K(\omega_0)=2\pi k, k=0,1,2,\dots \quad (2.8)$$

(2.7) shart amplitudalar muvozanati sharti hisoblanadi: tebranishlar statsionar amplitudasida kuchaytirgich va teskari aloqa zanjiridan iborat halqani aylanib chiqqandagi generatsiya chastotasida to'liq kuchaytirish ko'effitsienti 1 ga teng. Amplitudalar balansi shartidan generatsiyalanuvchi tebranishlar amplitudasi aniqlanadi.

(2.8) shart fazalar muvozanati sharti deyiladi va quyidagicha tariflanadi: avtotebranishlarning statsionar rejimida fazalarning to'liq siljishi 2π ga teng yoki karralidir. Fazalar balansi shartidan generatsiyalanuvchi ω_0 chastota aniqlanadi.

2.3. Tebranish konturlarida majburiy tebranishlar

Soʻnmas tebranishlarni olish uchun kontur energiyasining zaxirasini uzluksiz toʻldirib turish zarur. Shuning uchun kontur oʻzgaruvchan tor generatoriga ulanadi. Konturda hosil boʻladigan soʻnmas tebranishlar majburiy tebranishlar deb ataladi. Generator chastotasi bilan konturning xususiy chastotasi teng boʻlganda konturda juda katta amplitudali tebranishlar vujudga keladi va bu hodisa rezonans deyiladi. Tashqi manbaga konturning induktivlik gʻaltagi L va kondensatori C ulanish turiga qarab rezonans ikki turga boʻlinadi: ketma-ket yoki kuchlanishlar rezonansi va parallel yoki toklar rezonansi.

Kuchlanishlar rezonansi. Ketma-ket rezonansning vujudga kelishini koʻrib chiqaylik. Konturda energiya yoʻqotishlarini hisobga oluvchi aktiv R qarshilikni, tahlilni yengillashtirish uchun sxemada alohida element koʻrinishida tasvirlanadi (2.4-rasm). Konturning toʻliq qarshiligi:

$$Z_K = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \quad (2.9)$$

Ketma-ket konturda induktiv sigʻim qarshiliklari tenglashgan holatdagi rejim *kuchlanishlar rezonansi* deyiladi (2.5-rasm).

$\omega L = 1/(\omega C)$ tengligidan $\omega^2 LC = 1$ yoki $f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ ni olamiz.

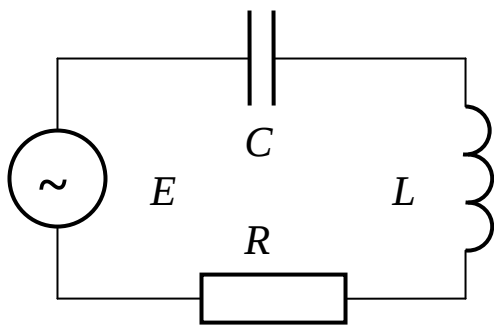
Konturning kuchlanishlar rezonansidagi umumiy qarshiligi minimal, faqat aktiv boʻladi va yoʻqotishlar qarshiligi orqali aniqlanadi:

$$Z_{k,r} = R. \quad (2.10)$$

Uch holat uchun vektor diagrammalarini quramiz (2.6-rasm):

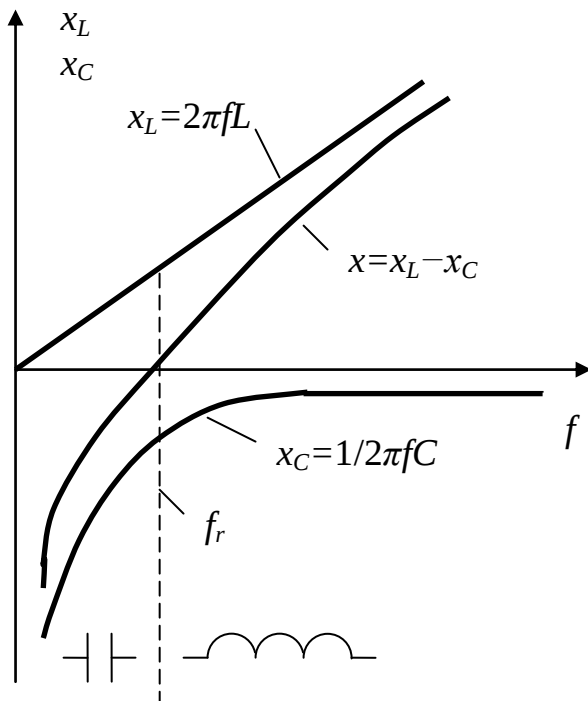
$\omega_g = \omega_0$; $\omega_g < \omega_r$; $\omega_g > \omega_r$.

Rasmdan koʻrinib turibdiki, a) holatda tok vektori konturda EYUK vektori fazasi bilan mos tushadi, yaʼni rezonans momentida konturning umumiy qarshiligi aktiv xarakterga ega, b) holatda tok vektori kuchlanish vektorini ilgarilabketadi, c) holatda esa kuchlanish vektoridan ortda qoladi, bu esa mos ravishda sigʻim va induktivlik qarshiligi uchun xarakterli hisoblanadi.



2.4-rasm. Ketma-ket kontur sxemasi.

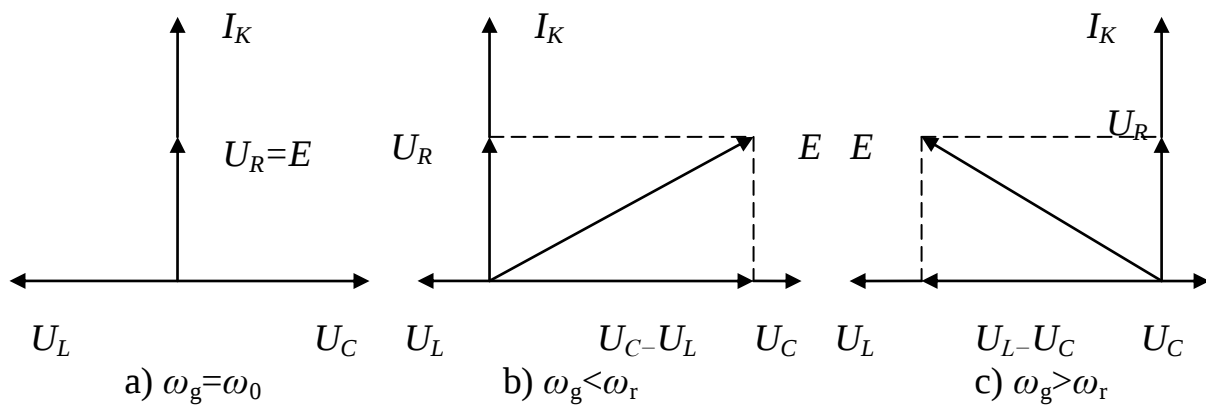
2.5-rasm. Kontur reaktiv qarshiliklarining chastotaga bog'liqligi.



Konturdagi tok rezonansda maksimal bo'lib, quyidagi ifoda orqali aniqlanadi:

$$I_k = E/R. \quad (2.11)$$

Shunday qilib, generator kuchlanishi E aktiv R qarshilikda kuchlanishning tushishiga teng. Rezonans momentida konturdagi katta tok induktivlik va sig'im qarshiliklarida generator kuchlanishidan Q marta katta bo'lgan kuchlanishlarni vujudga keltiradi:



2.6-rasm. Ketma-ket konturning vektor diagrammalari.

$$U_L = I_r x_L = \frac{E}{R\omega_r L}; \quad U_C = I_r x_C = \frac{E}{R} \cdot \frac{1}{\omega_r C};$$

$$\frac{U_L}{E} = \frac{E\omega_r L}{RE} = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{\rho}{R} = Q; \quad \frac{U_C}{E} = \frac{E}{R\omega_r CE} = \frac{1}{R\omega_r C} = \frac{\rho}{R} = Q;$$

$$U_L = U_C = EQ.$$

Konturning asilligi Q qancha katta bo'lsa, rezonansda kuchlanish shuncha marta ko'payadi. Katta qiymatli U_L va U_C kuchlanishlar konturda tebranishlar sodir bo'lish jarayonida energiya doimiy yig'ilib borishi hisobiga olinadi. Ularning amplitudasi generator berayotgan energiya kontur aktiv qarshiligidagi yo'qotishlar energiyasiga teng bo'lmaguncha o'sib boradi. Undan keyin konturda katta tok va kuchlanish bilan tavsiflanuvchi quvvatli tebranishlar sodir bo'ladi, generator esa faqat energiya yo'qotishlarini qoplash uchun kichik quvvat sarflaydi.

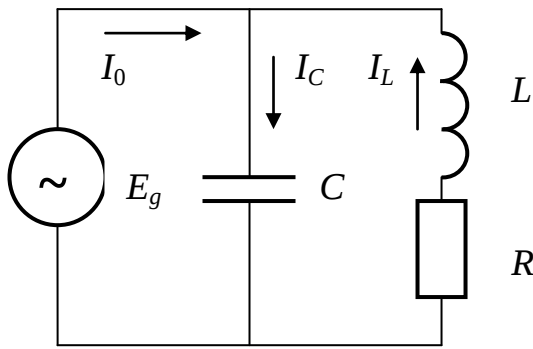
Toklar rezonansi. Parallel ulangan induktivlik g'altagi, kondensator va generatordan iborat parallel tebranish kontur sxemasi 2.7-rasmda ko'rsatilgan. Bunday zanjirda $f_g = f_0 = f_r$ holatda vujudga keluvchi rejim toklar rezonansi deb ataladi. Bu holatda kondensatorning sig'im qarshiligi va g'altakning induktivlik qarshiligi son jihatdan teng bo'ladi: $x_L = x_C$.

Faraz qilaylik, $R \ll \omega_0 L$ bo'lsin, ya'ni konturni ideal deb hisoblaylik. U holda $E_g = U_C = U_L$ bo'ladi. Sig'im va induktiv zanjirlar orqali generator kuchlanishi ta'sirida toklar oqib o'tadi. Bu toklarning generator chastotasiga bog'liqligi 2.8-rasmda ko'rsatilgan:

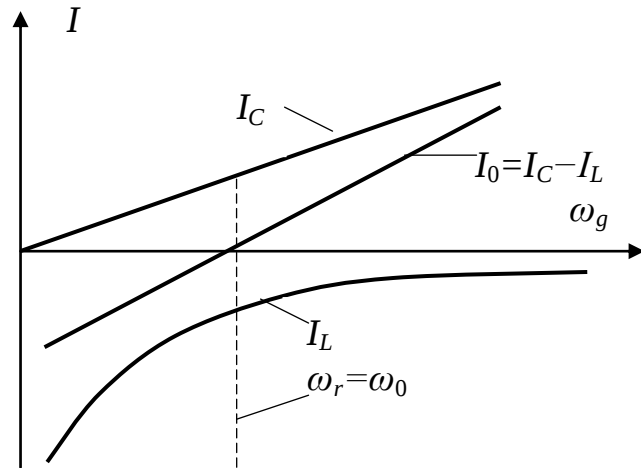
$$I_C = \frac{E_g}{1/\omega_0 C} = \frac{E}{\rho}, \quad (2.12)$$

$$I_L = \frac{E_g}{\omega_0 L} = \frac{E}{\rho}. \quad (2.13)$$

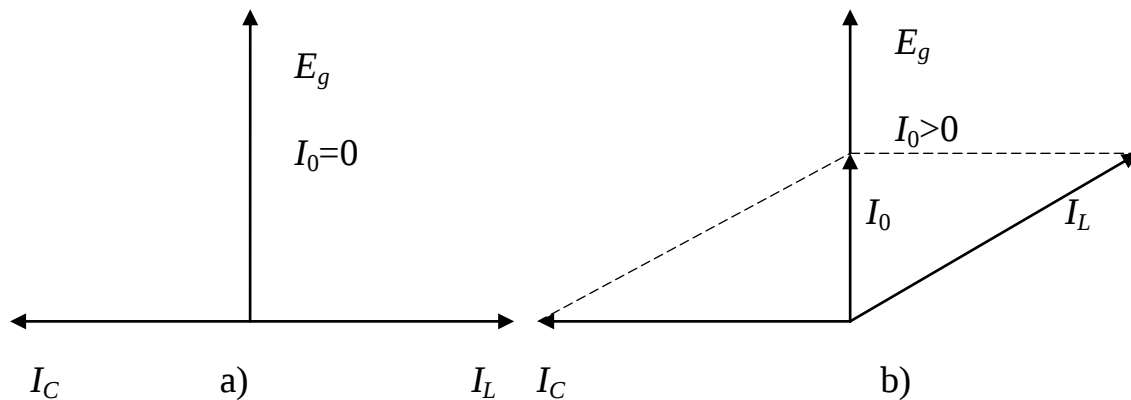
Kondensator va induktivlik g'altagi orqali o'tuvchi toklar qarama-qarshi yo'nalishli, shuning uchun Kirxgoffning birinchi qonuniga asosan umumiy zanjirdagi tok I_0 bu ikki tokning farqiga teng bo'ladi: $I_0 = I_C - I_L$.



2.7-rasm. Parallel tebranish konturi.



2.8-rasm. Parallel konturda toklarning generator chastotasiga bog‘liqligi.



2.9-rasm. Parallel konturda toklarning vektor diagrammalari:
a) ideal konturda: b) real konturda.

Rezonans momentida (2.12) va (2.12) ifodalarga asoslanib, kontur cheksiz katta qarshilik ko‘rsatadi. Real konturda har doim yo‘qotishlar mavjud bo‘lib, ular ko‘proq induktiv zanjirga tegishli, shu sabab $I_L < I_C$, $I_0 \neq 0$.

2.9-rasmda parallel kontur uchun toklar vektor diagrammalari ko‘rsatilgan.

Rezonans momentida parallel konturning qarshiligi faqat aktiv bo‘ladi, chunki konturdagi kuchlanish va zanjirning tarmoqlanmagan qismidagi tok faza bo‘yicha mos keladi. Qarshilikning qiymati quyidagiga teng:

$$Z_{k,r} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{1}{\omega_0 C} \sqrt{R^2 + \omega_0^2 L^2}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}\right)^2}} = \frac{\frac{1}{\omega_0 C} \omega_0 L}{R} = \frac{L/C}{R}.$$

Suratdagi R^2 kattalikni hisobga olmasa ham bo‘ladi, chunki u $\omega_0 L$ dan o‘n va yuz marotaba kichik, ularning kvadrati esa o‘n ming martagacha farq qiladi.

$\omega_0 L = 1/\omega_0 C = \rho = \sqrt{L/C}$ va $Q = \rho/R$ ni hisobga olib, $Z_{k,r} = \rho^2/R = \rho Q$ ekanligini aniqlaymiz.

Odatda, radiotexnik qurilmalarda qo‘llaniladigan konturlarning asilligi juda yuqori – bir necha o‘n yoki yuzga teng, xarakteristik qarshilik – bir necha yuz Ohmni tashkil etadi, shuning uchun konturning qarshiligi rezonansda bir necha mingdan yuz ming Ohmgacha oraliqda bo‘ladi.

Rezonans momentida parallel konturning sig‘im va induktiv zanjirlarni umumiy o‘tkazgichida toklar nisbati quyidagicha bo‘ladi:

$$I_0 = E/Z_{k,r} = ER/\rho^2; \quad I_C = \frac{E}{1/\omega_0 C} = \frac{E}{\rho}; \quad I_L = \frac{E}{\omega_0 L} = \frac{E}{\rho};$$

$$\frac{I_C}{I_0} = \frac{E\rho^2}{\rho ER} = \frac{\rho}{R} = Q; \quad \frac{I_L}{I_0} = \frac{E\rho^2}{\rho ER} = \frac{\rho}{R} = Q.$$

Shunday qilib,

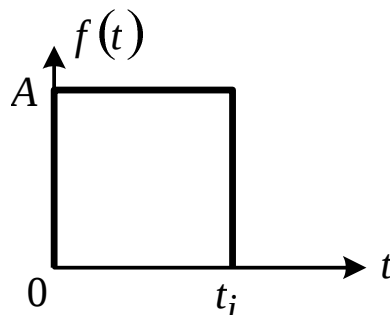
$$I_C/I_0 = I_L/I_0 = Q. \quad (2.14)$$

Bu holatda parallel konturning asilligi rezonansda xar bir tarmoqdagi tok manba zanjiridagi tokdan necha marta kattaligini ko‘rsatadi.

Ketma-ket konturda rezonansda generator toki maksimal, parallel konturda esa minimal bo‘lib, konturdagi energiya yo‘qotishlarni qoplash uchun sarflanadi.

2.4. Tebranish konturlarida o'tish jarayonlari

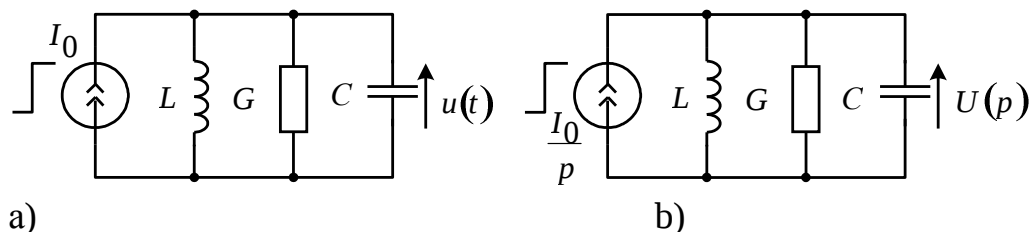
Tebranish konturlari radiotexnik qurilmalarning ancha qismini tashkil qiladi. Ular turli xil funksiyalarni bajarishi mumkin: masalan, videoimpulslar ketma-ketligidan garmonik tebranishlarni ajratib olish, o'rnatilgan davomiylikda to'g'riburchakli impulslarni shakllantirish va hokazolarda ishlatiladi. Amaliyotda konturga to'g'riburchakli impuls ta'sir etishi ko'p hollarda uchraydi (2.10-rasm).



2.10-rasm. To'g'riburchakli impuls.

$t_i \geq t_{o'rn}$ deb faraz qilaylik, unda $t_i \geq t \geq +0$ da konturda o'tish tebranishlari rejimi kuzatilishini, $t > t_i$ momentidan boshlab esa reaktiv elementlar zaxiralab olgan energiya hisobiga erkin tebranishlarni ko'rish qiyin emas. Bu ikkala holatni parallel kontur misolida ko'rib chiqamiz.

Parallel konturda o'tish jarayoni (tebranish). Mustaqil boshlang'ich shartlar (kondensatordagi kuchlanish va induktivlik orqali o'tuvchi tok) holatidagi parallel konturga $t=0$ momentda I_0 qiymatli tok pasayishi ta'sir qilayotgan bo'lsin. Konturdagi reaksiyani – kuchlanishning vaqtga bog'liqligi aniqlansin (2.11, a - rasm).



2.11-rasm. Parallel tebranish konturi (a) va uning ekvivalent operatorli almashtirish sxemasi (b).

$u(t)$ ni aniqlash uchun ekvivalent operatorli almashtirish sxemasidan foydalanamiz (2.11, b - rasm). Undan $U(p)$ ni aniqlaymiz:

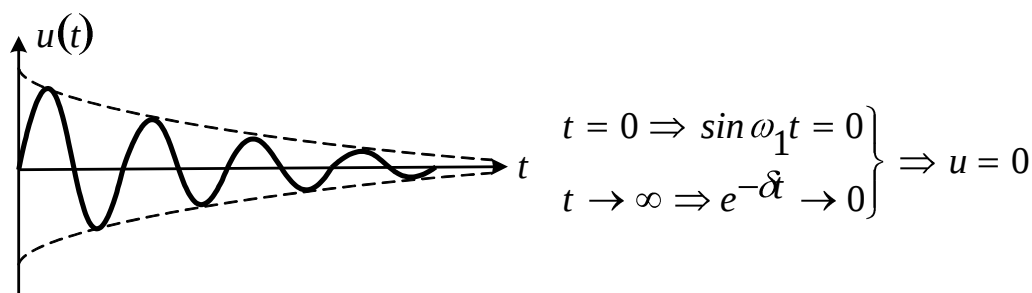
$$U(p) = I_0 Z(p) = \frac{I_0}{p \left(\frac{1}{pL} + G + pC \right)} = \frac{I_0}{p^2 C + pG + \frac{1}{L}} = \frac{I_0}{C(p^2 + 2\delta p + \omega_0^2)},$$

bunda $\delta = \frac{G}{2C}$ – soʻnish koeffitsienti; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – xususiy soʻnmas tebranishlarning chastotasi.

Mos koeffitsientlar aniqlagandan soʻng quyidagini olamiz:

$$U(p) = u(t) = \frac{I_0}{\omega_1 C} e^{-\delta t} \cdot \sin \omega_1 t, \quad (2.15)$$

bunda $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ – xususiy soʻnuvchi tebranishlar chastotasi. Bu jarayonning grafigi 2.22-rasmda koʻrsatilgan.



2.22-rasm. Parallel konturda oʻtish jarayoni.

Tebranish konturlarida oʻtish jarayonlarining rejimlari. (2.15) ifoda konturdagi kuchlanish uchun pogʻonali taʼsir etgan holatda olingan edi. Jarayonni oʻrganish qulay boʻlishi uchun δ soʻnish koeffitsienti va ω_1 chastotani asillik orqali ifodalaymiz:

$$\delta = \frac{G}{2C} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} = \frac{\omega_0}{2Q} \Rightarrow \omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}.$$

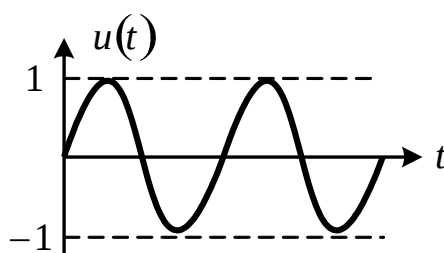
δ kattalik (yoki asillik Q) ga bogʻliq holda tebranishlarni toʻrtta rejimga ajratamiz: tebranish, kvazitebranish, kritik va aperiodik.

a) tebranish rejimi; bu rejim yo‘qotishlarsiz konturda (ideal konturda) sodir bo‘ladi: $\delta=0 \text{ } Q \rightarrow \infty \Rightarrow \omega_1 = \omega_0$, ya’ni faqat nazariy holatlarda.

(2.15) ifoda quyidagi ko‘rinishga kelai:

$$u(t) = \frac{I_0}{\omega_0 C} \sin \omega_0 t = U_m \sin \omega_0 t. \quad (2.16)$$

Olingan natijaning grafigi 2.23-rasmida ko‘rsatilgan.

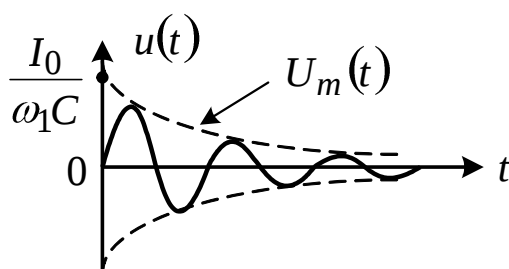


2.23-rasm. Tebranish rejimi grafigi.

b) kvazitebranish rejimi; bu rejim juda ko‘p hollarda qo‘llaniladi. U $\delta < \omega_0 \text{ } Q > 0,5$ bo‘lganda sodir bo‘ladi. Rejimning grafigini qurish uchun quyidagi ifodadan foydalanamiz:

$$u(t) = \frac{I_0}{\omega_1 C} e^{-\delta t} \cdot \sin \omega_1 t = U_m(t) \sin \omega_1 t, \quad (2.17)$$

bunda $U_m(t) = \frac{I_0}{\omega_1 C} e^{-\delta t}$ – eksponensial qonun bo‘yicha so‘nib boruvchi kuchlanishning amplitudasi.



2.24-rasm. Kvazitebranish rejimi grafigi.

Kuchlanish amplitudasi o'z maksimal qiymatining 5% dan kichik bo'lishi shartidan, o'tish tebranishlar davomiyligi aniqlanishi mumkin, ya'ni:

$$e^{-\delta t} \leq 0,05,$$

undan esa

$$\delta t_{o'm} \geq 3 \Rightarrow t_{o'm} \geq \frac{3}{\delta} = \frac{Q}{f_0} = \frac{1}{2\Delta f}. \quad (2.18)$$

(2.18) dan xulosa qilish mumkinki, kontur asilligi Q qancha yuqori bo'lsa (yoki o'tkazish kengligi $2\Delta f$ qancha kam bo'lsa), o'tish jarayoni shuncha uzoq davom etadi. So'nuvchi tebranishlar chastotasi $\omega_1 < \omega_0$, lekin bu tafovut juda kichik. Haqiqatda o'rtacha ($Q \approx 10-100$) asillikda, misol uchun $Q=10$ da quyidagiga egamiz:

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4 \cdot 10^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - 0,0025} \approx \omega_0. \quad (2.19)$$

d) kritik rejim; bu rejim $\delta = \omega_0$ ($Q=0,5$) holda sodir bo'ladi. Unda $\omega_1=0$ bo'lib, 0/0 noaniqlik hosil bo'ladi. Uni quyidagicha yechamiz:

$$\lim_{\omega_1 \rightarrow 0} \frac{\sin \omega_1 t}{\omega_1 t} = \frac{\omega_1 t}{\omega_1} = t.$$

$u(t)$ uchun ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:

$$u(t) = \frac{I_0}{C} t \cdot e^{-\delta t}. \quad (2.20)$$

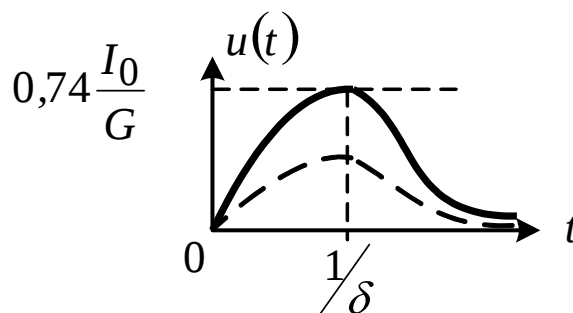
Ekstremal nuqtalarni quyidagi shartdan aniqlaymiz:

$$\frac{I_0}{C} (-\delta_{max} - \delta_{max} e^{-\delta_{max} t}) = 0 \Rightarrow t_{max} = \frac{1}{\delta},$$

bu holda

$$u_{\max} \approx \frac{I_0}{C \cdot \delta \cdot e} \approx 0,74 \frac{I_0}{G}.$$

Kritik rejimdagi kuchlanish grafigi 2.25-rasmda ko'rsatilgan.



2.25-rasm. Kritik rejim grafigi.

e) aperiodik rejim; bunday rejim $\delta > \omega_0$ ($Q < 0,5$) da sodir bo'ladi. Undan esa ω_1 kompleks shaklda bo'ladi va fizik ma'noga ega bo'lmashligi kelib chiqadi. Kuchlanish grafigi bu rejimda kritik rejimdagiga qaraganda pastroq bo'ladi (2.25-rasmda uzlukli chiziqda ko'rsatilgan).

Xulosa qilib shuni aytish mumkinki, kontur asilligini o'zgartirib borib (masalan, shuntlovchi qarshilik yordamida), tebranish jarayonining davomiyligi va ko'rinishini o'zgartirish mumkin.

2.5. Garmonik ta'sir ostida parallel konturdagi o'tish tebranishlari

Nollik boshlang'ich shartlarda bo'lgan ω_0 rezonans chastotali parallel konturga (2.26, a-rasm), $t=0$ momentda chastotasi ω_0 bilan mos keluvchi garmonik tebranish ta'sir qilayotgan bo'lsin:

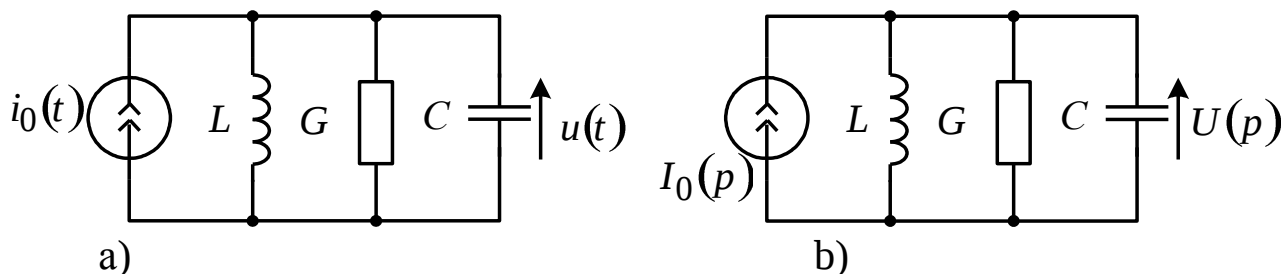
$$i_0 = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ I_{m_0} \cos \varphi_0 t, & t \geq 0 \end{cases}$$

Konturda kuchlanish o'zgarishining qonunini aniqlash lozim.

Masalani operator shaklda yechamiz, shuning uchun 2.26, b-rasmdagi ekvivalent sxemaga o'tamiz.

$i_0(t)$ ta'sir toki operator shaklda quyidagicha aniqlanadi:

$$I_0 \overset{\sim}{=} I_{m_0} \frac{p}{p^2 + \omega_0^2}.$$



2.26-rasm. Garmonik ta'sir ostidagi parallel kontur (a) va uning ekvivalent sxemasi (b).

Konturning operatorli o'tkazuvchanligini aniqlaymiz:

$$Y \overset{\sim}{=} pC + G + \frac{1}{pL} = \frac{C}{p} \overset{\sim}{=} \frac{1}{\frac{p^2}{C} + 2\delta p + \omega_0^2},$$

bunda δ va ω_0 oldindan aniqlangan hisoblanadi.

Om qonuni bo'yicha operator shaklda quyidagiga egamiz:

$$U \overset{\sim}{=} \frac{I_0 \overset{\sim}{=}}{Y(p)} = \frac{I_{m_0}}{C} \cdot \frac{p^2}{\frac{p^2}{C} + 2\delta p + \omega_0^2}. \quad (2.21)$$

(2.21) ifoda uchun operator shaklidan vaqt mintaqasiga o'tish uchun zarur bo'lgan ifoda yo'qligi sababli, uni o'zgartirish kerak. Buning uchun yoyish teoremasi va noaniq koeffitsientlar usulidan foydalanish lozim. 4-tartibli to'g'ri kasrni ikkita 2-tartibli to'g'ri kasrlar yig'indisi ko'rinishda ifodalaymiz:

$$\frac{\frac{I_{m_0}}{C} p^2}{\frac{p^2}{C} + 2\delta p + \omega_0^2} = \frac{Ap + B}{p^2 + \omega_0^2} + \frac{Cp + D}{p^2 + 2\delta p + \omega_0^2}, \quad (2.22)$$

bunda A, B, C, D – aniqlanishi zarur bo‘lgan koeffitsientlar.

Agar (2.22) ifodani umumiy maxrajga keltirilsa, suratlardagi qavslar ochilsa va p ning bir xil darajalarida koeffitsientlarni tenglashtirilsa, u holda 4 noma'lumli 4 tenglamalar tizimini olamiz.

Tenglamalar tizimini yechib, quyidagilarni olamiz:

$$A = \frac{I_{m_0}}{G}; B = D = 0; C = -\frac{I_{m_0}}{G}.$$

Endi olingan ifodani quyidagicha yozish mumkin:

$$U \llbracket \varphi \rrbracket = \frac{I_{m_0}}{G} \left(\frac{p}{p^2 + \omega_0^2} - \frac{p}{p^2 + 2\delta p + \omega_0^2} \right) \quad (2.23)$$

va operator shaklidan qayta o'tishni qo'llash mumkin. Natijada asl ko'rinishga ega bo'lamiz:

$$u \llbracket \varphi \rrbracket = \frac{I_{m_0}}{G} \left(\cos \llbracket \varphi_0 t \rrbracket - \left(\cos \llbracket \varphi_1 t \rrbracket - \frac{\delta}{\omega_1} \sin \llbracket \varphi_1 t \rrbracket \right) e^{-\delta t} \right). \quad (2.24)$$

Kontur $\omega_1 \approx \omega_0$, $\frac{\delta}{\omega_1} = \frac{\delta}{\omega_0} = \frac{1}{2Q} \ll 1$ bo'lganda asillikka ega deb faraz qilib, va $\frac{\delta}{\omega_1} \sin \llbracket \varphi_1 t \rrbracket$ ko'paytmani juda kichik qiymatli bo'lgani uchun hisobga olmasdan quyidagiga kelimiz:

$$u \llbracket \varphi \rrbracket = \frac{I_{m_0}}{G} \llbracket -e^{-\delta t} \cos \llbracket \varphi_0 t \rrbracket \rrbracket. \quad (2.25)$$

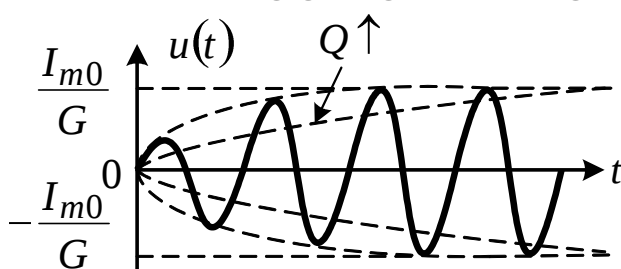
(2.25) dan kelib chiqqan holda, konturda garmonik kuchlanishning $\frac{I_{m_0}}{G}$ amplituda qiymatigacha o'rnatilish jarayoni bir onda emas, balki $\llbracket -e^{-\delta_o \tau_m} \rrbracket$ ko'paytuvchi orqali aniqlanadigan oxirgi vaqt mobaynida sodir bo'ladi.

Agar konturda tebranishlarning o'rnatilish jarayonini kuchlanish

o'zining maksimal qiymatining 95% dan ortig'iga yetganida tugallangan deb hisoblansa, u holda $t_{o'm}$ ni aniqlash mumkin:

$$1 - e^{-\delta t_{o'm}} \geq 0,95; \quad t_{o'm} \geq \frac{3}{\delta} = \frac{3 \cdot 2Q}{2\pi f_0} \approx \frac{Q}{f_0} = \frac{1}{2\Delta f}.$$

Ko'rinib turganidek, o'rnatilish vaqti konturning asilligiga bog'liq: asillik qancha yuqori bo'lsa, konturda o'tish jarayonlari shuncha uzoq davom etadi. 2-27-rasmda konturning turli asilliklarida o'tish tebranishlarning grafigi ko'rsatilgan.



2.27-rasm. Turli asilliklarda konturdagi o'tish tebranishlari.

Radiotexnik qurilmalarda (masalan, radioqabulqilgichda) parallel tebranish konturiga, odatda, to'g'riburchak og'uvchili radioimpuls ko'rinishida garmonik tebranishlar ta'sir etadi. Bunda konturdagi kuchlanish o'zining maksimal qiymatiga yetishi uchun quyidagi shart bajarilishi zarur: $t_i > t_{o'm} = 1/(2\Delta f)$. Undan esa radioimpulslar davomiyligini bilgan holda kontur minimal o'tkazish kengligini $2\Delta f_{min} \geq 1/t_i$, yoki uning asilligini $Q \leq f_0 t_i$ hisoblash mumkin.

2.6. Bog'langan konturlardan iborat tebranish tizimlari

Bog'langan konturlarning turlari. Turli chastotali tebranishlarni aniq ajratib olish uchun, ya'ni rezonans qiyaligining ortishiga bog'liq bo'lgan tanlovchanlikni yaxshilash uchun radiotexnik qurilmalarda yakka tebranish konturlari bilan bir qatorda bog'langan konturlar qo'llaniladi.

Orasida induktiv yoki elektrik bog'lanish mavjud bo'lgan ikki tebranish konturlaridan iborat elektrik zanjirni *bog'langan konturlar* deb atash qabul qilingan.

Bog'langan konturlarning asosiy ustunligi – yakka konturlarga

nisbatan ancha kichik qoplash koefitsienti va shunga binoan yuqori tanlovchanlikka ega ekanligi.

1. Induktiv (transformatorli) bog‘lanish. $L_1C_1R_1$ elementlardan iborat kontur birlamchi hisoblanadi, chunki u generatordan bevosita ta‘minlanadi (2.28, a-rasm). Ikkilamchi kontur $L_2C_2R_2$ energiyani birlamchi konturdan L_1 va L_2 g‘altaklar orasidagi M koefitsient orqali baholanadigan o‘zaro induksiya hisobiga oladi.

Bog‘lanish koefitsienti quyidagicha aniqlanadi:

$$K_b = M / \sqrt{L_1 L_2} . \quad (2.26)$$

2. Avtotransformatorli bog‘lanish. Bu bog‘lanish turida bog‘lanish elementi sifatida birlamchi kontur g‘altaning bir qismi xizmat qiladi (2.28, b-rasm). Birlamchi konturda oquvchi o‘zgaruvchan tok L_b g‘altagida kuchlanish pasayishini sodir etib, u ikkilamchi konturga ta‘sir etadi.

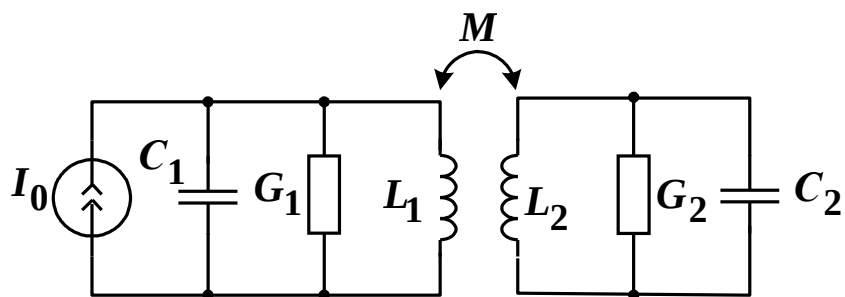
Bu sxema uchun bog‘lanish koefitsienti quyidagicha aniqlanadi:

$$K_b = L_b / \sqrt{L_b + L_1} . \quad (2.27)$$

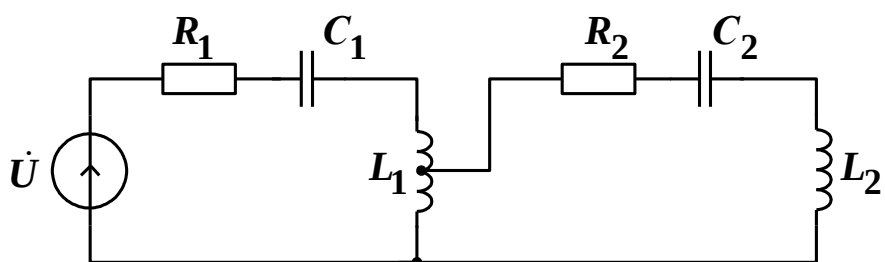
3. Ichki sig‘imli bog‘lanish. Konturlar orasidagi bog‘lanish C_b kondensator orqali amalga oshiriladi (2.28, c-rasm). Birlamchi kontur toki orqali C_b kondensatorda vujudga kelgan kuchlanish ikkilamchi konturda tebranishlarni hosil qiladi. Bog‘lanish sig‘imi qancha kichik bo‘lsa, sig‘im qarshiligi shuncha katta bo‘ladi va ikkilamchi konturga katta kuchlanish beriladi. Demak, C_b kamaygani sari bog‘lanish kuchayib boradi:

$$K_b = \sqrt{C_1 C_2 / C_b} . \quad (2.28)$$

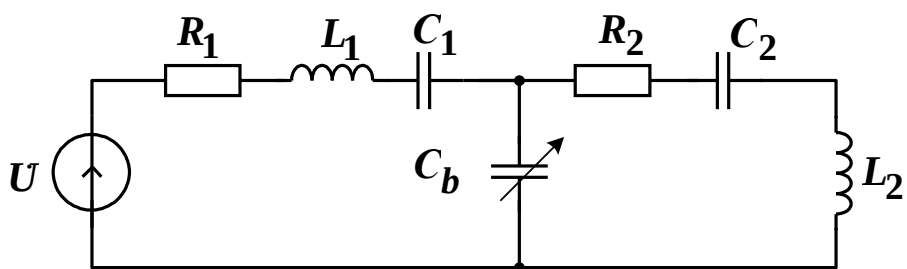
4. Tashqi sig‘imli bog‘lanish. Oldingi uch bog‘lanish turlarida ta‘minot usuli bo‘yicha ikkilamchi kontur ketma-ket bo‘lgan edi, chunki L_2 induktivlik va C_2 sig‘im konturga berilgan kuchlanishga nisbatan ketma-ket ulangan. Tashqi sig‘imli bog‘lanishda o‘zgaruvchan kuchlanish kontur ichiga berilmasdan, tashqaridan C_b orqali beriladi (2.28, d-rasm), shuning uchun ikkilamchi kontur parallel



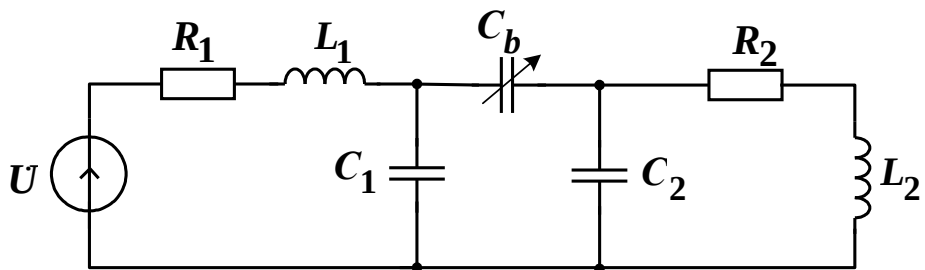
a) induktiv (transformatorli) bog‘langan konturlar.



b) avtotransformatorli bog‘langan konturlar.



c) ichki sig‘imli bog‘langan konturlar.



d) tashqi sig‘imli bog‘langan konturlar.

2.28-rasm. Bog‘langan konturlar sxemalari.

ko‘rinishda bo‘ladi. C_b sig‘imi oshirilsa, uning qarshiligi kamayadi va ikkilamchi konturdan o‘tuvchi tok ko‘payadi. Demak, C_b sig‘imi oshirilganda konturlar orasidagi bog‘lanish ortadi:

$$K_b = C_b / \sqrt{C_1 + C_b} \sqrt{C_2 + C_b} \quad (2.29)$$

Bog‘lanish koeffitsientini aniqlash uchun umumiy ifoda quyida keltirilgan:

$$K_b = x_b / \sqrt{x_1 x_2} \quad (2.30)$$

bunda x_b – bog‘lanish elementining qarshiligi; x_1, x_2 – konturlarning reaktiv qarshiliklari.

Radioqabulqiluvchi qurilmalarda tashqi sig‘imli bog‘langan konturlar sxemasi ko‘p qo‘llaniladi, unda ikkala kontur bir xil parametrlarga ega bo‘ladi.

3. Chastotaviy elektrik filtrlar

3.1. Filtrlarning chastotaviy Tavsifnomalari

Filtrlar signallarni ma‘lum chastotalar kengligida o‘tkazish va boshqa kengliklarda to‘shish maqsadida qo‘llaniladi. Filtrlar yordamida tanlangan kanalda signallarni qabul qilish va qayta ishlash amalga oshiriladi, ya‘ni foydali spektr tashkil etuvchilarini ajratib olish va kerak emas spektrni bartaraf etish.

Filtrlarning asosiy tavsifnomalari:

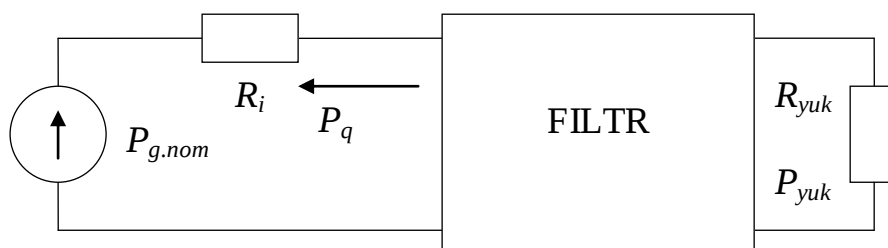
- a) filtr kiritadigan so‘nishning signal chastotasiga bog‘liqligi;
- b) amplituda –chastotaviy tavsifnoma (ACHT);
- c) faza–chastotaviy tavsifnoma (FCHT), ya‘ni faza bo‘yicha signal siljishining chastotaga bog‘liqligi.

3.1-rasmda generator va yuklama orasida ulangan to‘rtqutblik ko‘rinishida keltirilgan filtr ko‘rsatilgan.

Filtr sifatida reaktiv to‘rtqutblik, ya‘ni faqat kondensatorlar va induktiv g‘altaklardan iborat zanjirlar qo‘llanilganda, unda aktiv energiya yo‘qotishlarini hisobga olmasa bo‘ladi. Bunday filtrda quvvatlar muvozanatini quyidagi tenglik ko‘rinishida yozish mumkin:

$$P_{g.nom} = P_{yuk} + P_q, \quad (3.1)$$

bunda $P_{g.nom} = E_i^2 / 8R_i$ – amplitudasi E_1 va ichki qarshiligi R_i bo‘lgan generatorning nominal, ya’ni signal manbasidan beriladigan maksimal quvvat; P_{yuk} – yuklamaga beriladigan quvvat; P_q – filtrning kirishidan qaytgan quvvat.



3.1-rasm. Filtrning to‘rtqutblik ko‘rinishida tasvirlanishi.

(3.1) ifodaga asosan generatordan yuklamaga quvvatni uzatish koeffitsienti quyidagicha aniqlanadi:

$$K_P = P_{yuk} / P_{g.nom}. \quad (3.2)$$

K_P koeffitsientiga teskari kattalik filtrning so‘nish koeffitsienti deyiladi va quyidagicha aniqlanadi:

$$\alpha = P_{g.nom} / P_{yuk}. \quad (3.3)$$

$K_P = 0 \dots 1$ oraliqda, $\alpha = 1 \dots \infty$ oraliqda o‘zgaradi. So‘nishni detsibellarda ifodalash qabul qilingan:

$$\alpha_{dB} = 10 \log \frac{P_{g.nom}}{P_{yuk}} = -10 \log K_P, \text{ dB}. \quad (3.4)$$

(3.4) ifodaga asosan so‘nish $\alpha_{dB} = 0 \dots \infty$ oraliqda o‘zgarishi mumkin. α_{dB} ning signal f chastotasiga bog‘liqligi filtrning so‘nish tavsifnomasi deyiladi: $\alpha_{dB} = \Phi(f)$.

Ideal holda filtrning o‘tkazish kengligida $\alpha_{dB} = 0$, to‘sis kengligida $\alpha_{dB} = \infty$ qiymatlarga ega bo‘lishi kerakligi ko‘rinib turibdi.

Ba’zi hollarda so‘nish tavsifnomasi o‘rniga filtrning quvvat

bo'yicha uzatish koeffitsientining chastotaga bog'liqligi qo'llaniladi:

$$K_p(\omega) = \frac{P_{yuk}(\omega)}{P_{g.nom}}. \quad (3.5)$$

So'nish tavsifnomasi yoki quvvat bo'yicha uzatish koeffitsientiga bog'liq ravishda filtrlar quyidagi turlarga bo'linadi: past chastotali, yuqori chastotali, polosali (kenglikni o'tkazuvchi) va rejektorli (kenglikni to'suvchi) filtrlar. Bu filtrlarning $\alpha_{dB} = \Phi(f)$ va $K_p = \Phi(f)$ tavsifnomalari 3.2-rasmda ko'rsatilgan. 3.2-rasmga asosan filtrning so'nishi kichik bo'lganda uzatish koeffitsienti 1 ga yaqin, katta bo'lganda esa 0 ga yaqinligi ko'rinib turibdi. 3.2-rasmdagi Tavsifnomalar bo'yicha filtrlar o'tkazish $\Delta f_{o'tk}$ va to'sish $\Delta f_{to's}$ kengligiga ega.

3.2. Filtrlarni sintezlash nazariyasi elementlari

Filtrlarni ishlab chiqishda strukturaviy sintez. Filtrlovchi qurilmaning prinsipial sxemasini tuzish uchun uni sintez qilish maqsadga muvofiq bo'ladi. Buning uchun ideal ajratuvchi elementlar (AE) orqali bir-biridan ajratilgan bir necha sonli zvenolarni kaskadli ulanishidan hosil bo'lgan zanjirning strukturaviy sintezini ko'rib chiqaylik (3.3-rasm).

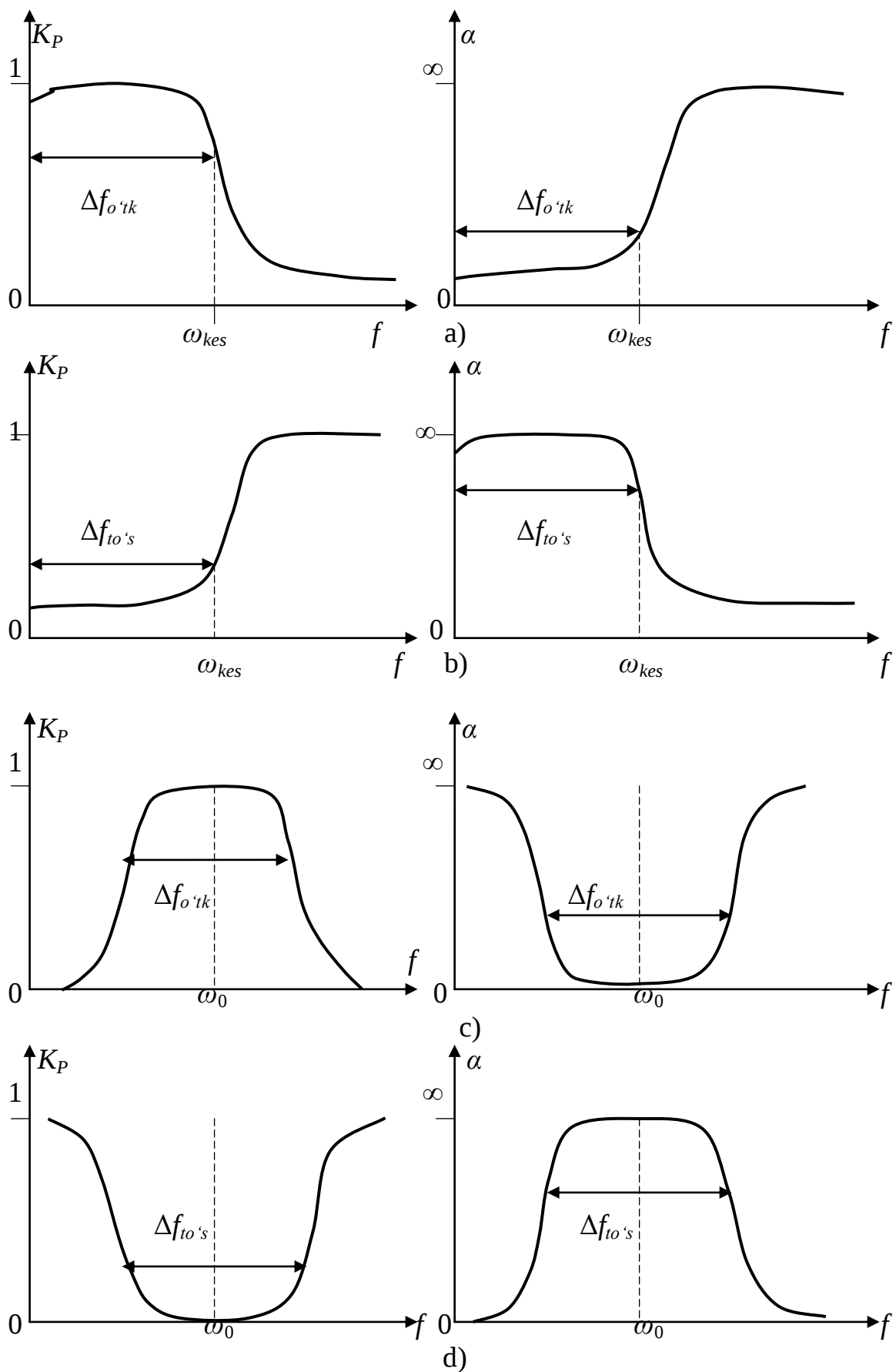
Bunday zanjirning chastotaviy uzatish koeffitsienti quyidagicha yoziladi:

$$K(j\omega) = K_1(j\omega)K_2(j\omega) \cdot \dots \cdot K_N(j\omega).$$

$K_1, K_2, \dots, K_N$ koeffitsientlari shunday bo'lishi kerakki, ular approksimatsiyalash bosqichida aniqlangan $K(p)$ funksiyaning qutblarini amalga oshirishi mumkin bo'lsin.

Past chastotali filtrni (PCHF) qurish uchun ikki xil zvenolardan iborat – yagona moddiy 1-tartib zvenosi va ikkita kompleks yondoshgan qutblardan iborat 2-tartib zvenosi zarur bo'ladi.

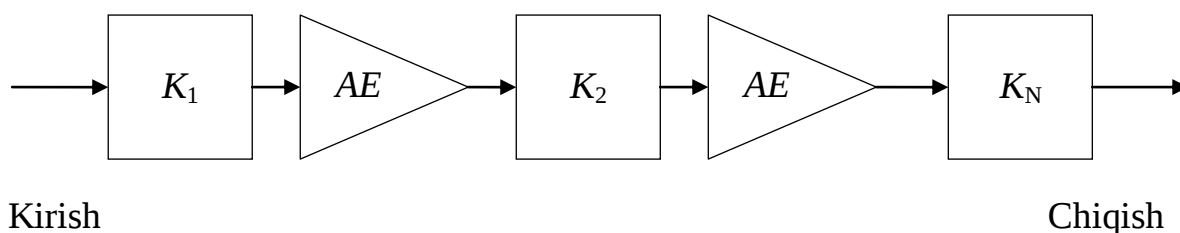
Past chastota filtrini ishlab chiqish. Bunday qurilmalarning qo'llanilishidan asosiy maqsad – filtrning kesish ω_{kes} chastotasi deb nomlangan, berilgan chegaraviy chastotadan oshmaydigan chastotali



3.2-rasm. Filtrlarning chastotaviy tavsifnomalari: past chastotali (a), yuqori chastotali (b), polosali (c), to'suvchi (d) filtrlar.

tebranishlarni filtr chiqishiga minimal darajada kuchsizlantirib uzatish hisoblanadi. Shu bilan birga chegaradan yuqori chastotali tebranishlar yetarli darajada kuchsizlantirilishi zarur.

Shubhasiz, ω_{kes} chastotali PCHF uchun quvvat bo'yicha uzatish koeffitsientining chastotaga ideal bog'liqligi quyidagi ko'rinishga ega:



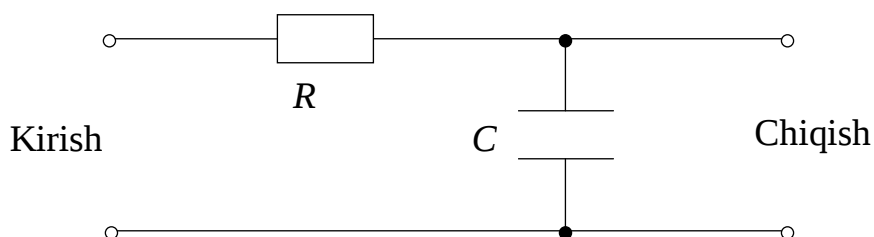
3.3-rasm. Zvenolarni kaskadli ulash orqali hosil bo'lgan filtrning struktura sxemasi (ajratuvchi elementlar – AE sifatida odatda emitter yoki istok qaytargichlari qo'llaniladi).

$$K_p(\omega) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \omega \leq \omega_{kes}, \\ 0, & \omega > \omega_{kes}. \end{cases} \quad (3.6)$$

1-tartib zvenosi turiga kiruvchi eng sodda zveno Γ -simon to'rt-qutblik hisoblanadi (3.4-rasm). Bu zveno uchun kuchlanish bo'yicha uzatish funksiyasi quyidagiga teng:

$$K(p) = \frac{1}{1 + pRC}.$$

p_1 qutbning koordinatasi $p_1 = -1/RC$ ga teng. p_1 qiymatini berib faqat RC ko'paytmani olishni ta'kidlash lozim. R yoki C elementlardan biri ixtiyoriy olinishi mumkin.



3.4-rasm. 1-tartib zvenoning prinsipial sxemasi.

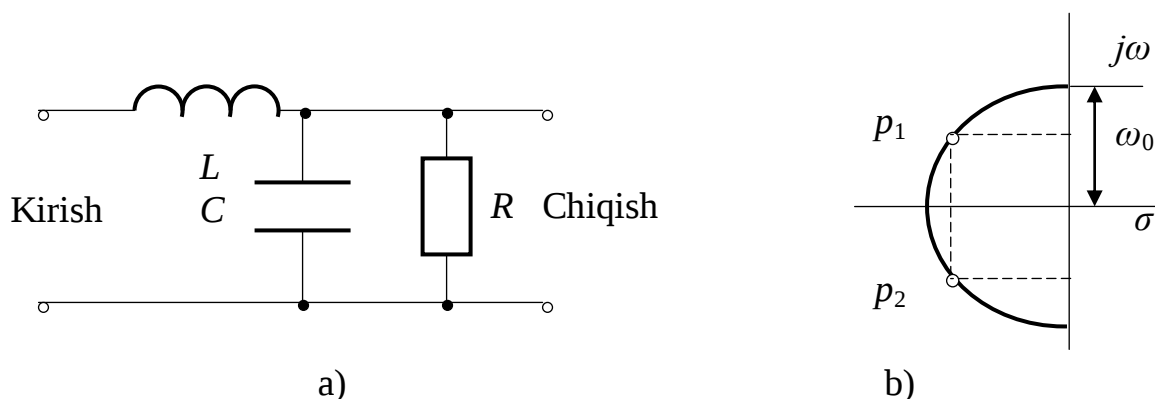
Uzatish funksiyasining ikkita kompleks yondoshgan qutblari 3.5-rasmida ko'rsatilgan Γ -simon to'rtqutblik yordamida amalga oshirish mumkin.

Bu zveno uchun kuchlanish bo'yicha uzatish funksiyasini oson hisoblash mumkin:

$$K(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2},$$

bunda $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $\alpha = \frac{1}{2RC}$.

Uzatish funksiyasi quyidagi koordinata $p_{1,2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ nuqtalarida qutblarga ega hamda ular ω_0 va α orasidagi nisbatlarga bog'liq holda ham kompleks-yondoshgan, ham moddiy bo'lishi mumkin.



3.5-rasm. 2-tartib zvenosi: a) prinsipial sxemasi; b) uzatish funksiyasi qutblarining joylashishi

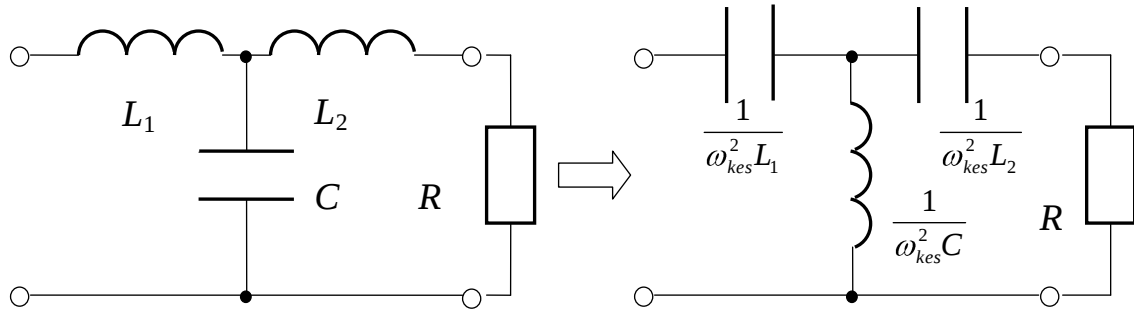
Yuqori chastota filtrini ishlab chiqish. Bunday filtr kesish chastotasi ω_{kes} dan yuqori chastotali tebranishlarni kichik qiymatda kuchsizlantirib o'tkazish uchun qo'llaniladi. YUCHF sxemasini bevosita ishlab chiqish mumkin, agar xuddi shu kesish chastotali PCHF sintezlangan bo'lsa. Buning uchun zanjirlar nazariyasida chastotani o'zgartirish deb ataladigan usul qo'llaniladi. Bunda "chastotani o'zgartirish" iborasini signallarni nochiziqli va parametrik o'zgartirishlar nazariyasidagi ibora bilan adashtirmaslik zarur.

PCHFni ifodalashda qo'llanilgan p o'zgaruvchidan yangi chastotali p' o'zgaruvchiga o'tamiz, ya'ni:

$$p = \omega_{kes}^2 / p'. \quad (3.7)$$

Bunda $p=0$ nuqtaga cheksiz uzoqlashgan p' tekislikdagi nuqta mos keladi. Mavhum o'qda ikki $p_{1,2} = \pm j\omega_{kes}$ nuqtalarga ikkita $p'_{1,2} = \mp j\omega_{kes}$ nuqtalar javob qaytaradi, ular berilganlardan faqat o'zgargan ishoralari bilan farq qiladi. Shuning uchun PCHFdan (3.7) ifodadagi chastotaviy o'zgartirish yo'li bilan sintezlangan filtrning ACHTsi haqiqatda YUCHFga mos kelishini kutish mumkin.

PCHF sxemasida pC o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan har bir kondensator $\omega_{kes}^2 C / p'$ o'tkazuvchanlikka ega elementga, ya'ni $L = 1/(\omega_{kes}^2 C)$ induktiv g'altagiga almashtirilishi kerak. Shuningdek, PCHFdagi L induktivlik g'altagi $C = 1/(\omega_{kes}^2 L)$ sig'imli kondensatorga almashtirilishi zarur. Filtrning rezistiv elementlari o'zgartirilmaydi (3.6-rasm).



3.6-rasm. Past chastota filtri sxemasidan yuqori chastota filtri sxemasiga o'tish

Polosali filtrni ishlab chiqish. Polosali filtr faqat qaysidir $\omega_0 \neq 0$ nuqtaga yaqin kenglikda chastotalarni kichik qiymatda kuchsizlantirib o'tkazadi. Agar PCHF berilgan kesish chastotasi bilan sintezlangan bo'lsa, polosali filtr sxemasiga bevosita o'zgaruvchini almashtirib o'tsa bo'ladi:

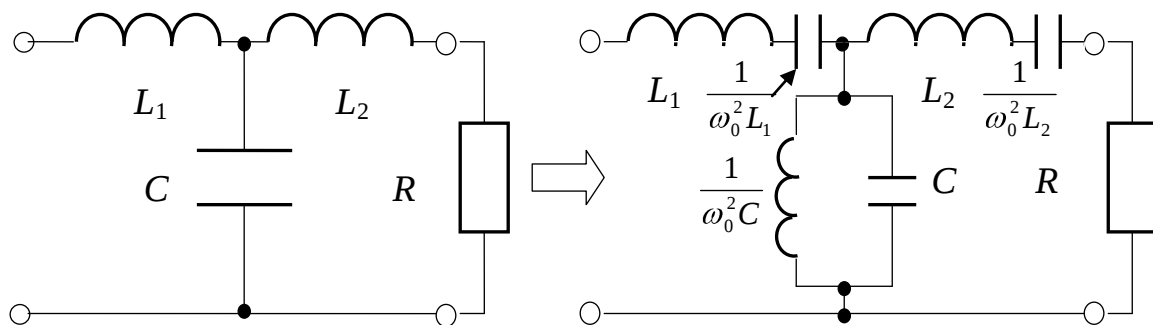
$$p = p' + \omega_0^2 / p'. \quad (3.8)$$

Bunda $p' = j\omega_0$ nuqtasiga $p=0$ nuqta javob qaytaradi va shu bois PCHFda 0 (nol) chastotada kuzatilgan ACHT maksimumi PFda ω_0 chastotada sodir bo'ladi.

$pC = p'C + \omega_0^2 C / p'$ bo'lgani uchun PCHF sxemasida qo'llanilgan kondensatorlar o'tkazuvchanligiga PF sxemasida C kondensator

va $L=1/(\omega_0^2 C)$ g'altakdan iborat parallel tebranish konturi o'tkazuvchanligi to'g'ri keladi. Bu kontur ω_0 chastotasiga sozlanganligini e'tiborga olish zarur.

Xuddi shu kabi $pL = p'L + \omega_0^2 L/p'$ tengligidan kelib chiqqan holda L g'altak kondensator $C=1/(\omega_0^2 L)$ va induktivlik L g'altaklari-ning ketma-ket ulanishiga, ya'ni ketma-ket ulangan konturga almashtiriladi (3.7-rasm).



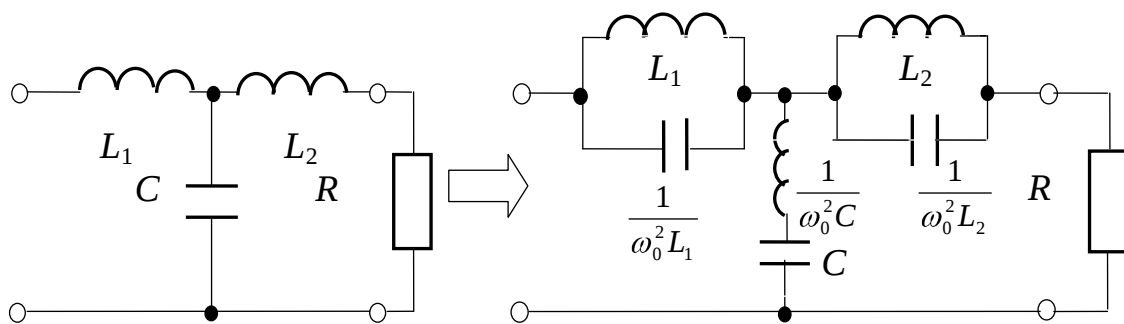
3.7-rasm. Past chastota filtri sxemasidan polosali filtr sxemasiga o'tish.

Rejektor filtrni ishlab chiqish. Rejektor filtr sxemasiga xuddi PFni ishlab chiqish kabi PCHF sxemasida p o'zgaruvchini almash-tirish orqali o'tish mumkin. Bu filtr PFdan farqli $\omega_0 \neq 0$ nuqtaga yaqin kenglikdagi chastotalarni katta qiymatda kuchsizlantiradi (to'sadi), qolgan chastotalardagi tebranishlarga to'sqinlik qilmaydi.

Bunday filtrni ishlab chiqishda PCHF sxemasidagi kondensator o'tkazuvchanligiga ketma-ket ulangan kondensator C va $L=1/(\omega_0^2 C)$ g'altakdan iborat tebranish konturining o'tkazuvchanligi to'g'ri keladi.

Xuddi shu kabi L g'altak parallel ulangan $C=1/(\omega_0^2 L)$ konden-sator va L g'altakdan iborat tebranish konturiga almashtiriladi (3.8-rasm).

Yuqorida ko'rib chiqilgan misollar shuni ko'rsatadiki, chastota tanlovchi zanjirlarni sintezlashda PCHF *filtr-prototip* bo'lib xizmat qiladi va uning parametrlari keyinchalik boshqa filtrlar sxemasiga o'tishda imkon yaratadi.



3.8-rasm. Past chastota filtri sxemasidan rejektor filtr sxemasiga o'tish.

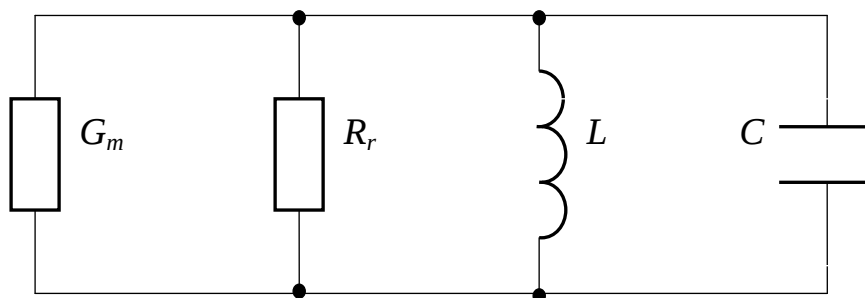
4. Ichki teskari aloqali avtogeneratorlar

4.1. Manfiy aktiv qarshilikni konturga kiritish

Avval ko'rib chiqilgan avtogenerator sxemalari maxsus hosil qilingan musbat teskari aloqa zanjirlariga ega edi. Lekin avtogeneratorlarni qurishning boshqa tamoyili mavjud. Unda tebranish konturiga manfiy aktiv qarshilik kiritiladi (4.1-rasm). Masalan, R_r – rezonansda kontur kirish qarshiligining aktiv tashkil etuvchisi bo'lsa, $G_m = S_{dif} < 0$ – elektron asbob orqali kiritiladigan parallel ulangan manfiy o'tkazuvchanlik hisoblanadi. U holda tizimning o'z-o'zidan qo'zg'alish sharti konturning yo'qotishlarini qoplashda namoyon bo'ladi: $-S_{dif} = 1/R_r$.

VATning pasayuvchi qismi hisobiga manfiy qarshilikni sxemaga maxsus teskari aloqa elementlarini kiritmasdan olishga imkon beradigan elektron asboblarda mavjud.

Bunday asboblarga tunnel diodini va elektrodlarida kuchlanishlarni mos ravishda tanlagan holda oddiy tetrod yoki pentodlarni misol qilish mumkin.



4.1-rasm. Manfiy teskari qarshilikni tebranish konturiga kiritish.

4.2. Tunnel diodli avtogenerator

Diod to'g'ri tokining musbat ko'chish kuchlanishiga bog'liqligini tasvirlovchi tunnel diodning VATsi 4.2-rasmda ko'rsatilgan.

$a-b$ pasayish qismida diodning differensial qarshiligi manfiy qiymatda bo'ladi:

$$R_- = du/di_D = \text{ctg}\gamma,$$

bunda γ – U_0 ish nuqtasida $i_D = f(u)$ egrilikka urinmaning og'ish burchagi.

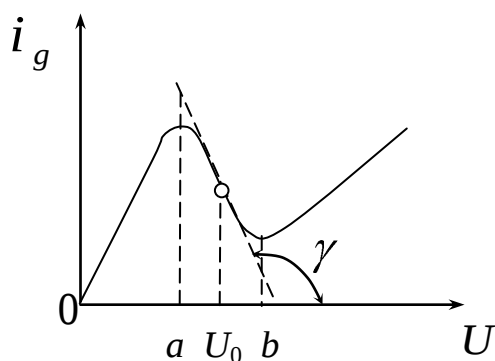
Shu kabi VATli elektron asbobi tebranish zanjiriga ulansa, yuqori chastotali tebranishlarning generatsiyasini amalga oshirish mumkin. Bu holda ichki teskari aloqali avtogenerator hosil bo'ladi. 4.3-rasmda tunnel diodida yig'ilgan generator sxemasi ko'rsatilgan.

O'YUCH generatorlarida kontur sig'imi sifatida diodning xususiy sig'imi C_0 ishlatiladi. Blokirovka (to'sish) drosseli L_{Bl} va kondensatori C_{Bl} ($C_{Bl} \gg C_0$) o'zgarmas tok zanjirini yuqori chastota tokidan himoya qiladi; r_k – kristallda va kontur elementlaridagi yo'qotishlar qarshiligi.

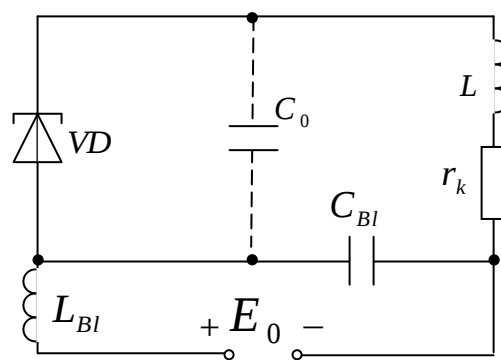
4.4-rasmda manfiy qarshilik R_- orqali shuntlangan konturning ekvivalent sxemasi ko'rsatilgan.

Bu qarshilikka nisbatan tebranish konturida amal qiluvchi U_k kuchlanish EYUK sifatida ko'riladi, shunga binoan diod orqali o'tuvchi tok quyidagicha aniqlanadi:

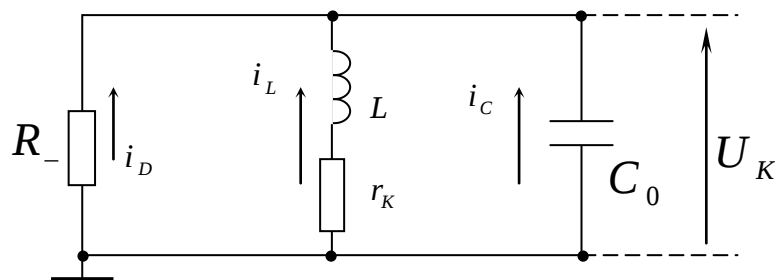
$$i_D = -U_k/R_-.$$



4.2-rasm. Tunnel diodning VATsi.



4.3-rasm. Tunnel diodli avtogenerator.



4.4-rasm. Tunnel diodida yigʻilgan avtogeneratorning ekvivalent sxemasi.

Konturdagi tebranish kuchlanishi U_K va i_L , i_C , i_D toklar quyidagi nisbatlar orqali bogʻlangan:

$$i_D = i_L + i_C, \quad i_C = C \frac{dU_K}{dt}, \quad U_K = r_K i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (4.1)$$

Izlanayotgan funksiya sifatida misol uchun, konturning induktiv tarmogʻidagi i_L tokni tanlaylik. Birinchi tenglamadan ikkinchi va uchinchi tenglamalar yordamida $i_C(t)$ tokni chiqarib tashlab quyidagini olamiz:

$$i_D = i_L + r_K C \frac{di_L}{dt} + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2}.$$

Lekin

$$i_D = -\frac{1}{R_-} U_K = -\frac{1}{R_-} \left(r_K i_L + L \frac{di_L}{dt} \right).$$

Keltirilgan ifodalarning oʻng qismlarini tenglashtirib, qoʻshiluvchilarni guruhlashtirishdan keyin quyidagi differensial tenglamani olamiz:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{r_K}{L} + \frac{1}{CR_-} \right) \frac{di_L}{dt} + \frac{1 + r_K / R_-}{LC} i_L = 0.$$

Tebranishlarning amplitudasi oʻsib borishi uchun birinchi hosilaning koeffitsienti manfiy boʻlishi zarur.

Bundan tebranishlarning sodir boʻlish sharti kelib chiqadi:

$$\frac{r_K}{L} - \frac{1}{C} \left| \frac{1}{R_-} \right| < 0,$$

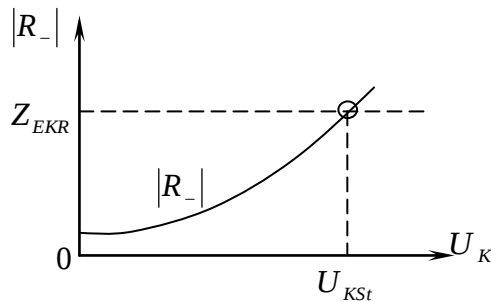
yoki

$$|R_-| < \frac{L}{r_K C} = Z_{EKR} = \rho Q = \frac{Q}{\omega_r C}. \quad (4.2)$$

bunda $|R_-|$ – manfiy qarshilikning absolut qiymati; Z_{EKR} – kontur ekvivalent rezonans qarshiligi; Q – kontur asilligi; $\rho = \sqrt{L/C}$ – kontur xarakteristik qarshiligi.

Tebranishning amplitudasiga bog‘liq (tavsifnomaning noxiziqli qismiga o‘tishda) $|R_-|$ qarshilik $|R_-(U_K)| = Z_{EKR}$ qiymatgacha kattalashib, avtogeneratorda tebranishlarning statsionar U_{KSt} amplitudasi o‘rnatiladi.

Bu rejim turg‘un hisoblanadi, agar Z_{EKR} gorizontal kesishish nuqtasida $|R_-(U_K)|$ egriligi musbat og‘ishga ega bo‘lsa (4.5-rasm).



4.5-rasm. Ichki teskari aloqali generatorda avtotebranishlar statsionar amplitudasini aniqlash uchun grafik.

4.3. Teskari aloqa zanjirida kechiktiruvchi liniyalı avtogenerator

Tanlovchi yuklama va teskari aloqa halqasiga ega avtogenerator mavjud bo‘lsin. Bu kabi generatorni 5.6-rasmdagi umumlashtirilgan sxema ko‘rinishida tasvirlash mumkin.

Kechiktirish liniyasini $e^{-i\omega t}$ uzatish funksiyali ideal to‘rtqutblik sifatida ko‘rib, tebranish konturi va T kechiktirish liniyasidan iborat chiziqli qismni quyidagi uzatish funksiyali teskari aloqa to‘rtqutbligi ko‘rinishida tasavvur qilish mumkin:

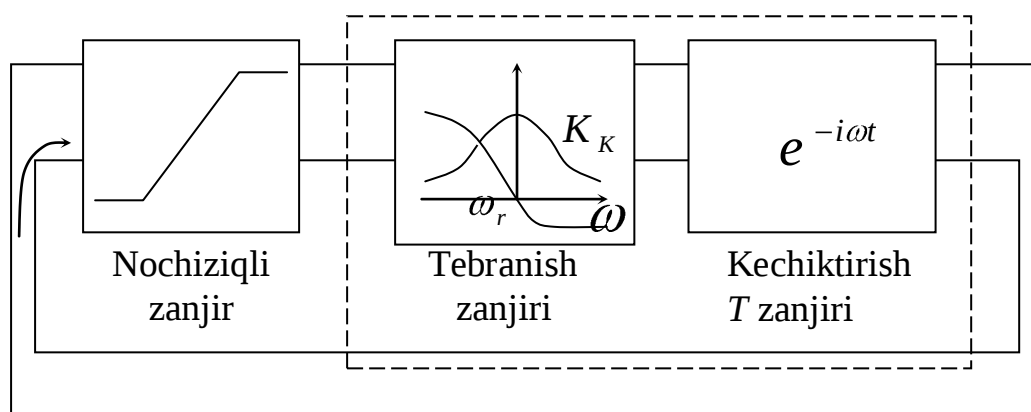
$$K_{TA} = \left[\left(\omega - \omega_r \right) \right]^{-1} K_K \left[\left(\omega - \omega_r \right) \right]^{i\varphi_K} e^{-i\omega T} = K_{TA} e^{i\varphi_\Sigma},$$

bunda K_K – rezonans ω_r chastotali tebranish konturi uzatish funksiyasining moduli; φ_K – kontur FCHTsi, konturning o‘tkazish kengligida $\varphi_K \approx -(\omega - \omega_r)\tau_K$ deb hisoblash mumkin.

Sxemaga kechiktirish liniyasini kiritish, uzatish funksiyasining modulini o‘zgartirmaydi, lekin natijaviy FCHTga sezilarli ta’sir qiladi

$$\varphi_\Sigma = -(\omega - \omega_r)\tau_K - \omega T.$$

Yetarlicha katta T kechiktirishda natijaviy FCHX ning og‘ishi asosan ωT qo‘shiluvchi orqali aniqlanadi. Undan tashqari tebranish zanjirining o‘tkazish kengligida φ_Σ o‘zgarishi bir necha to‘liq 2π aylanishdan ortuvchi katta qiymatga erishadi.



4.6-rasm. Teskari aloqa zanjirida kechiktiruvchi liniyalı avtogenerator.

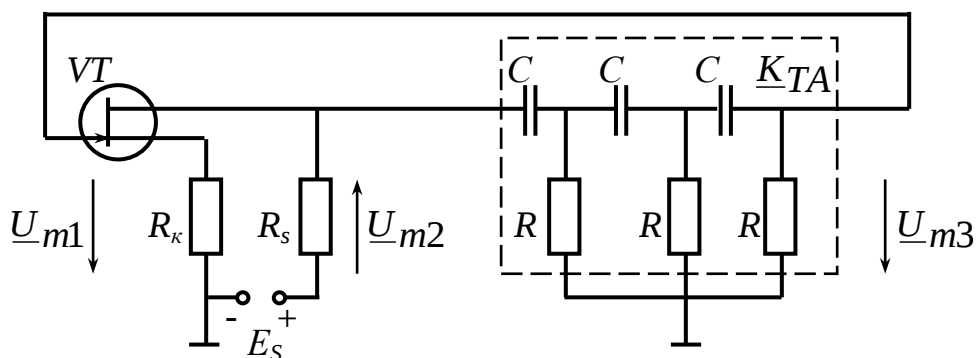
4.3. RC–generatorlar

LC –konturli avtogenerator yordamida past chastotali signallarni generatsiyalash qiyin, chunki L va C larning qiymatlari oshgan sari LC –kontur asilligi Q juda kamayib ketadi va amplituda balansi sharti bajarilmaydi, induktivlik L o‘ramlari ko‘payadi, natijada yo‘qotish qarshiligi R_y da tok quvvati ko‘p sarf bo‘ladi, L va C larning geometrik o‘lchamlari ham katta bo‘ladi.

RC –generatorlarda generatsiyalanadigan tebranishlar davri, ushbu elementlar vaqt doimiysi $\tau = RC$ bilan mos o‘lchamli. R va C larning qiymatlari katta bo‘lgani bilan geometrik o‘lchamlari kichik qilib tanlash mumkin, natijada generatsiya chastotasi Gersning mingdan biridan bir necha yuz kHz bo‘lishi mumkin.

Xuddi LC –avtogeneratordek, RC –generatorlarda ham amplituda va faza balans sharti bajarilishi kerak. Aktiv element – biqutbli tranzistor umumiy emitter yoki maydon tranzistori umumiy istok sxemasi bo‘yicha foydalanilsa, ularning chiqishidagi kuchlanish kirishdagiga nisbatan 180° ga o‘zgaradi. Fazalar balans bajarilishi uchun uni yana $\pm 180^\circ$ ga surish kerak. Fazalarni 180° ga surishni RC zanjirlar orqali amalga oshirish mumkin.

Faza suruvchi RC zanjirli generator. Bunday generator sxemasi 4.7-rasmda keltirilgan bo‘lib, maydon tranzistori VT , uning yuklamasi R_{yuk} va teskari bog‘lanish zanjiri K_{TA} dan iborat. Faza balans bajarilishi uchun teskari bog‘lanish zanjiri o‘z kirishidagi kuchlanishni 180° ga surishi kerak, natijada umumiy faza surishi 2π ga teng bo‘ladi.



4.7-rasm. Faza suruvchi RC zanjirli generator sxemasi.

Bitta yuqori chastota RC –zanjiri (4.8, a-rasm) kirishidagi U_m , kuchlanishni φ gradusga suradi. 4.8, b-rasmda 4.7-rasmdagiga mos belgilashda vektor diagramma keltirilgan. Bunda asos qilib tok i_m olingan, u bilan rezistor R dagi kuchlanish $\dot{U}_{m2}$ mos keladi; kondensator C dagi kuchlanish $\dot{U}_{mc}$ tok I_m dan 90° ga kechikadi. Kirish kuchlanishi $\dot{U}_{m1}$ chiqish kuchlanishi $\dot{U}_{m2}$ va kondensatordagi kuchlanish vektor yig‘indisi shaklida aniqlanadi, natijada U_{m2} fazasi U_{m1} ga nisbatan 90° ga surilgan bo‘ladi.

RC –zanjir faza-chastota xarakteristikasini 4.8, b-rasmdagi vektor diagramma orqali aniqlaymiz

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\dot{U}_{m1}}{\dot{U}_{m2}} = \frac{1}{\omega RC}. \quad (4.3)$$

4.8, c-rasmdagi RC-zanjir faza-chastota tavsifnomasidan ko‘rinib turibdiki, kirish va chiqish orasidagi kuchlanish fazasi chastotaga bog‘liq. Chastota nolga teng bo‘lganda faza siljishi 90^0 bo‘ladi. Ushbu zanjirning uzatish koefitsienti

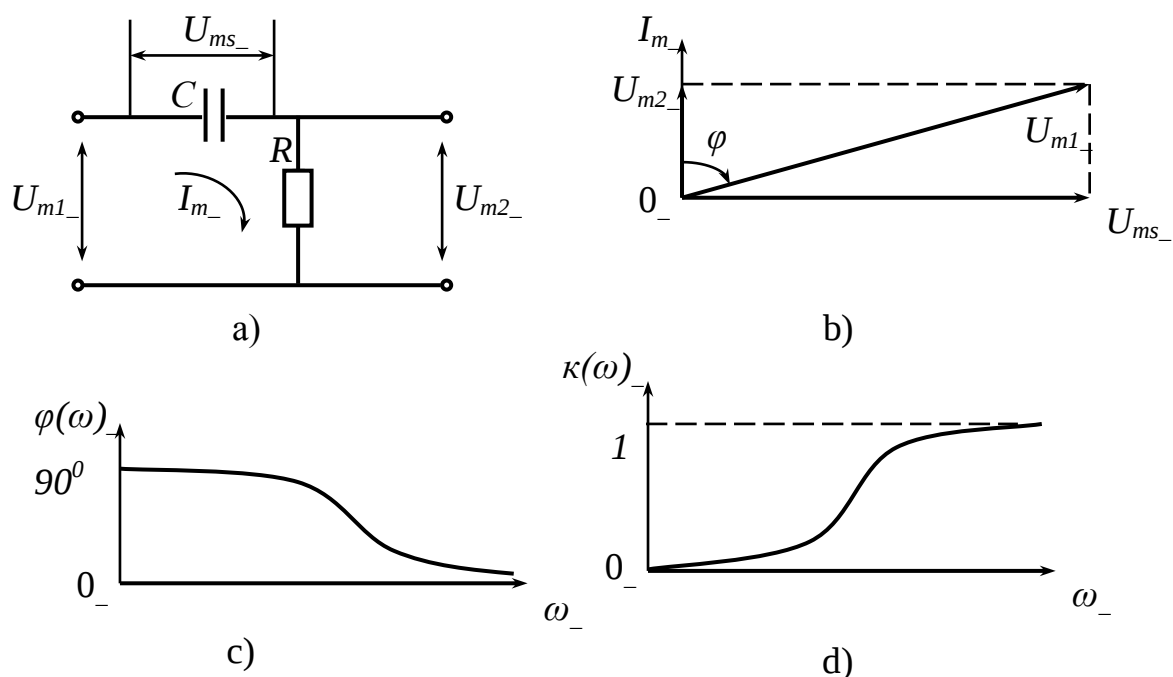
$$\dot{K}_{uk} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{R}{\frac{1}{\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega RC}}. \quad (4.4)$$

RC-zanjirning uzatish koefitsienti $\omega=0$ da nolga teng va $\omega \rightarrow \infty$ da $K_{uk}=1$ (4.8, d-rasm).

Har bir RC-zanjir qandaydir chastota ω da kirish kuchlanishi fazasini 60^0 ga siljitsa, ulardan uchasi 180^0 ga suradi.

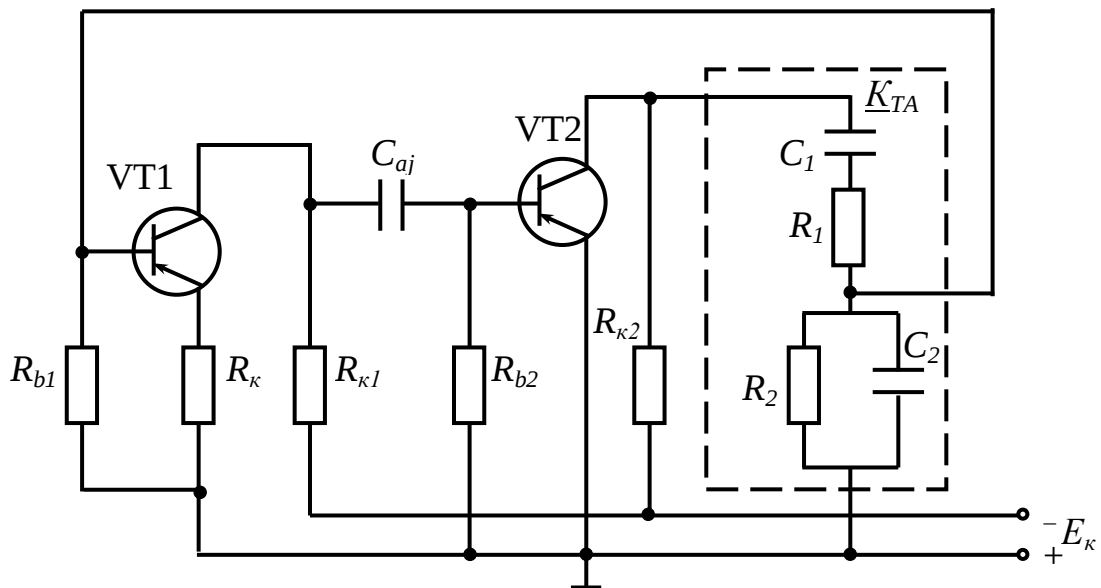
Ushbu uchta RC-zanjirli generator $\omega_g = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$ chastotada tebranadi. Tranzistorning kuchaytirish koefitsienti $K_k=29$ bo‘lganda, amplituda balansi sharti bajariladi.

Agar past chastota RC-zanjiridan (4.8, a-rasm) uchta olsak, generatsiya chastotasi $\omega_g = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ va $K_k=18$ bo‘ladi.



4.8 - rasm. Faza suruvchi RC-zanjir (a), uning vektor diagrammasi (b), faza-chastotaviy Tavsifnomasi (c) va uzatish koefitsienti grafigi (d).

Fazabalanslovchi Vinn ko‘priqli RC-geneator. Ushbu RC-generatorning sxemasi 4.9-rasmda keltirilgan.



4.9-rasm. Fazabalanslovchi Vinn ko‘priqli RC-geneator sxemasi.

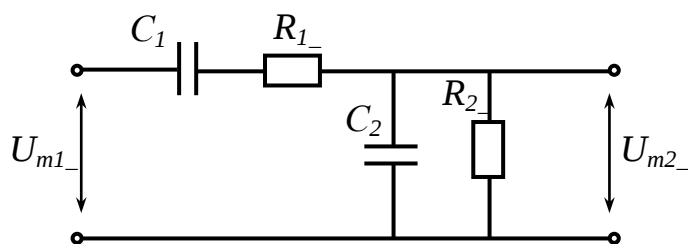
Generator ikkita umumiy emitterlik kaskadli kuchaytirgichdan va teskari bog‘lanish zanjiridan iborat. Ma’lumki, har bir kaskad kirish signali fazasini 180^0 ga buradi, natijada ikki kaskad 360^0 faza surilishini, ya’ni, faza balans shartini bajarilishini ta’minlaydi. Kuchaytirish kaskadlari yuklamalari R_{k1} va R_{k2} lardagi kuchlanishlar shakli trapetsiyasimon bo‘ladi, chunki bir vaqtning o‘zida keng spektrli chastotalar uchun faza balans sharti bajariladi. Bunga sabab, yuklamalar R_{k1} va R_{k2} tanlovchanlik xususiyatiga ega emas. Dastlab generatsiya chiziqli rejimda boshlanib, so‘ngra tranzistorlar nochiziqli rejimda ishlaydi. Faza balans shartini faqat bitta chastotada bajarilishini ta’minlash, boshqa chastotalarda ushbu shartni bajarilishini buzish uchun parallel va ketma-ket ulangan RC-zanjir VT2 tranzistor kollektori va umumiy ulanish simiga ulanadi hamda uning parallel ulangan RC-zanjiri va umumiy sim orasidagi kuchlanish qismi VT1 bazasi va umumiy ulanish simi orasiga beriladi. Odatda, $R_1=R_2$ va $C_1=C_2$ qiymatlar tanlanadi. Ketma-ket RC-zanjir va parallel RC-zanjirlar kiritadigan faza surilishi faqat bitta chastotada nolga teng bo‘ladi, boshqa chastotalardagi tok tashkil etuvchilari uchun ushbu zanjirlar turlicha kattaliklarda fazani suradi. Faza surilishi teng bo‘lgan chastotada generatsiya sodir bo‘ladi. 4.10, a-

rasmda RC -zanjirlar alohida keltirilgan, 4.10, b-rasmda RC -zanjirlarning amplituda-chastota va faza-chastota tavsifnomalari keltirilgan. 4.10, a-rasmda U_{m1} – VT2 tranzistor chiqishidagi kuchlanish va U_{m2} – VT1 kirishidagi kuchlanish. 4.10, a-rasmdagi zanjir kirishiga chastotasi $\omega_0 \rightarrow 0$ kuchlanish berilsa, kondensatorning qarshiligi rezistorning qarshiligidan juda katta bo‘ladi, ya’ni

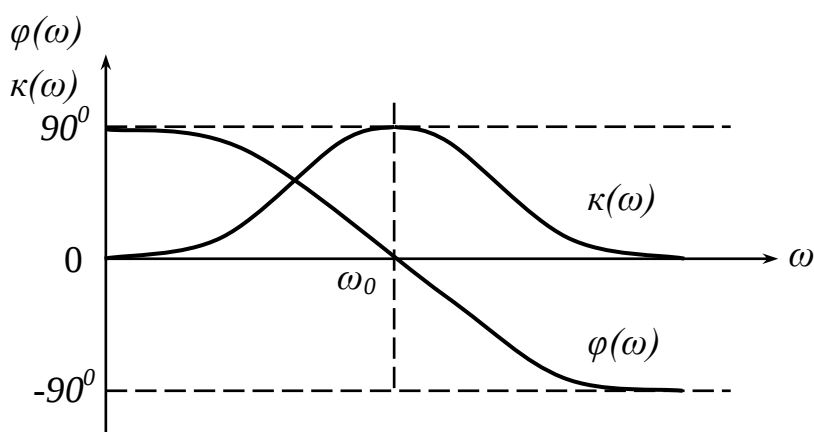
$$\frac{1}{\omega C_1} \gg R_1 \text{ va } \frac{1}{\omega C_2} \gg R_2, \quad (4.5)$$

bunda RC -zanjir yuqori chastotalar filtri sifatida qaralishi mumkin. Agar RC -zanjir kirish kuchlanishining chastotasi $\omega \rightarrow \infty$ bo‘lsa, (4.5) ning teskarisi yuz beradi, ya’ni quyidagicha bo‘ladi:

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll R_1 \text{ va } \frac{1}{\omega C_2} \ll R_2 \quad (4.6)$$



a)



b)

4.10 - rasm. Fazabalanslovchi Vinn ko‘prigi RC -zanjiri (a) va uning amplituda-chastota va faza-chastota tavsifnomalari (b).

Ma'lum bir chastotada ushbu qarshiliklar teng bo'ladi:

$$\frac{1}{\omega_0 RC} = \omega_0 RC. \quad (4.7)$$

(4.7) ifodadan generatsiya chastotasi aniqlanadi:

$$\omega_g = \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (4.8)$$

Ushbu ikki kaskadli kuchaytirgichda amplituda balansi sharti juda oson bajariladi, chunki ikki kaskaddan $K_k=3$ talab qilinadi. Teskari bog'lanish zanjiri uzatish koeffisienti K_{TA} , odatda, birga yaqin bo'ladi.

Vinn ko'priqli RC -generator amaliyotda keng qo'llanadi. Bu generatorda ham generatsiya qilinishi kerak bo'lgan umumiy chastotalar diapazoni bir necha diapazonlarga bo'linadi. Har bir diapazonchalar ichida generatsiya chastotasi har ikki kondensator sig'imini bir xil kattalikda o'zgartirish hisobiga erishiladi. Keng chastotalar diapazonini qamrash har ikki rezistorni qarshiligi boshqa rezistorlar bilan almashtirish hisobiga amalga oshiriladi.

Ushbu turdagi generatorlarda ma'lum bir keng chastotalar diapazonini qoplash kerak bo'lsa, u bir necha alohida diapazon qismlariga bo'linadi. Bunda har bir diapazon ichida generatsiya chastotasini o'zgartirish bir vaqtda har uch kondensator C larning sig'imini o'zgaruvchan kondensator yordamida bajariladi. Bir chastotalar diapazonidan boshqasiga o'tish rezistorlar qarshiligini almashtirish hisobiga amalga oshiriladi.

5. Signallarni raqamli qayta ishlash

5.1. Raqamli qayta ishlashning afzalliklari. Raqamli filtrlash prinsiplari. Raqamli filtrning impuls va uzatish funksiyalari

Oxirgi yillar ma'lumotni diskret tizimlar orqali uzatilishi tez rivojlanish olib bormoqda. Ularda EHM asosida filtrlash jarayonlarini matematik modellashtirish usuli keng qo'llaniladi.

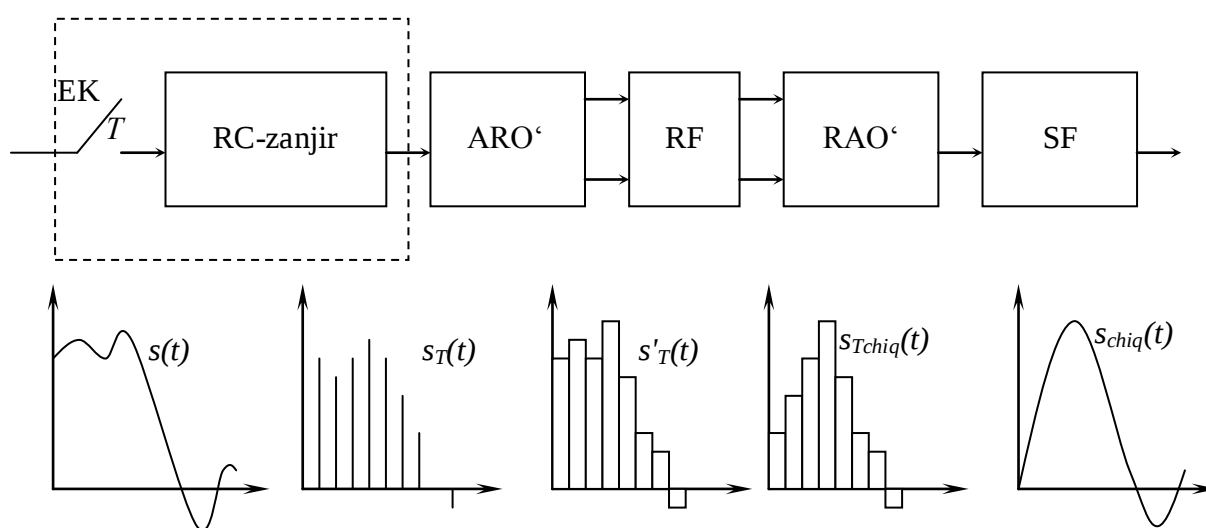
Bu yangi yo‘nalish zanjirlar va signallar texnikasining nazariyasini rivojlanishiga katta ta’sir o‘tkazmoqda. Raqamli filtrlar bir necha afzalliklarga ega. Ulardan asosiylari:

- ishda ishonchliligi;
- standart signallar (impuls va pauzalar) ko‘rinishida kontinual signalni ikkilik raqamiga o‘zgartirishga asoslangan va analog filtrlarda olib bo‘lmaydigan tavsifnomalarning stabiligi.

Kontinual signalni raqamli qayta ishlash prinsipining umumiy tasavvurini 5.1- rasmdagi sxemadan olish mumkin. Unda sxemaning turli nuqtalaridagi tebranishlarning shakllari berilgan.

Raqamli filtrning ishlash prinsipi. Kirish $s(t)$ signal oldin T qadam bilan ishlovchi elektron kalit EK yordamida vaqt bo‘yicha diskretlanadi.

EK chiqishida signal $s_T(t)$ ketma-ket, bir-biridan bir xil ortda qoluvchi $s(t)$ signalning hisobi bo‘lgan qisqa impulsar ko‘rinishida bo‘ladi. $s(t)$ kontinual signal tarkibidagi ma’lumotning saqlanishi T qadamni tanlashda ta’minlanadi deb taxmin qilinadi.



5.1-rasm. Raqamli filtrning funksional sxemasi.

Har bir hisob analog-raqam o‘zgartirgichini (ARO) ishlashi uchun zarur bo‘lgan vaqtda integrallovchi RC-zanjirda eslab qolinadi. Bu vaqt T qadamdan ko‘p bo‘lmasligi kerak. Natijada RC-zanjir chiqishida pog‘onali $s'_T(t)$ tebranish hosil bo‘ladi.

ARO‘da har bir hisob daraja bo‘yicha kvantlanadi va 0 yoki 1 (pauza yoki standart impuls) dan iborat r razryadlardan tashkil topgan ikkilik raqam – kodlangan so‘zga o‘zgartiriladi.

Kvantlash quyidagicha bo‘ladi: hisob o‘lchanadi va unga mumkin bo‘lgan umumiy darajalardan biri beriladi. Bu raqam 2^r ga teng. Masalan, $r=10$ da $2^{10}=1024$ daraja hosil bo‘ladi.

Har bir razryad o‘ziga mos shinaga ega, shuning uchun ARO‘ chiqishida kodlangan raqamli hisob r chiqish shinalarida bir vaqtda sodir bo‘ladigan (parallel kod) binar raqamlar (pauza va impulslar) kombinatsiyasi ko‘rinishida namoyon bo‘ladi. Hisobning maksimal mumkin bo‘lgan qiymatiga r impulslardan tuzilgan kodli so‘z, hisobning 0 qiymatiga r pauzalardan tuzilgan kodli so‘z mos keladi.

Hisobning aniq namoyon bo‘lishi kodli so‘z qanchalik uzun bo‘lsa shunchalik yuqori bo‘ladi, ya’ni unda binar raqamlar qancha ko‘p bo‘lsa.

Raqamlar orqali kodlangan hisoblar ketma-ketligi raqamli filtrga (RF) uzatiladi. RF hisoblovchi qurilma bo‘lib, unda kodlangan so‘zlar ustida berilgan algoritmgaga mos keluvchi ma’lum matematik operatsiyalar (qo‘shish, ko‘paytirish hamda vaqt bo‘yicha kechiktirish) bajariladi. Bu operatsiyalar natijasida RF chiqishida filtrlangan signalga mos keluvchi yangi kodlangan so‘zlar hosil bo‘ladi.

Raqam-analog o‘zgartirgichida (RAO‘) har bir so‘z elektron kalitlar guruhini ishga tushiradi. Bu kalitlar har bir razryadga mos keluvchi etalon kuchlanishlarni yig‘ishni boshqaradi. Natijada RAO‘ chiqishida hisoblar analog shaklda hosil bo‘ladi. Bunday qayta kodlash (dekoderlash) ARO‘dagi jarayonga teskari jarayon bo‘ladi.

RAO‘ chiqishida kuchlanish $s_{Tchiq}(t)$ pog‘onali shaklda bo‘lib, har bir pog‘onaning balandligi chiqish signalining mos vaqt momentidagi hisobiga teng. Diskretlangan signal $s_{Tchiq}(t)$ tushunchasi ostida keyinchalik amplitudalari mos pog‘onalarning balandligiga teng „yupqa“ impulslar ketma-ketligi tushuniladi.

Sintezlovchi filtr (SF) deb nomlangan to‘rtqutblikda diskret ketma-ketlikni kontinual chiqish signal $s_{chiq}(t)$ ga o‘zgartirish amalga oshiriladi.

Yuqorida sanab o‘tilgan o‘zgartirishlar kirish signalining har bir hisobi ustida T qadamdan kam bo‘lgan vaqt ichida bajarilishi zarur. Undan tashqari razryadlarni qo‘shish, ayirish va kodlangan so‘z ustida boshqa operatsiyalarni amalga oshirish uchun qo‘llaniladigan elektron

kalitlarni boshqarish keskin sinxronligi ta'minlanishi kerak. Buning uchun yordamchi impulsli ketma-ketliklar sinxronizatsiyasining murakkab tizimini qo'llash talab etiladi. Uning yordamida har bir T qadamda ikkilik elementlarida (masalan, triggerlarda) eski ma'lumotlarni o'chirib, yangilarini kiritish amalga oshiriladi.

Masala tayanch generatordan olinadigan $1/T$ chastotali yakka garmonik tebranishdan yuqorida ko'rsatilgan ketma-ketliklarni shakllantirish orqali yechiladi.

T qadam RFning asosiy parametri bo'lgani uchun asosiy e'tibor shu generator chastotasining stabilligini oshirishga qaratiladi. Integral mittisxemalarning qo'llanilishi yuqorida keltirilgan murakkab masalalarni muvaffaqiyatli yechishga imkon beradi.

Raqamli filtrning impuls tavsifnomasi. Diskret signal RF kirishida kontinual $s(t)$ signaldan T interval bilan olingan $s(kT)$, $k=0,1,\dots, N-1$, hisoblardan iborat ketma-ketlik ko'rinishida bo'ladi.

Filtr chiqishida ma'lum operatsiyalar natijasida $s_{chiq}(kT)$ raqamlar ketma-ketligi hosil bo'ladi.

Avval RF ishlashining eng oddiy algoritmini ko'rib chiqaylik. Unda $s_{chiq}(mT)$ raqam $t=mT$ momentida faqat $s(mT)$ ga va undan oldingi kirish raqamlarga bog'liq bo'ladi:

$$s_{chiq}(mT)=a_0s(mT)+a_1s(mT-T)+a_2s(mT-2T)+\dots+a_Hs(mT-HT) \quad (5.1)$$

bu yerda a_i koeffitsientlari (filtrning "vazn koeffitsientlari) – haqiqiy o'zgarmas sonlar;

H – eslab qolinuvchi raqamlarning maksimal soni;

$t=0$ momentidan boshlab $t=0,T,2T,\dots$ momentlarida chiqish raqamlari quyidagi ifodalar orqali aniqlanadi:

$$s_{chiq}(0)=a_0s(0),$$

$$s_{chiq}(T)=a_0s(T)+a_1s(0),$$

$$s_{chiq}(2T)=a_0s(2T)+a_1s(T)+a_2s(0),$$

$$s_{chiq}(mT)=a_0s(mT)+a_1s[(m-1)T]+a_2s[(m-2)T]+\dots+a_Hs[(m-H)T].$$

Keltirilgan nisbatlar quyidagi ifoda orqali umumlashadi:

$$s_{chiq}(mT) = \sum_{k=0}^m a_k s[(m-k)T], \quad m \leq H. \quad (5.2)$$

(5.2) algoritmi 5.2-rasmdagi sxemada amalga oshiriladi. Unda T xotira elementini bildiradi. Ba'zida qisqacha qilib kechiktirish deb ataladi.

RF umumiy ta'rifidan ko'rinib turibdiki, kechiktirish effekti ikkilik elementlaridan elektron kalit ishlashi bilan sinxron ravishda raqamlarni kiritish va chiqarish orqali erishiladi.

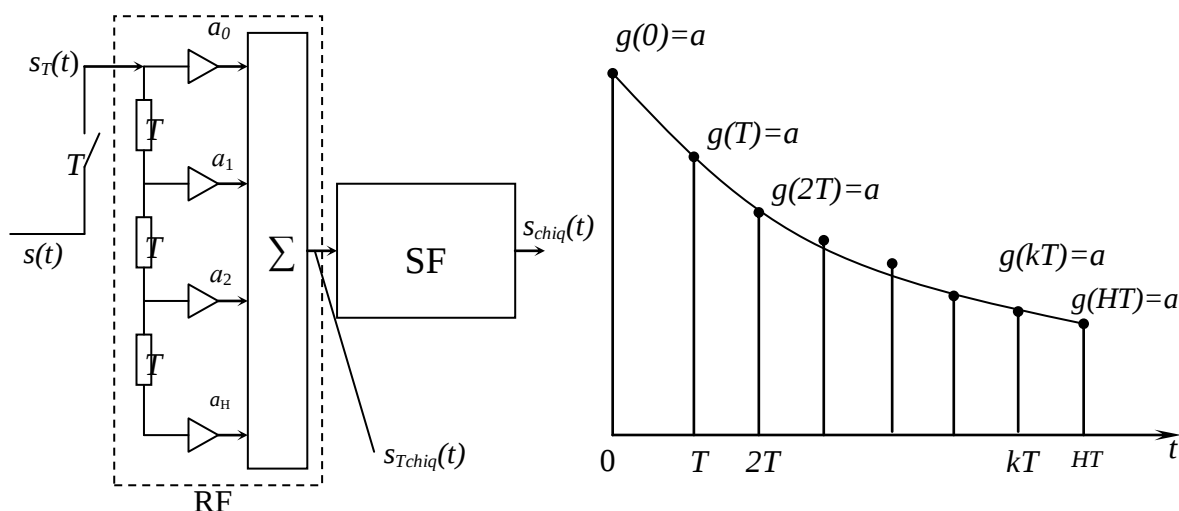
5.2-rasmdagi sxemadan filtr kirishiga $s(0)=1$ hisobni uzatishda (birlik impuls) summatorning kirishida RF impuls Tavsifnomasi ma'nosini beruvchi raqamlar ketma-ketligi hosil bo'lishi bevosita kelib chiqadi (5.3-rasm).

Bundan keyin impuls tavsifnomasi $g(kT)$ orqali belgilanadi. 5.2-rasmdagi sxema uchun $g(kT)$ raqamlari filtrning vazn koeffitsientlari a_k bilan mos keladi.

(5.2) ifodani quyidagi shaklda yozamiz:

$$s_{chiq}(mT) = \sum_{k=0}^m s[(m-k)T] g[kT] = \sum_{k=0}^m s[kT] g[m-kT]. \quad (5.3)$$

(5.3) ifoda integral o'ramning diskret ekvivalenti hisoblanadi. U analog zanjirlar orqali kontinual signalning o'tishini tahlil qilishda qo'llaniladi.



5.2-rasm. Diskretli filtr. 5.3-rasm. Diskretli filtrning impuls tavsifnomasi.

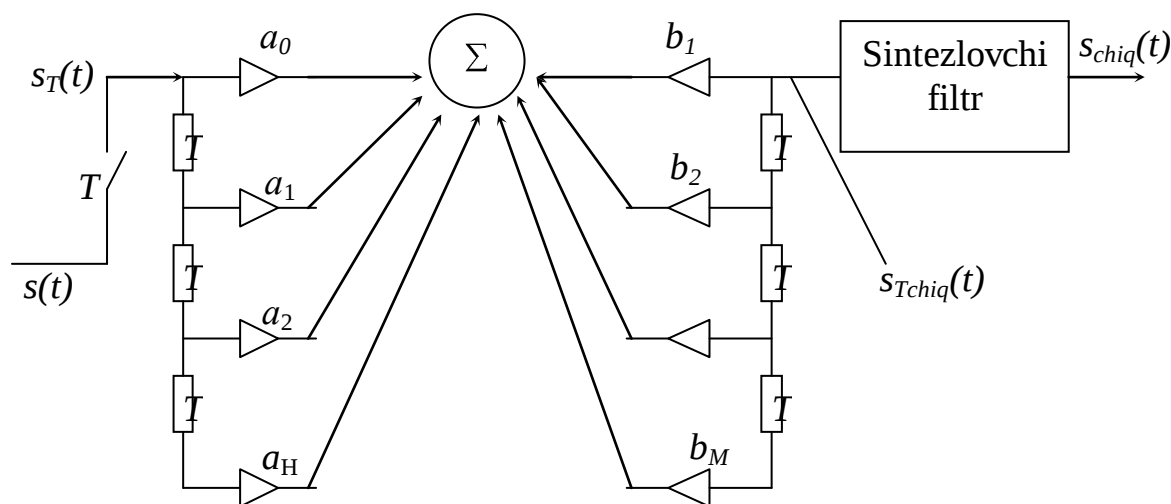
5.3-rasmdagi $g_T(t)$ impuls tavsifnomani mos keluvchi analog filtrning kontinual impuls tavsifnomasini T qadam bilan diskretlash natijasi deb ta'kidlash mumkin.

5.2-rasmdagi filtrni ba'zida transversal (ko'ndalang) filtr deb ataladi.

Filtrning imkoniyatlari teskari aloqa zanjirlarini kiritilganda ancha kengayadi (5.4-rasm). Teskari aloqa mavjudligida summator (hisoblagich) chiqishida signalning qiymati mT vaqtning istalgan momentida faqat kirish signalining H hisoblariga bog'liq bo'lmasdan chiqish signalining avvalgi momentlaridagi bir qancha hisoblarga ham bog'liq bo'ladi. Bunday filtr rekursiv filtr deb ataladi. Bu filtr uchun (5.1) tafovut tenglamasini $b_1, b_2, \dots, b_M$ vazn koeffitsientlarga ega teskari aloqalarni hisobga oluvchi umumiy tenglamaga almashtirish zarur:

$$s_{chiq}(mT) = a_0 s(mT) + a_1 s(mT-T) + a_2 s(mT-2T) + \dots + a_H s(mT-HT) + b_1 s_{chiq}(mT-T) + b_2 s_{chiq}(mT-2T) + \dots + b_M s_{chiq}(mT-MT).$$

Transversal va rekursiv filtrlarning bir-biridan prinsipial farqi ularning impuls tavsifnomalarining xususiyatlariga bog'liq. Birinchi holda impuls tavsifnomasi tugallangan (H dan katta bo'lmaydigan) hisoblar soniga ega bo'lsa, ikkinchi holda teskari aloqa mavjudligi tufayli hisoblar soni cheksiz ko'p bo'ladi. Shu munosabat bilan transversal filtrlarni ba'zida tugallangan impuls tavsifnomali (TIT), rekursiv filtrlarni cheksiz impuls tavsifnomali (CHIT) filtrlar deb atashadi.



5.4-rasm. Teskari aloqalarga ega raqamli filtr.

Raqamli filtrning uzatish funksiyasi. 5.5-rasmda kattalik bo'yicha ixtiyoriy va vaqt bo'yicha uzluksiz signal ko'rsatilgan. Bu toifa signallarni analogli deb atashadi, chunki ularni fizik kattaliklarning elektrik modeli yoki uzluksiz deb qarash mumkin. Ular vaqt o'qida cheksiz ko'p nuqtalarda beriladi. Bunday ko'pliklar continual deb ataladi. Bu holda ordinata o'qida signallar ma'lum oraliq ichida istalgan qiymatga ega bo'lishi mumkin. Shuningdek, bu signallar 5.5-rasmda ko'rsatilganidek uzulishlarga ega bo'lishi mumkin.

Kontinual $s(t)$ signal uzluksiz t o'zgaruvchining funksiyasi hisoblanadi, diskret $s(x)$ esa faqat o'zgartirilmaydigan qiymatlarni qabul qiluvchi diskret x o'zgaruvchining funksiyasi hisoblanadi.

Bundan keyin diskret atamasi faqat vaqt bo'yicha diskretlashga nisbatan qo'llaniladi. Daraja bo'yicha diskretlik esa kvantlash atamasi orqali belgilanadi. Shuning uchun vaqt bo'yicha diskretlangan va daraja bo'yicha kvantlangan signal bundan buyon raqamli deyiladi.

$s(t)$ signalni diskretlash deganda uni vaqtning $\eta\Delta t$ diskret momentlarida hisoblarning to'planishi yordamida analitik ko'rinishi nazarda tutiladi.

Elektron kalit yordamida bajariladigan diskretlash jarayonini $s(t)$ funksiyaning yetarlicha qisqa takt impulslarining $y_T(t)$ yordamchi davriy ketma-ketligiga ko'paytmasi sifatida ko'rish osonroq.

Bunday impulslar sifatida, odatda, T qadamdan nisbatan kichikroq τ_0 davomiylikka ega to'g'ri burchakli impulslar ko'rib chiqiladi.

Shunday qilib, T qadam bilan diskretlangan signalni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$s_T(t) = s(t)y_T(t).$$

RF kirishida amal qiluvchi diskret signalni quyidagicha shaklda ko'rsatish qulay:

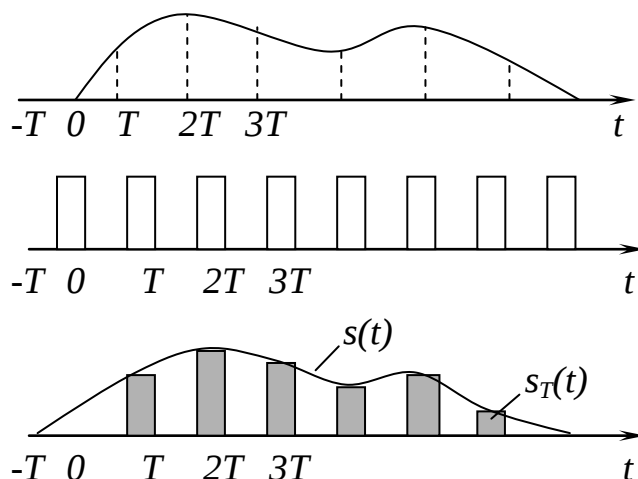
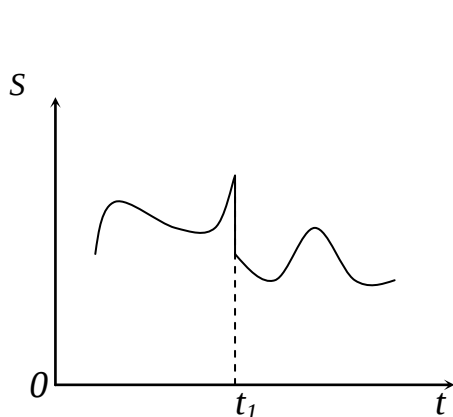
$$s_T(t) = s_T(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(kT) \delta(t - kT), \quad (5.4)$$

lekin, boshlang'ich $s(kT) = 0, k < 0$ shartiga ko'ra:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\infty} s(t_k) \delta(t - kT).$$

Mos ravishda Laplas bo'yicha tasvirlash quyidagicha bo'ladi:

$$L[s(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} s(t_k) e^{-pkT}. \quad (5.5)$$



5.5-rasm. Kattalik bo'yicha ixtiyoriy va vaqt bo'yicha uzluksiz signal.

5.6-rasm. Tugallanuvchi davomiylikli takt impulsleri ketma-ketligiga ko'paytirish misolida signalni diskretlash.

Filtr chiqishidagi diskret signal uchun mos keluvchi ifodani ham tuzish qiyin bo'lmaydi. Transversal filtr holatida summator chiqishidagi natijaviy signalni quyidagi yig'indi ko'rinishida yozish mumkin:

$$s_{Tchiq}(t) = a_0 s_T(t) + a_1 s_T(t-T) + \dots + a_H s_T(t-HT)$$

Siljish teoremasini hisobga olib, bu ifodaga Laplas o'zgartirishini qo'llab quyidagini olamiz:

$$L[s_{Tchiq}(t)] = s_{Tchiq}(p) = s_T(p) \sum_{k=0}^H a_k e^{-pkT},$$

bunda $\delta(t)$ – delta-funksiya;

$p = \sigma + i\omega$ – kompleks chastota;

H – eslab qolinuvchi raqamlarning maksimal soni;

a_i – filtrning vazn koeffitsientlari.

RFning uzatish funksiyasini umumiy ko‘rinishda quyidagi nisbat orqali aniqlanadi:

$$K_T(p) = s_{Tchiq}(p) / s_T(p). \quad (5.6)$$

Transversal filtr uchun bu nisbat quyidagicha ifodalanadi:

$$K_T(p) = a_0 + a_1 e^{-pT} + a_2 e^{-p2T} + \dots + a_H e^{-pHT}. \quad (5.7)$$

(5.7) ifodani shuningdek Laplas o‘zgartirishini bevosita $g(kT)$ impuls Tavsifnomaga qo‘llab quyidagi shaklda olish mumkin:

$$g_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \delta(t - kT)$$

Haqiqatan,

$$L \left[\sum_{k=0}^{\infty} a_k \delta(t - kT) \right] = a_0 + a_1 e^{-pT} + a_2 e^{-p2T} + \dots + a_H e^{-pHT} = K_T(p) \quad (5.8)$$

Shunday qilib, RF impuls tavsifnomasi va uzatish funksiyasi xuddi analog filtr holatida kabi o‘zaro Laplas va Furiye o‘zgartirishlari orqali bog‘liq.

(5.7) ifodaga $p = i\omega$ ni qo‘yib chastotalar o‘qida quyidagi uzatish funksiyasini olamiz:

$$K_T(i\omega) = \sum_{k=0}^H a_k e^{-ik\omega T}. \quad (5.9)$$

(5.9) va (5.4) ifodalardan RF uzatish funksiyasi $K_T(i\omega)$ xuddi $s_T(\omega)$, $s_{Tchiq}(\omega)$ spektrlari singari $2\pi/T$ ga teng davrli (chastotalar o‘qida) davriy tuzilishga ega ekanligini ko‘rsatadi.

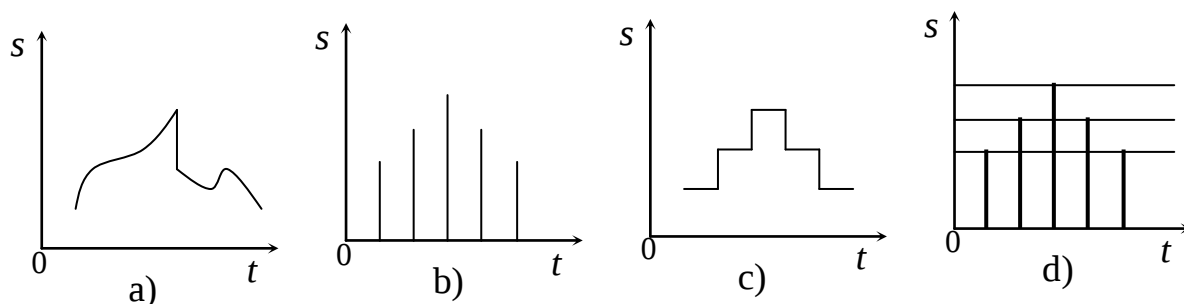
5.2. Diskret signallar va zanjirlarni tahlil qilish usullari

Raqamli signallarning tavsifnomalari. Oldingi paragrafda $s(t)$ signalni diskretlash deganda uni $n\Delta t$ vaqtning diskret momentida hisoblar to'plami yoki $t=n\Delta t$ vaqtning momentlarida $s(t)$ funksiyaning hisob tanlashi yordamida analitik tasvirlash nazarda tutilgan edi.

Zamonaviy radioelektronikada misol uchun, radioaloqada axborotni uzatilishining impulsli usullari qo'llanilganda, signalni diskretlash amalga oshiriladigan tizimlar keng tarqalgan.

Raqamli qayta ishlash tizimlarida boshlang'ich kontinual signal diskret signalga o'zgartiriladi (5.7-rasm).

Diskretlash T qadamni (tempi) tanlash hisoblar teoremasiga (Kotelnikov teoremasi) asosan bajariladi: agar $s(t)$ funksiyaning spektridagi eng yuqori chastota f_m dan kichik bo'lsa, u holda $s(t)$ funksiya bir-biridan $1/2f_m$ sekunddan oshmaydigan oraliqdagi momentlarda o'zining qiymatlari ketma-ketliklari orqali to'liq aniqlanadi.



5.7-rasm. a) kattalik va vaqt bo'yicha ixtiyoriy; b) kattalik bo'yicha ixtiyoriy va vaqt bo'yicha diskretlangan; c) kattalik bo'yicha kvantlangan va vaqt bo'yicha uzluksiz; d) kattalik bo'yicha kvantlangan va vaqt bo'yicha diskretlangan signallar.

Ushbu teoremaga asosan spektr bo'yicha eng yuqori $\omega_m = 2\pi f_m$ chastota bilan cheklangan $s(t)$ signalni quyidagi qator orqali ko'rsatish mumkin:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(\frac{n}{2f_m}\right) \frac{\sin \omega_m(t - n/2f_m)}{\omega_m(t - n/2f_m)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(n\Delta t) \varphi_n(t). \quad (5.10)$$

Bu ifodada $1/2f_m = \Delta t$ vaqt o'qida ikki hisob nuqtalari orasidagi intervalni, $S(n/2f_m) = S(n\Delta t)$ esa $s(t)$ funksiyaning $t = n\Delta t$ vaqt momentlaridagi hisob tanlashini bildiradi.

Elektron kalit yordamida amalga oshiriladigan diskretlash jarayonini (hisoblarni tanlash) $s(t)$ funksiyaning yetarlicha qisqa takt impulslarining yordamchi $y_T(t)$ davriy ketma-ketlikka ko'paytmasi deb qarash qulay.

Bunday impulslar sifatida T qadamga nisbatan kichik τ_0 davomiylikka ega to'g'ri burchakli impulsni olish mumkin.

Shunday qilib, T qadam bilan diskretlangan signalni quyidagi ifoda orqali aniqlash mumkin:

$$s_T(t) = s(t)y_T(t). \quad (5.11)$$

5.8, a-rasmda $s(t)$, $y_T(t)$ va $s_T(t)$ funksiyalari ko'rsatilgan.

Diskretlangan signallarni spektral tahlili. τ_0/T kattalikning kichikligiga talablarni aniqlashtirish uchun avval $s_T(t)$ diskretlangan signal spektrining tuzilishini ko'rib chiqamiz.

Boshlang'ich $s(t)$ kontinual signalning $S(\omega)$ spektral zichligi berilgan deb hisoblansin.

Quyidagi formula orqali davriy $y_T(t)$ funksiyaning Fur'e qatori ko'rinishida yozamiz:

$$y_T(t) = U_0 \left[\frac{\tau_0}{T} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\omega_1 \tau_0}{2}\right) \cos n\omega_1 t \right], \quad (5.12)$$

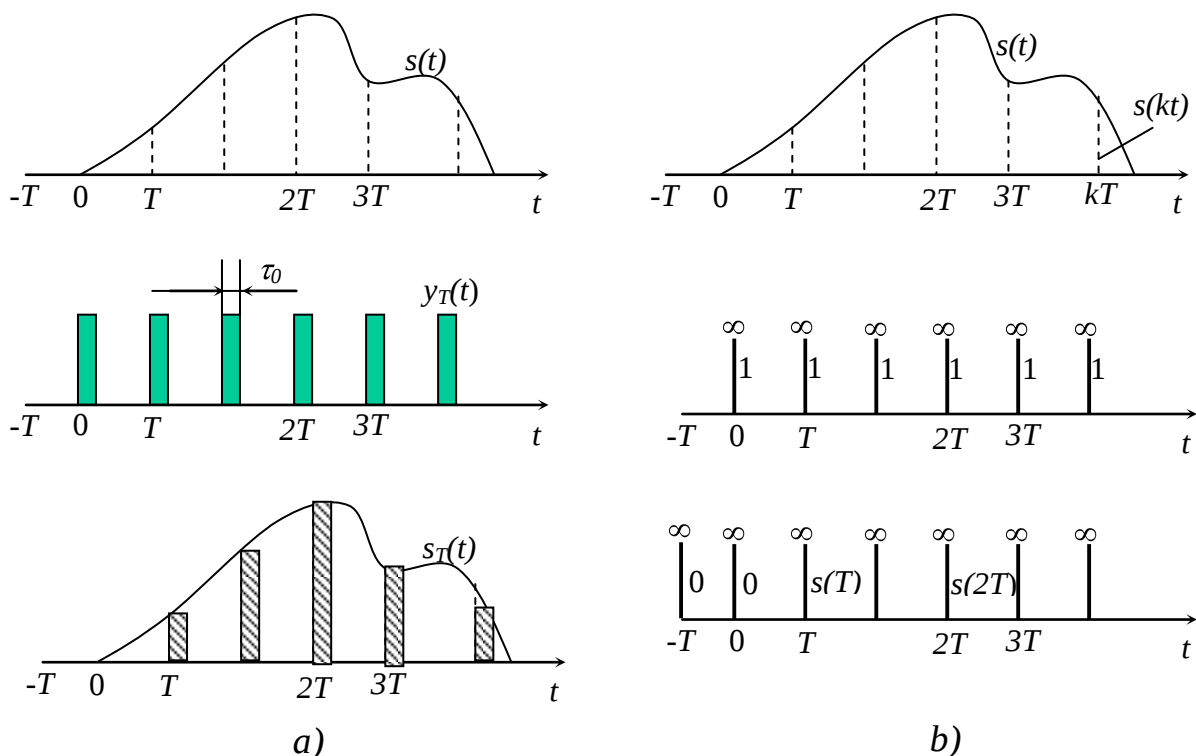
bunda $\omega_1 = 2\pi/T$ – takrorlanish chastotasi.

$n\omega_1 \tau_0/2 = n\pi\tau_0/T$ ekanligini hisobga olgan holda hamda

$\frac{1}{\pi} \sin \frac{n\pi\tau_0}{T} = \frac{\tau_0}{T} \sin c(n\pi\tau_0/T)$ ekanligini nazarda tutib, quyidagini olamiz:

$$y_T(t) = U_0 \frac{\tau_0}{T} \left[1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \sin c\left(\frac{n\pi\tau_0}{T}\right) \cos n\omega_1 t \right].$$

U holda (5.11) ifoda quyidagi ko'rinishni oladi:



5.8-rasm. Tugallangan davomiylikka ega takt impulslarining ketma-ketligiga ko'paytirish sifatida (a) yoki delta-funksiyalarning ketma-ketligiga ko'paytirish sifatida (b) signalni diskretlash.

$$s_T(t) = U_0 \frac{\tau_0}{T} \left[s(t) + 2s(t) \sum_{m=1}^{\infty} \text{sinc} \left(\frac{n\pi\tau_0}{T} \right) \cos n\omega_1 t \right].$$

Ifodaning o'ng tomonidagi birinchi qo'shiluvchisiga boshlang'ich kontinual signalning $S(\omega)$ spektral zichligi mos keladi, har bir $s(t) \cos n\omega_1 t$ ko'paytmalarga esa $\frac{1}{2} [S(\omega - n\omega_1) + S(\omega + n\omega_1)]$ spektral zichlik mos keladi, ya'ni, $s(t)$ funksiyaning $(\omega - \omega_0)$ va $(\omega + \omega_0)$ chastotalardagi spektral zichliklari.

Demak, izlanayotgan spektral zichlik quyidagicha bo'ladi:

$$S_T(\omega) = U_0 \frac{\tau_0}{T} \left[S(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc} \left(\frac{n\pi\tau_0}{T} \right) S(\omega - n\omega_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc} \left(\frac{n\pi\tau_0}{T} \right) S(\omega + n\omega_1) \right].$$

$\text{sinc}(0)=1$ bo'lganligi sababli oxirgi ifodani quyidagi natijaviy shaklda yozish mumkin:

$$S_T(\omega) = U_0 \frac{\tau_0}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(\frac{n\pi\tau_0}{T}\right) \delta(\omega - n\omega_1). \quad (5.13)$$

5.9-rasmda $S(\omega)$ va $S_T(\omega)$ funksiyalarning grafiklari ko'rsatilgan.

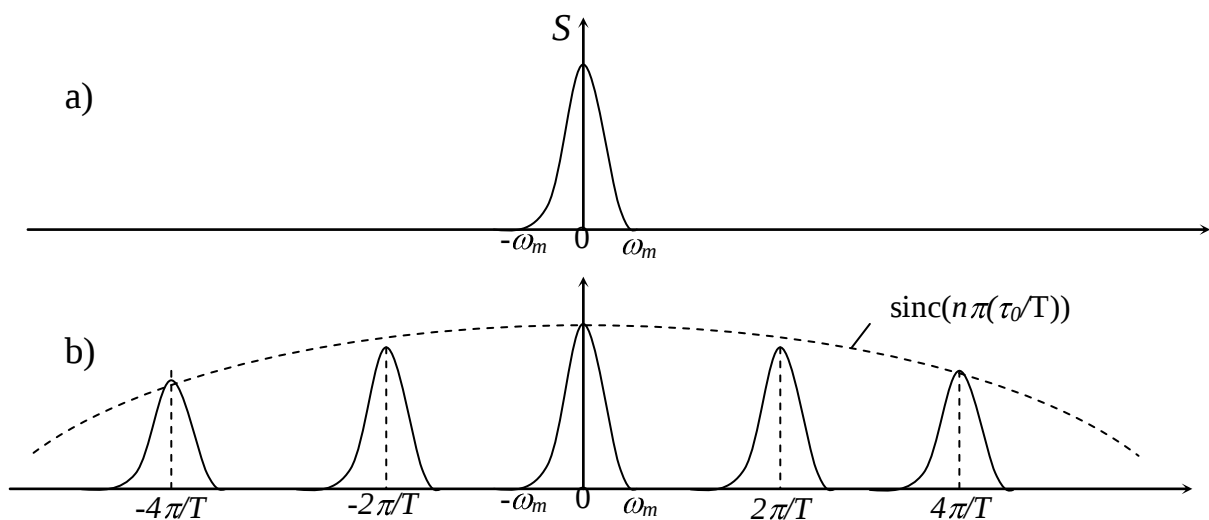
Shunday qilib, diskretlangan signalning $S_T(\omega)$ spektri boshlang'ich $s(t)$ signalning bir-biriga nisbatan $\omega_1 = 2\pi/T$ chastotaga siljigan va $\operatorname{sinc}\left(\frac{n\pi\tau_0}{T}\right) / \frac{n\pi\tau_0}{T}$ qonuniyat bo'yicha kamayib boruvchi $S(\omega)$ spektrlar ketma-ketligidan iborat.

Agar hisoblar qadamini hisoblar teoremasiga binoan $T < 1/2f_m = \pi/\omega_m$ shartidan olingan bo'lsa, 5.9-rasmda ko'rsatilganidek alohida spektrlar kesishishmaydi va filtrlar yordamida ajratilishi mumkin.

Amaliyotda T qiymatini, odatda, $1/2f_m$ dan bir necha marta kichik qilib olinadi, bu esa signalni aniq qayta ishlash va filtrlarning realizatsiyasini osonlashtirish uchun muhimdir.

τ_0/T nisbati kamaygani sari spektr kengliklarining kamayishi davriy tuzilishi bo'yicha bir tekis oraliqda sekinlashib boradi va tabiiyki kengliklar sathi nolga intiladi.

Agar τ_0 kamayishi bilan bir vaqtda U_0 ni kattalashtirilsa, shuningdek, unda impuls maydoni $U_0\tau_0$ o'zgarmasdan qolsa, u holda $y_T(t)$ va $s_T(t)$ funksiyalari 5.9, b-rasmdagi ko'rinishga keladi.



5.9-rasm. Boshlang'ich signal (a) va diskretlangan signal (b) spektrlari.

Soddalashtirish uchun $U_0\tau_0=1$ tenglashtirib, takt funksiyasini aniqlash uchun quyidagi ko‘rinishga kelimiz:

$$y_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT).$$

Shuningdek (5.11) ifoda quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$s(t) = s(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kt) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(kT) \delta(t - kT). \quad (5.14)$$

Vaqt hisoblari ketma-ketligi 5.8, b-rasmdagi kT nuqtalardagi $s(t)$ signal qiymatlariga teng vazn koefitsientli delta-funksiyalar ketma-ketligi ko‘rinishiga keladi.

Bunda (5.13) ifoda quyidagi ko‘rinish oladi:

$$S_T(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(\omega - n\omega_1). \quad (5.15)$$

Shuni ta’kidlash kerakki, $s_T(t)$ signal energiyasi delta-funksiya orqali berilgan holda cheksiz katta bo‘ladi. Mos ravishda, $S_T(\omega)$ spektr energiyasi ham (5.15) orqali aniqlanganda cheksiz katta. Tugallanuvchi energiyali real takt impulslerini qo‘llaganda $S_T(\omega)$ spektr $\omega \rightarrow \infty$ da kamayib boradi (5.9-rasm).

$s_T(t)$ signalni (5.14) shaklda ifodalash diskret signallarni spektral tahlilini osonlashtiradi. Masalan, $S_T(\omega)$ spektral zichlikni bevosita $\{s(kt)\}$ vaqt hisoblari to‘plami bo‘yicha $S(\omega)$ spektrga boshlang‘ich kontinual signalni aloqasiz aniqlash mumkin.

Haqiqatan, Furiye oddiy o‘zgartirishini qo‘llagan holda:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (5.16)$$

(5.16 – $s(t)$ funksiyaning spektral zichligi yoki spektral tavsifnomasi deyiladi, qachonki t_1, t_2 oraliqlar noaniq bo‘lgan holda). (5.14) ifodaga $k=0,1,..., \infty$, bo‘lganda quyidagini olamiz:

$$S_T(\omega) = \int_0^T s_T(t) e^{-i\omega t} dt = \int_0^T e^{-i\omega t} \sum_{k=0}^{\infty} s(kT) \delta(t - kT) dt = \sum_{k=0}^{\infty} s(kT) \int_0^T e^{-i\omega t} \delta(t - kT) dt = \sum_{k=0}^{\infty} s(kT) e^{-i\omega kT}$$

O‘z o‘lchamali bo‘yicha $S(\omega)$ va $S_T(\omega)$ funksiyalar bir xil emas: birinchisi $\left[\frac{\text{signal}}{\text{chastota}} \right]$ o‘lchamiga, ikkinchisi esa oddiy $[\text{signal}]$ o‘lchamiga ega.

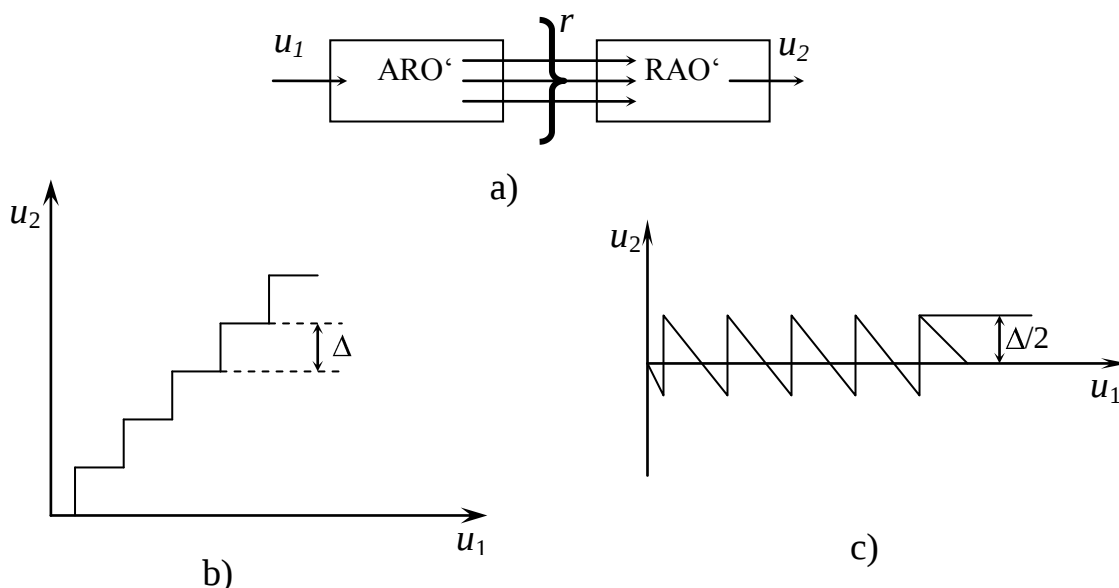
5.3. Analog-raqam o‘zgartirish. Kvantlash shovqinlari. Raqa-analog o‘zgartirish va kontinual signalni tiklash

Signalni kvantlaganda xatoliklar. Diskret filtrlarni ko‘rib chiqilganda kirish signalini analog shakldan raqamliga o‘zgartirishda hosil bo‘ladigan xatoliklar masalasi ko‘rilmagan edi. Xatolik signalni oxirgi cheklangan darajalar soniga kvantlaganda sodir bo‘ladi. Bu xatolikning xarakterini aniqlash uchun 5.1-rasmdagi struktura sxemaga qaytaylik va undan ikki qurilmani – ARO‘ va RAO‘ni ajratib olaylik.

Avval bu qurilmalarni birgalikda ishlashini ARO‘ kirishiga turli u_1 darajalarga ega o‘zgaras kuchlanish berilganda RFni hisobga olmasdan ko‘rib chiqamiz. Ikkilik kodida razryadlar soni ikkilik elementlari (masalan, triggerlar) soni bilan aniqlanadi. Ularning har biri ikki holatning birida bo‘lishi mumkin: chiqishda nolli yoki nol bo‘lmagan kuchlanish. Bu holatlarning biriga shartli ravishda 0, ikkinchisiga 1 beriladi. Ikkilik elementlarining soni r bo‘lganda ARO‘ chiqishida r simvollar kombinatsiyasi (kodli raqa) hosil bo‘ladi.

Ularning har biri ikki qiymatdan birini (0 yoki 1) qabul qilishi mumkin. Oldingi paragraflarda ko‘rsatilganidek, mumkin bo‘lgan har xil kombinatsiyalarning soni $L=2^r$ va kirish signalining o‘zgarish diapazonini taqsimlash mumkin bo‘lgan diskret darajalar sonini aniqlaydi. RAO‘da teskari o‘zgartirish sodir bo‘ladi. RAO‘ kirishiga beriladigan 0 va 1 kombinatsiyalarning har biriga chiqish signalining ma‘lum diskret darajasi mos keladi. Natijada Δ kvantlashning bir xil qadamida u_2 ning u_1 ga bog‘liqligi 5.10, c-rasmda ko‘rsatilgan siniq liniya ko‘rinishida bo‘ladi. 5.10, a-rasmda ko‘rsatilgan qurilma shunday tavsifnomaga ega bo‘lsa, u noxiziqli qurilma sifatida, $u_2 - u_1 = q$ tafovut esa kvantlash xatoligi sifatida ko‘rilishi kerak.

Ko‘rinib turganidek $\Delta/2$ dan oshmaydigan absolut qiymatda eng katta xatolik u_1 ortishi bilan o‘zgarmasdan qoladi (5.10, c-rasm).



5.10-rasm. A-R va R-A o‘zgartirish (a), kvantlash tavsifnomasi (b) va kvantlash xatoligi (c)

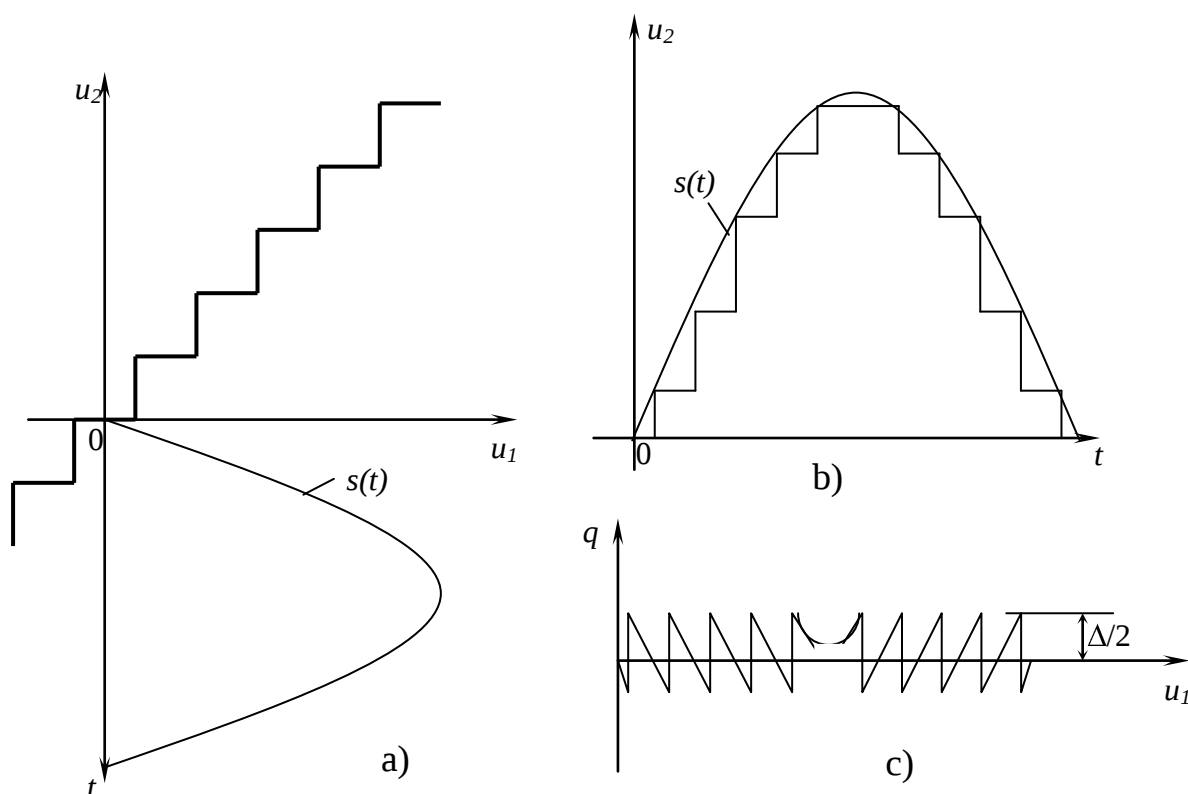
Yuqorida ko‘rilganlarni garmonik kirish tebranishi $s(t)$ uchun davom ettiramiz (5.11, a-rasm). $s_{chiq}(t)$ tebranish kirish $s(t)$ tebranishidan farqlanuvchi pog‘onali shaklni egallaydi (5.11, b-rasm), kvantlash xatoligi esa 5.11, c-rasmdagi funksiya ko‘rinishini oladi:

$$q(t) = s_{chiq}(t) - s(t).$$

$s(t)$ garmonik tebranishning amplitudasi va chastotasi keng oraliqlarda o‘zgarganda $q(t)$ ning faqat yo‘nalish chastotasi o‘zgaradi va ularning shakli $\Delta/2$ amplitudada uchburchaksimonga yaqin bo‘lib qoladi. $q(t)$ funksiyani kvantlash xalaqiti yoki shovqini deb atash mumkin.

Kvantlash shovqinining o‘rtacha quvvatini hisoblab chiqish qiyin emas. Impulslarning $\Delta/2$ amplituda bilan shakli uchburchaksimon qilib olinganda (5.11, c-rasm) bitta impulsning davomiyligida o‘rtacha quvvati quyidagiga teng:

$$(1/3) \cdot (\Delta/2)^2 = \Delta^2/12. \quad (5.17)$$



5.11-rasm. Kvantlovchi qurilmaning kirishidagi (a) va chiqishidagi (b) signal; kvantlash shovqini (c).

Bu kattalik impulsning davomiyligiga bogʻliq boʻlmagani uchun kvantlash shovqinining oʻrtacha quvvati quyidagicha olinishi mumkin:

$$P_q = \Delta^2/12.$$

Garmonik signal uchun chiqarilgan bu natijani boshqa istalgan signal, shu jumladan tasodifiy signalga ham qoʻllash mumkin. Farqi faqat shundaki, $q(t)$ funksiya impulsning tasodifiy davomiyligi tufayli tasodifiy jarayon boʻladi.

Kvantlash jarayonida signal/xalaqit nisbati. Bu nisbatni hisoblash ham qiyinchilik tugʻdirmaydi. AROʻ tavsifnomasining oraliqlariga joylashuvchi L ga teng pogʻonalarning umumiy soni va pogʻonaning Δ balandligida garmonik signalning amplitudasi $L \cdot \Delta/2$ dan, signalning oʻrtacha quvvati esa $1/2(L \cdot \Delta/2)^2$ kattalikdan oshmasligi kerak.

Shularga asosan garmonik tebranishni kvantlaganda signal/xalaqit nisbati quyidagicha aniqlanadi:

$$P_s/P_q \leq 3L^2/2.$$

Darajalar soni L ikkilik razryadlari soni r bilan $L=2^r$ orqali bog'liq bo'lgani uchun oxirgi ifodani quyidagi shaklda ko'rsatish mumkin:

$$P_s/P_q = (3/2) \cdot 2^{2r}. \quad (5.18)$$

Kvantlash shovqinidan signalning ustunligini taxminan baholashda quyidagi nisbat beriladi:

$$P_s/P_q \approx 2^{2r}.$$

yoki detsibellarda quyidagicha aniqlanadi:

$$D_{dB} = (P_s/P_q)_{dB} = 10 \lg 2^{2r} = 10 \cdot 2r \cdot \lg 2 \approx 6r \quad (5.19)$$

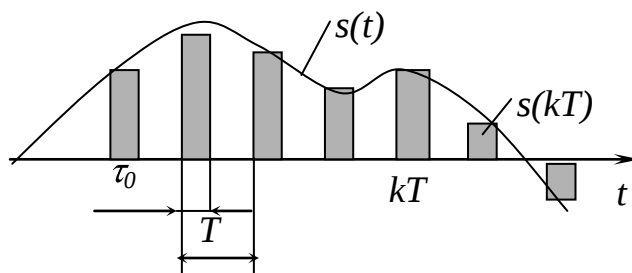
Zamonaviy ARO' larda razryadlar soni 10 va undan ortiq bo'ladi. Bunda ARO' ning dinamik diapazonini tavsiflovchi D_{dB} kattalik taxminan 60 dB tashkil etadi (har bir razryadga 6 dB).

Raqam-analog o'zgartirish va kontinual signalni tiklash. Signalni raqamli shakldan kontinualga qayta o'zgartirish ikki qurilma yordamida (5.1-rasm) amalga oshiriladi: 1) RAO'; 2) sintezlovchi filtr (SF).

RAO' da har bir r razryadga mos keluvchi o'zgarmas kuchlanishlar manbasi va bu kuchlanishlarni summatorga sinxron ulovchi yoki uzuvchi qurilma (5.10, a-rasmdagi sxemada ARO' dan kelayotgan simvollarga bog'liq holda) mavjud. RAO' chiqishida barcha elementlardan birlar kelganda kuchlanish maksimal bo'ladi. Misol uchun, razryadlar soni $r=4$ bo'lsin, u holda diskret darajalar soni $L=2^4=16$ ga teng va signalning maksimal kuchlanishi shartli ravishda 1 V bo'ladi. Shunda eng kichik razryadning qiymati 1/16 V, undan keyin keluvchi razryadniki 1/8 V, keyingisidiki 1/4 V va 1/2 V bo'ladi. ARO' dan 0,1111 ko'rinishida kelayotgan kodlangan so'zda RAO' chiqishidagi kuchlanish $1/2 + 1/4 + 1/8 + 1/16 = 15/16$ V (maksimal qiymat), 0,0001 so'zda esa 1/16 V (minimal qiymat) bo'ladi. 0,0010 kodli so'zga 2/16 V, 0,1000 kodli so'zga 1/2 V va hokazo to'g'ri keladi.

Ko'rsatilgan kuchlanishlar RAO' chiqishida $\tau_0 < T$ vaqt davomida, ba'zida esa yangi ($\tau_0 = T$) kodlangan guruh kirib kelgunicha taqab qo'llab turiladi. Natijada RAO' chiqishida $s(t)$ signalni filtrlaganda 5.12-rasmda ko'rsatilgan impulslar ketma-ketligi ko'rinishidagi kuchlanish ($\tau_0 < T$ da) hosil bo'ladi. To'g'riburchakli impulslar amplitudasi ARO' dan kodlangan ko'rinishda keluvchi mos hisoblarga teng.

Bu ketma-ketlikning spektri murakkab tuzilishga ega. RAO' chishida filtr $f_1/2$ ($f_1 = 1/T$ – impulslar takrorlanish chastotasi) chastotadan kichik yoki teng o'tkazish kengligida chastotaviy interval ajratib, unda signal haqida barcha ma'lumot joylashgan bo'ladi. Shu bilan filtrlangan signalning kontinual shaklini tiklash jarayoni oxiriga yetadi.



5.12-rasm. To'g'riburchak shaklida ko'rinishli impulsning hisobi.

6. Radioaloqada xalaqitga bardoshlik vazifalari

Shovqin va xalaqitlarga qarshi kurashish radiotexnikaning ko'p sohalarida asosiy vazifalardan biri hisoblanadi. Axborotni uzatuvchi tizimlarning xalaqitga yuqori bardoshlilikini ta'minlashning bir necha yo'llari mavjud. Masalan, signalni qayta ishlovchi shunday qurilmalar ishlab chiqiladiki, ular ma'lum bir usul bilan xalaqit ta'sirida buzilgan signalni yuqori darajada ajratib olishi mumkin.

Boshqa usulda esa uzatiladigan signalning tuzilishini mukammallashtiriladi, kodlash va modulatsiyaning xalaqitga bardosh usullari qo'llaniladi. Bunday xalaqitga bardoshli signallarga Barker kodlari va chiziqli chastotaviy modulatsiyalangan signallarni misol qilib keltirish mumkin.

6.1. Chiziqli chastotaviy filtr yordamida foydali signalni ajratib olish

Signal/shovqin nisbati. Xalaqit ta'sirida buzilgan foydali signalni ajratib olish uchun chastotaviy filtrlashdan foydalanish mumkin. Chiziqli statsionar filtrning chastotaviy uzatish koeffitsienti $K(j\omega)$ shunday tanlangan bo'lsinki, $|K(j\omega)|$ kattalik qiymatlari signal energiyasining asosiy ulushi yig'ilgan chastotalar mintaqasida katta va shovqin quvvatining spektral zichligi katta mintaqada kichik bo'lsin. Bunday filtr kirishiga signal va shovqin yig'indisini berib, chiqishda foydali signal nisbiy ulushining sezilarli darajada ko'payishini olish mumkinligini kutsa bo'ladi.

Chiziqli filtr kirishida foydali $s_{kir}(t)$ signal va shovqin $n_{kir}(t)$ yig'indisidan iborat kirish signali mavjud bo'lsin:

$$u_{kir}(t) = s_{kir}(t) + n_{kir}(t). \quad (6.1)$$

Bu yerda va keyinchalik bu ikki signalning har biri bir xil markaziy ω_0 chastotali tor kenglikka ega deb faraz qilinadi. Quyidagi ko'paytmaning o'rtacha qiymati sababli s_{kir} va n_{kir} signallar korrelatsiyalanmagan hisoblanadi:

$$\langle s_{kir} n_{kir} \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s_{kir}(t) n_{kir}(t) dt = 0. \quad (6.2)$$

Shuningdek, bu signallarni vaqt intervalining chegaralanmagan davomiyligida statsionar ekanligini ham faraz qilish kerak.

Filtr kirishidagi tebranishlarning kuchayishini kirish signali o'rtacha kvadrati (o'rtacha quvvati) kattaligi orqali xarakterlash mumkin. U (6.2) tenglik bo'yicha foydali signal va shovqinning o'rtacha kvadratlari yig'indisi hisoblanadi:

$$\langle u_{kir}^2 \rangle = \langle s_{kir}^2 \rangle + \langle n_{kir}^2 \rangle = \langle s_{kir}^2 \rangle + \sigma_{n_{kir}}^2. \quad (6.3)$$

bunda $\sigma_{n_{kir}}^2$ – kirish shovqinining dispersiyasi.

Signalning nisbiy darajasini ifodalash uchun filtr kirishida signal/shovqin nisbati tushunchasini kiritish lozim va u quyidagicha aniqlanadi:

$$Q_{kir} = \langle s_{kir}^2 \rangle / \sigma_{n_{kir}}^2 \quad (6.4)$$

yoki logarifmik birlikdagi ko‘rinishda (dB):

$$q_{kir} = 10 \lg(\langle s_{kir}^2 \rangle / \sigma_{n_{kir}}^2). \quad (6.5)$$

O‘lchamsiz raqam Q_{kir} signal darajasini shovqin darajasiga nisbatan nihoyatda to‘liq emas va taxminan xarakterlashini ta’kidlash zarur. Bu nisbat bilan faqat signal va shovqinning realizatsiyasi qandaydir ma’noda bir-biriga “o‘xshash” ekanligi oldindan ma’lum bo‘lgandagina foydalanish mumkin. Kirish shovqini, odatda, tor polosali tasodifiy jarayon modeli orqali yaxshi ifodalanadi. Berilgan shovqinni alohida realizatsiyalari kvazigarmonik tebranishlar ko‘rinishidan iborat bo‘ladi. Tabiiyki, bu holda (6.4) ifoda orqali AM yoki ChM ko‘rinishida modulatsiyalangan foydali signallarning darajasini baholash uchun foydalanish mumkin.

Filtr chiqishida signal/shovqin nisbati. Chiziqli filtr superpozitsiya tamoyiliga bo‘ysunadi. Signal va shovqin bunday filtr tomonidan mustaqil qayta ishlanadi va chiqishda

$$\langle u_{chiq}^2 \rangle = \langle s_{chiq}^2 \rangle + \sigma_{n_{chiq}}^2 \quad (6.6)$$

o‘rtacha kvadratli $u_{chiq}(t) = s_{chiq}(t) + n_{chiq}(t)$ signalni hosil qiladi.

Bu esa filtr chiqishida quyidagi signal/shovqin nisbatini kiritishga imkon beradi:

$$Q_{chiq} = \langle s_{chiq}^2 \rangle / \sigma_{n_{chiq}}^2 \quad (6.7)$$

yoki logarifmik birliklarda

$$q_{chiq} = 10 \lg(\langle s_{chiq}^2 \rangle / \sigma_{n_{chiq}}^2). \quad (6.8)$$

Signal/shovqin nisbati bo'yicha quyidagi kattalikni filtrning yutug'i deb atash mumkin:

$$M_F = Q_{chiq}/Q_{kir}. \quad (6.9)$$

U ham detsibellarda ifodalanishi mumkin:

$$m_F = q_{chiq} - q_{kir}. \quad (6.10)$$

Ko'rinib turganidek, agar $M_F > 1$ bo'lsa, ya'ni $m_F > 0$ da signal va shovqin yig'indisini filtrlash biz tomondan qabul qilingan kriteriy ma'nosida ijobiy natijaga olib keladi – foydali signalning chiqishda nisbiy darajasi ko'payadi.

Radiotizimning normal ishlashi uchun yetarli bo'lgan signal/shovqin nisbatining qaysi qiymati ma'qul degan savolga javob butunlay tizimning mo'ljallanganligi va qo'yilgan barcha texnik talablar to'plamiga bog'liq bo'ladi.

6.2. Shakli ma'lum signallarni optimal chiziqli filtrlash

Optimal chiziqli filtr deb signal va shovqin yig'indisini ma'lum bir usul bilan yuqori darajada qayta ishlovchi chastotaviy-tanlovchi tizimga aytiladi.

Shakli ma'lum signal va shovqinning yig'indisini optimal qayta ishlash muammosi misol uchun radiolokatsiyada sodir bo'ladi. Bu yerda qabul qilingan foydali $s_{qab}(t)$ signal uzatilgan $s_{uzat}(t)$ signalning aniq masshtabli nusxasi hisoblanadi, ya'ni

$$s_{qab}(t) = A s_{uzat}(t - \tau).$$

bunda $A \ll 1$ o'zgarmas son.

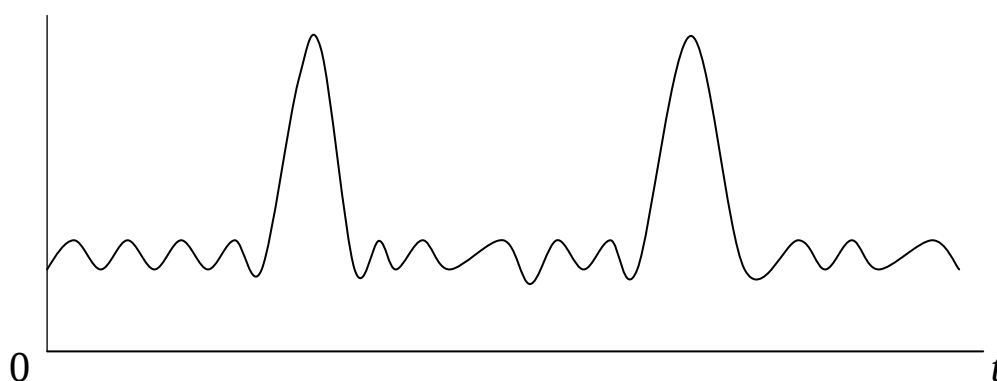
Qabul qilingan signalning amplitudasi juda kichik va qabul qilgichning kirishida shovqinning samarali kuchlanishi bilan taqqoslanishi mumkin.

Radiolokatorning qabul qiluvchi qurilmasi quyidagi operatsiyalarni bajaradi:

a) signalni topadi, ya'ni qabul qilingan tebranishda aks ettirilgan signalning mavjudligini faktning o'zi tasdiqlaydi;

b) mo'ljalgacha proporsional bo'lgan masofani kechiktirish τ vaqtini o'lchaydi.

Radiolokatsion tizimning ishlashida foydali signalning shaklini saqlash talab etilmaydi. Undan tashqari qayta ishlash jarayonida foydali signalni shunday transformatsiyalash kerakki, uning filtr kirishiga berilishi vaqtning ma'lum momentida chiqish tebranishining oniy qiymatlarini yetarlicha ko'tarilishiga olib kelishi mumkin bo'lsin (6.1-rasm). Shovqin signali Gauss jarayoni bo'lmish katta ko'tarilishlarning kam ehtimolligi bilan tavsiflanadi.



6.1-rasm. Foydali signalning shovqin sathidan ko'tarilishi.

Shuning uchun chiqish signali vaqtning ba'zi momentlarida shovqinning samarali kuchlanishidan ustun bo'lsada, bu yuqori ehtimollik bilan qabul qilgich kirishida foydali signalning mavjudligini tasdiqlaydi.

Chiziqli moslashgan filtr. Signal va shovqin yig'indisini qayta ishlovchi tizim $h(t)$ impuls tavsifnomali statsionar chiziqli filtr bo'lsin. Determinlangan foydali $s_{kir}(t)$ signal filtr chiqishida quyidagi aks javobni hosil qiladi:

$$s_{chiq}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(\tau) h(t - \tau) d\tau.$$

Qandaydir, hozircha ixtiyoriy vaqt t_0 momentini belgilab olib va $h(t)$ funksiyani shunday tanlaylikki, $|s_{chiq}(t_0)|$ kattalik maksimal mumkin bo'lgan qiymatga yetsin. Agar bunday funksiya haqiqatan mavjud bo'lsa, u holda unga javob beradigan chiziqli filtrni berilgan kirish signali bilan moslashgan filtr yoki *moslashgan filtr* deyiladi.

Shunday qilib, quyidagi ifoda modul bo'yicha maksimallashtirilishi lozim bo'lgan filtr chiqishidagi aks javobi bo'lsin:

$$s_{chiq}(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(\tau) h(t_0 - \tau) d\tau. \quad (6.11)$$

Koshi-Bunyakovskiy tengsizligiga asosan:

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(\tau) h(t_0 - \tau) d\tau \right| \leq \left[\int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}^2(\tau) d\tau \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t_0 - \tau) d\tau \right]^{1/2}. \quad (6.12)$$

Tenglik ishorasi integral osti ifodasidagi ham ko'paytuvchilar bir-biriga proporsional bo'lgandagina o'rinalidir:

$$h(t_0 - \tau) = k s_{kir}(\tau), \quad (6.13)$$

bunda k – ixtiyoriy koeffitsient.

t o'zgaruvchini $t = t_0 - \tau$ shakliy almastirishni bajarib, undan quyidini olamiz:

$$h_{mos}(t) = k s_{kir}(t_0 - t). \quad (6.14)$$

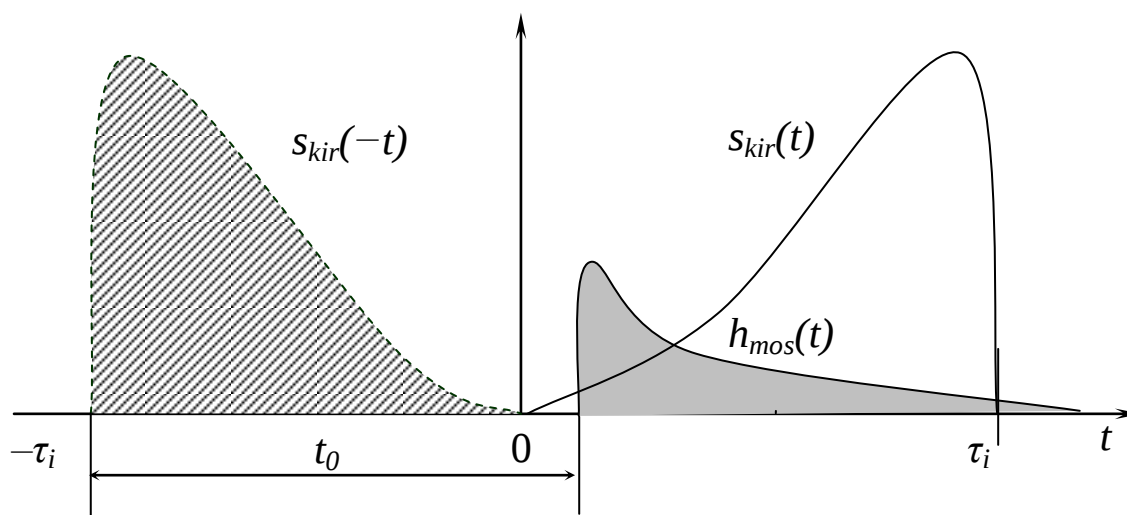
Yuqorida ko'rsatilganlarga asosan, moslashgan filtrning impuls Tavsifnomasi kirish signalning masshtabli nusxasi ko'rinishida bo'ladi, lekin u vaqt o'qi bo'ylab oynaviy tartibda joylashadi (buni (6.14) ifodada t o'zgaruvchining manfiy ishorasi ko'rsatib turibdi). Undan tashqari moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi $s_{kir}(-t)$ signalga nisbatan t_0 oraliqqa surilgan.

6.2-rasm $h_{mos}(t)$ funksiyani $t=0$ da sodir bo'luvchi τ_i davomiylikka ega $s_{kir}(t)$ impuls signalga tegishli holda qurish prinsipini namoyon qiladi.

6.2-rasmdagi tavsifnoma qurilishini tahlil qilgan holda moslashgan filtrni fizikaviy ishlab chiqish uchun zarur (lekin yetarlicha emas) shartni tariflash mumkin: kirishda impuls boshlanishi va maksimal chiqish reaksiyasi sodir bo'lish momenti orasidagi t_0 vaqt oralig'i chiqayotgan impuls davomiyligidan kam bo'lmasligi kerak.

Aks holda tizimning impuls tavsifnomasi $t < 0$ da noldan farqlanuvchi bo'lar edi, ya'ni, filtr kirishiga delta-impuls berilish momentigacha.

Bu shartning ma'nosi quyidagicha: chiqishda signalning maksimal mumkin bo'lgan oniy qiymatini hosil qilish uchun moslashgan filtr butun kirish signalini qayta ishlashni oldindan amalga oshirishi lozim.



6.2-rasm. Moslashgan filtr impuls tavsifnomasining qurilishi

6.3. Moslashgan filtrlarni ishlab chiqish

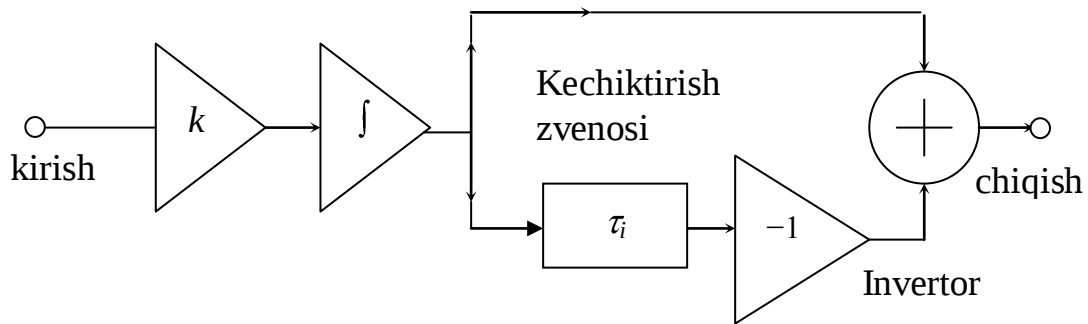
To'g'ri burchakli videoimpuls uchun moslashgan filtr. To'g'ri burchak shakldagi ma'lum τ_i davomiylikka va ixtiyoriy U_0 amplitudaga ega videoimpuls ko'rinishdagi $s_{kir}(t)$ impuls signalni ko'rib chiqaylik. Bunday signal bilan moslashgan filtr tuzilishini aniqlash uchun spektral usulni qo'llaymiz. Avval foydali signalning spektral zichligini hisoblaymiz:

$$S_{kir}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{kir}(t) e^{-j\omega t} dt = U_0 \int_0^{\tau_i} e^{-j\omega t} dt = \frac{U_0}{j\omega} \left(-e^{-j\omega \tau_i} + 1 \right) \quad (6.15)$$

Moslashgan filtrning chastotaviy uzatish koeffitsientini $t_0 = \tau_i$ aniqlikni kiritib, ya'ni, filtrning reaksiyasi impuls tugagan momentda maksimal ekanligini hisobga olib quyidagicha aniqlaymiz:

$$K_{MOS}(j\omega) = k \frac{1 - e^{j\omega\tau_i}}{-j\omega} e^{-j\omega\tau_i} = \frac{k}{j\omega} (-e^{-j\omega\tau_i}) \quad (6.16)$$

Olingan natija moslashgan filtrni sintezlashga imkon beradi. Haqiqatan, (6.17) ifodaga asosan bunday filtr quyidagi uchta chiziqli zvenolarning kaskadli ulanishidan iborat bo'lishi kerak: a) k kuchaytirish koeffitsientli masshtab kuchaytirgich; b) ideal integrator; c) $K'(j\omega) = 1 - \exp(-j\omega\tau_i)$ uzatish koeffitsientli qurilma. Oxirgi qurilma signal ishorasini o'zgartiruvchi invertorning signalini τ_i vaqtga kechiktiruvchi zveno hamda summator yordamida ishlab chiqiladi. 6.3-rasmدا filtrning struktura sxemasi tasvirlangan.



6.3-rasm. To'g'riburchakli videoimpuls uchun moslashgan filtrning struktura sxemasi.

To'g'ri burchakli radioimpuls uchun moslashgan filtr. Ishlab chiqilayotgan signal quyidagi ko'rinishda berilgan radioimpuls bo'lsin:

$$s_{kir}(t) = \begin{cases} 0, t < 0 \\ U_0 \sin \omega_0 t, 0 \leq t \leq \tau_i \\ 0, t > \tau_i \end{cases} \quad (6.17)$$

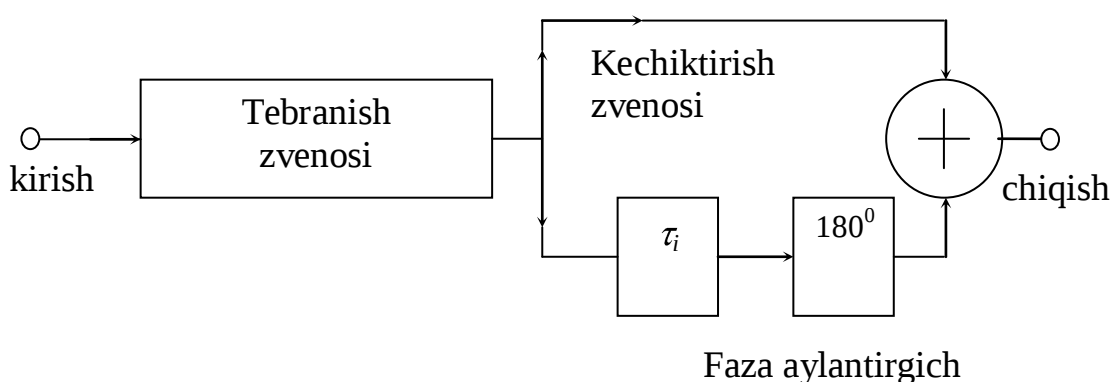
Bunday signal uchun filtrning impuls tavsifnomasi haqida ma'lumotlarni qo'llagan holda moslashgan filtrni sintezlaymiz.

Moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi $h_{mos}(t)=ks_{kir}(t_0-t)$ ekanligini oldingi paragrafda ko‘rilgan edi. Soddalashtirish uchun $t_0=\tau_i$ va $\sin \omega_0 \tau_i=0$ qilib olib impulsning davomiyligini yuqori chastotali to‘ldirish davriga karrali deb hisoblaymiz. U holda impuls tavsifnoma quyidagicha bo‘ladi:

$$h_{MOS}(t)=\begin{cases} 0, t < 0, \\ k \sin \omega_0 t, 0 \leq t \leq \tau_i, \\ 0, t > \tau_i, \end{cases} \quad (6.18)$$

ya’ni moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi kirish signalini amplituda bo‘lgichi aniqligida takrorlaydi.

Bunday impuls tavsifnomasini 6.4-rasmda ko‘rsatilgan struktura sxemadagi tizim yordamida taxminan ishlab chiqish mumkin.



6.4-rasm. To‘g‘riburchakli radioimpuls uchun moslashgan filtrning struktura sxemasi.

Filtr kirishida quyidagi impuls tavsifnomali tebranish zvenosi joylashgan (masalan, yuqori asilikka ega tebranish konturi):

$$h_{tebr}(t)=\begin{cases} 0, t < 0, \\ b \sin \omega_0 t, t \geq 0, \end{cases}$$

bunda b – o‘zgarmas kattalik.

Tebranish zvenosi yuqori asilikka ega bo‘lsa, vaqt bo‘yicha amplitudaning eksponensial pasayishini inobatga olmasa bo‘ladi.

Moslashgan filtrning impuls tavsifnomasi $t > \tau_i$ da nolga teng bo'lishi uchun sxemada summator qo'llanilgan. Uning kirishlaridan biriga signal tebranish zvenosining chiqishidan bevosita berilsa, ikkinchisiga τ_i soniyaga kechiktirish zvenosi va signal fazasini 180° ga o'zgartiruvchi fazaaylantirgichlar orqali beriladi. Elementlarning bunday ulanishida vaqtning $t = \tau_i$ momentidan boshlab summator kirishiga amplitudalari bir xil va fazalari qarama-qarshi bo'lgan ikki garmonik tebranish ta'sir qilib, summator chiqishidagi signalni nolga aylantiradi.

Foydalanilgan adabiyotlar

Asosiy 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.

Qo'shimcha adabiyotlar

1. **Баскаков С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы. Руководство к решению задач. – М.: Высшая школа, 2002.
2. **Радиотехнические цепи и сигналы.** Примеры и задачи. / Под ред. Гоноровского И. С. / М.: Радио и связь, 1989.
3. **Абдуазизов А. А.** Электр алоқа ва радиотехника асослари. Ўқув қўлланма. – Т.: ТАТУ, 2007.
4. **Умаров Ф. Ф.** Радиотехник занжирлар ва сигналлар фанидан маърузалар тўплами. – Т.: ТДТУ, 1999.

Internet saytlari

1. www.radio.ru
2. www.elektronika.ru
3. www.twirpx.com

Mundarija

NOCHIZIQ ZANJIRLI VA RAQAMLI QURILMALAR	3
1. Nochiziqli zanjirlar va ularni tahlil qilish usullari	3
1.1. Rezistiv va reaktiv nochiziqli elementlar	3
1.2. Nochiziqli rezonansli kuchaytirish	9
1.3. Chastotani ko'paytirish	14
1.4. Amplituda bo'yicha chegaralash	16
1.5. Signal chastotasini o'zgartirish	19
1.6. Nochiziqli elementlar zanjiriga garmonik signalning ta'siri. Nochiziqli zanjirlarda jarayonlarni modellashtirish	25
2. Garmonik tebranishlarni generatsiyalash va tebranish tizimlari	30
2.1. Avtogeneratorlarda tebranishlarning vujudga kelishi	30
2.2. Tebranishlarning vujudga kelishi va o'sib borishi shartlari	33
2.3. Tebranish konturlarida majburiy tebranishlar	35
2.4. Tebranish konturlarida o'tish jarayonlari	40
2.5. Garmonik ta'sir ostida parallel konturdagi o'tish tebranishlari	44
2.6. Bog'langan konturlardan iborat tebranish tizimlari	47
3. Chastotaviy elektrik filtrlar	50
3.1. Filtrlarning chastotaviy tavsifnomalari	50
3.2. Filtrlarni sintezlash nazariyasi elementlari	52
4. Ichki teskari aloqali avtogeneratorlar	58
4.1. Manfiy aktiv qarshilikni konturga kiritish	58
4.2. Tunnel diodli avtogenerator	59
4.3. Teskari aloqa zanjirida kechiktiruvchi liniyalik avtogenerator	61
4.4. RC-generatorlar	62
5. Signallarni raqamli qayta ishlash	67
5.1. Raqamli qayta ishlashning afzalliklari. Raqamli filtrlash prinsiplari. Raqamli filtrning impuls va uzatish funksiyalari	67
5.2. Diskret signallar va zanjirlarni tahlil qilish usullari	76
5.3. Analog-raqam o'zgartirish. Kvantlash shovqinlari. Raqam-analog o'zgartirish va kontinual signalni tiklash	81

6. Radioaloqada xalaqitga bardoshlik vazifalari	85
6.1. Chiziqli chastotaviy filtr yordamida foydali signalni ajratib olish	86
6.2. Shakli ma'lum signallarni optimal chiziqli filtrlash	88
6.3. Moslashgan filtrlarni ishlab chiqish	91
Foydalanilgan adabiyotlar	94

Muharrir X. Po'latxo'jayev