X.G‘. KARIMOV, M.Q. BOBOJANOV

AVTOMATIK BOSHQARISH VA ROSTLASH NAZARIYASI ASOSLARI

TOSHKENT

O'ZBEKISTON RESPUBLIKASI OLIY
VA O'RTA MAXSUS TA'LIM VAZIRLIGI

ABU RAYHON BERUNIY NOMIDAGI
TOSHKENT DAVLAT TEXNIKA UNIVERSITETI

X.G'.KARIMOV, M.Q.BOBOJANOV

AVTOMATIK BOSHQARISH VA ROSTLASH NAZARIYASI ASOSLARI

O'zbekiston Respublikasi Oliy va o'rta maxsus ta'lim vazirligining muvofiqlashtiruvchi Kengashi tomonidan o'quv qo'llanma sifatida tavsiya etilgan

TOSHKENT – 2015

UO'K: 621.337 (075)
KBK 312.965-5-05
K-25

K-25 X.G'.Karimov, M.Q.Bobojanov. Avtomatik boshqarish va rostlash nazariyasi asoslari –T.: «Fan va texnologiya», 2015. -112 b.

ISBN 978–9943–983–89–2

Ushbu o`quv qo'llanma mualliflarning bir necha yil mobaynida dars berib kelgan «Avtomatik boshqarish va rostlash nazariyasi asoslari» fanidan yozilgan ma'ruzalar matnlari a sosida vuj udga k eldi. O'quv qo'llanmada a vtomatik bosh qarish va r ostlash nazariyasining asosiy masalalari energetika tizimi elementlari bilan bog'liq ravishda ko`rib chiqilgan. Avtomatik boshqarish sistemalari qurish prinsiplari, chastotaviy va vaqt xarakteristikalari, zvenolarni o'zaro ulash, barqarorlik kriteriyalari haqida ma'lumotlar berilgan. Bundan tashqari barqarorlik kriteriyalari yordamida sistemalarni barqarorlikka tekshirish va sifat ko`rsatkichlarini aniqlash metodlari keltirilgan. Mazkur o'quv qo'llanma energetika s ohasida t a'lim o layotgan b akalavriat v a magistratura t alabalari uchun mo'ljallangan.

***

Данное учебное пособие создано на основе конспекта лекций по предмету «Основы теории автоматического управления и регулирования», читавшегося авторами в течение нескольких лет. В учебном пособии рассмотрены основные воп-росы теории автоматического управления и регулирования на примерах с элементами энергетических систем. Дается информация о принципах построения САУ, о частотных и временных характеристиках, о соединении звеньев и о критериях устойчивости. Кроме этого, приведены методы проверки на устойчивость и определения показателей качества с использованием критериев устойчивости. Учебное пособие предназначено для студентов бакалавриата и магистратуры в области энергетики.

***

The given text–book is created on the basis of the abstract of lectures on a subject «Basics of the theory of automatic control and the regulation» read by authors in course several years. In the text–book the basic questions of the theory of automatic controls and regulations connecting with elements of power systems are considered. The information about principles of construction system of automatic control frequency and time characteristics, connection of links and criteria of stability is given. Besides, check methods on stability and definitions of indicators of quality with use of criteria of stability are resulted. The text–book «Fundamentals of the theory of automatic control and regulation» is intended for students of a bachelor degree and of Master course in Power Engineering.

UO'K: 621.337 (075)
KBK 312.965-5-05

Taqrizchilar:
N.M.Aripov – prof. t.f.d., ToshTYMI;
B.A.Abdullayev – dotsent, ToshDTU.

ISBN 978–9943–983–89–2

KIRISH

Boshqarish tushunchasi bilan inson o'z hayoti mobaynida har soatda duch keladi. Boshqarish turli – tuman hollarda qo'llanilib, har bir holda o'z mezonini, maqsadini va usulini o'zgartiradi. Masalan, davlat va xalq xo'jaligini boshqarishni, soha va korxonani boshqarishni, sex va uchastka, texnologik jarayon, alohida qurilma va dastgohni boshqarishni, ishlab chiqarishga oid bo'lmagan sohadagi boshqarishni, tirik mavjudotdagi va jonsiz tabiatdagi boshqarishni farqlash mumkin.

Davlatni, xalq xo'jaligini, ishlab chiqarish sohalarini boshqarishni ijtimoiy hodisa deb qarash mumkin. U butun ijtimoiy mexanizmning maqsadga muvofiq ishlashi doirasida insonlar faoliyatini aniq bir maqsadni ko'zda tutgan holda tartibli boshqarishni ta'minlaydi. Korxonalarni, sexlarni, uchastkalarni, texnologik jarayonlarni boshqarish moddiy ishlab chiqarish jarayonining unumli ishlashini ta'minlashga qaratilgan.

Har bir boshqariluvchi sistema o'z darajasidagi qonun – qoidalarga bo'ysunadi. Shu bilan birga unga bu sistemani o'z ichiga oluvchi darajasi yuqoriroq bo'lgan sistema parametrlari ham ta'sir etadi.

Demak, boshqarish masalasi maqsad va samaradorlikning turli mezonlarini o'zida mujassamlashtirgan holda boshqariluvchi sistemaning darajasiga qarab o'zgaradi. Bu o'zgarishlar shaklidagi fikr – mulohazalar faqat maqsad mezonlari, boshqarish masalasi va mazmuniga tegishlidir. Ammo har xil darajali sistemalardagi boshqarish jarayonlarini tashkil qilishda chuqur o'xshashlik va umumiylik mavjud. Bunga sabab boshqarish jarayoni doimo axborot jarayoni ekanligidir.

Ma'lum darajali sistemada boshqarish jarayonini axborot jarayoni sifatida ko'rilishi boshqarishni bajarishdan aniq ajratishga imkon beradi. Boshqarish – kelayotgan axborotni qayta ishlash yo'li bilan olingan yechimga asoslangan buyruq axborotni hosil qilishdir. Boshqarishning mohiyati akademik A.I. Berg asarlarida yetarlicha asoslab berilgan [1].

Uning ta'biricha, *boshqarish* – sistemani, uning parametrlariga ta'sir etish yo'li bilan yangi, oldindan belgilangan holatga o'tkazish jarayonidir. Haqiqatan ham, har qanday sistemaning holati uning o'zgaruvchilari yoki koordinatalarining vaqt va fazoda o'zgaruvchan parametrlari orqali aniqlanadi. Sistemaning u yoki bu parametriga ta'sir etish yo'li bilan uni dastlabki holatidan boshqarish maqsadlariga muvofiq oldindan aniqlangan boshqa holatiga o'tkaziladi. Inson ishtirokisiz amalga oshiriladigan boshqarish avtomatik boshqarish va uning nazariy asoslari esa avtomatik boshqarish nazariyasi deyiladi.

Avtomatik boshqarish nazariyasi injenerlik bilimlarini shakllantirishda muhim ahamiyatga ega bo'lgan asosiy fanlardan biri hisoblanadi.

Avtomatik boshqarish nazariyasi avtomatik sistemalari umumiy tuzilishini va ularni tadqiq qilish usullarini o'rganadi. Bu usullar sistemalardagi fizik tabiati har xil bo'lgan jarayonlar uchun yaroqli bo'lib, xalq xo'jaligining turli sohalarida boshqarish sistemalarini loyihalashda nazariy asos hisoblanadi.

Avtomatik rostlash deganda berilgan jarayonni xarakterlovchi kattalikni doimiy ravishda o'zgarmas tarzda ushlab turish yoki uni oldindan berilgan qonuniyat bo'yicha o'zgarishini ta'minlash tushuniladi. U obyekt holatini yoki unga ta'sir qiluvchi ta'sirlarni o'lchash asosida obyektni rostlovchi organiga ta'sir qilish yo'li bilan amalga oshiriladi.

Avtomatik sistemalarni loyihalashda ularga turli-tuman talablar qo'yiladi. Bu talablarni quyidagi turkumlarga ajratish mumkin:

– sistema barqarorligi qiymatiga qo'yiladigan talablar;
– barqarorlashgan tartibda rostlanuvchi parametrning og'ish qiymatiga qo'yiladigan talablar;
– o'tkinchi jarayonlarda sistema holatiga qo'yiladigan talablar.

Avtomatik boshqarish nazariyasida quyidagi ikkita masalani yechishga to'g'ri keladi:

– mavjud avtomatik boshqarish sistemasini tadqiq qilish;
– berilgan talablar bo'yicha sistemani loyihalash - sistemani sintezlash masalasi.

Birinchi holda sistemaning unga qo'yilgan talablarni qay darajada qanoatlantira olishi aniqlanadi va bu masala sistemaning tahlili (analizi) deb yuritiladi. Ikkinchi holda esa masala avtomatik sistemani qurishni, avtomatik boshqarish sistemalariga qo'yilgan talablar bajarilishini ta'minlovchi boshqarish prinsipi va sxemasini, ularning alohida elementlari va parametrlarini tanlashni o'z ichiga oladi [1 – 4].

Hozirgi vaqtda sistemalarni tahlil qilish va sintezlash masalalari bir xil darajada ishlab chiqilmagan.

O'tish jarayonlari turli darajali oddiy differensial tenglamalar yordamida tavsiflanuvchi chiziqli avtomatik sistemalarni tadqiq qilish usullari yetarli darajada ishlab chiqilgan. Zamonaviy kompyuter dasturlarini qo'llash chiziqli bo'lmagan sistemalarni modellash yoki sistemalarni tavsiflovchi chiziqli bo'lmagan tenglamalarni sonli yechimi orqali tadqiq qilish imkonini kengaytiradi.

Avtomatik sistemalarni sintezlash usullari oxirgi o'n yillikda rivojlandi. Ammo chiziqli bo'lmagan sistemalarni sintezlashning umumiy usullari hozirgacha yetarli ishlab chiqilmagan.

Avtomatik boshqarish nazariyasi unga yaqin texnik va ilmiy sohalar bilan chambarchas bog'langan va bu sohalar natijalaridan o'z masalalarini yechishda foydalanadi. Avtomatik boshqarish nazariyasiga taalluqli masalalar doirasi juda keng. Shuning uchun ham avtomatik boshqarish nazariyasini o'rganishni avtomatik boshqarish sistemalarining umumiy xususiyatlari va ularni tadqiq qilishning umumiy usullari bilan tanishishdan boshlash lozim.

Mualliflar o'quv qo'llanmani tayyorlashda yaqindan texnik yordam bergan Toshkent davlat texnika universiteti «Elektr ta'minoti» kafedrasi assistenti Furqat To'ychiev va Toshkent axborot texnologiyalari kasb – hunar kolleji talabasi Mirzabek Bobojanovlarga o'z minnatdorchiligini bildiradi.

I BOB. AVTOMATIK BOSHQARISH PRINSIPLARI VA AVTOMATIK BOSHQARISH SISTEMALARI KLASSIFIKATSIYASI

1.1. Asosiy tushunchalar, terminologiya va avtomatik boshqarish sistemalari xarakteristikasi

Har qanday avtomatik boshqarish sistemasi (ABS) ikkita asosiy qismdan iborat bo'lib, ular boshqarish obyekti va boshqarish qurilmasi deyiladi. Umumiy holda, boshqarish obyekti sifatida tirik organizmlar, insonlar jamoasi, sanoat korxonalari, alohida sexlar, agregatlar va boshqalar bo'lishi mumkin. Ushbu kursda faqat texnik obyektlar ko'rib chiqiladi va shuning uchun boshqarish obyekti deganda boshqarilishi lozim bo'lgan jarayonni amalga oshiradigan texnik qurilmalar tushuniladi. Obyekt sifatida soddaroq bo'lgan boshqarish sistemasi ham ko'rib chiqilishi mumkin.

Obyekt holati, uning ishlash rejimi tashqi muhitning obyektga va boshqarish qurilmasiga ta'sirini hamda obyektning o'zida yuz beruvchi jarayonni xarakterlovchi qator fizik kattaliklar bilan aniqlanadi. Ulardan ba'zilari ish jarayonida o'lchanadi va nazorat qilinadigan kattaliklar deyiladi, boshqalari esa o'lchanmaydi va nazorat qilinmaydigan kattaliklar deyiladi, lekin ular obyekt ishlashiga ta'sir ko'rsatadi [1 – 4, 8].

Obyektga boshqarish qurilmasi orqali ishlab chiqilgan yoki inson tomonidan beriladigan ta'sir boshqaruvchi ta'sir (kattalik) deyiladi, boshqarish sistemasiga bog'liq bo'lmagan ta'sirlar toydiruvchilar deyiladi.

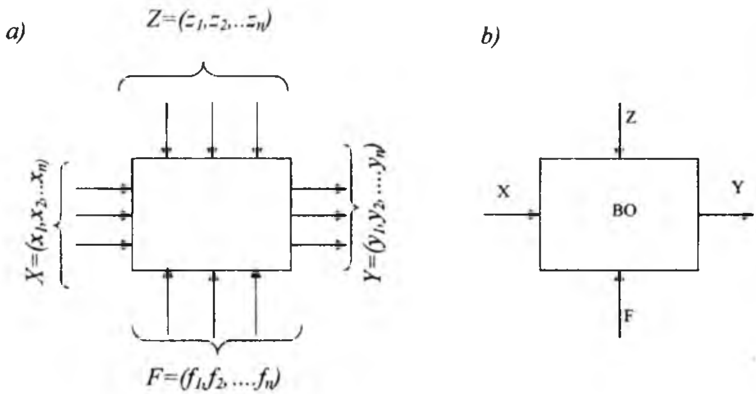
Toydiruvchi ta'sirlarni ikkita turga bo'lish mumkin: yuklama va xalaqitlar.

Yuklama odatda obyektning boshqa o'zgaruvchan parametrlariga, vaqtga, obyektning ish jarayoni va texnologik protsess bilan bog'liq bo'ladi va uni bartaraf qilib bo'lmaydi. Xalaqitlar kutilmagan hodisalar bilan bog'liq bo'ladi va ularning har qanday kamayishi obyekt ishini yaxshilaydi.

Obyekt holatini xarakterlovchi, nazorat qilinadigan va ular orqali boshqarishni amalga oshirish mumkin bo'lgan kattaliklar boshqariluvchi yoki rostlanuvchi kattaliklar deyiladi.

Ko'rib o'tilgan barcha kattaliklarni obyektlarni o'rganish paytida tez tushunib olish mumkin. Masalan, elektr generatorining ishlash rejimi kuchlanish, qo'zg'atish toki, yuklama toki, aylanish chastotasi bilan xarakterlanadi. Bu yerda generator kuchlanishi – rostlanadigan kattalik, qo'zg'atish toki – boshqaruvchi ta'sir, yuklama toki va aylanishlar chastotasi – tashqi ta'sirlardir.

Umumiy holda boshqarish obyekti 1.1,a va b – rasmlarda ko'rsatilgan sxemalar ko'rinishida berilishi mumkin. Bu yerda boshqaruvchi ta'sirlarning to'plami $X=\{x_1, x_2,..., x_n\}$ vektori, boshqariladigan kattaliklarining $Y=\{y_1, y_2,..., y_m\}$ vektori, nazorat qilinadigan tashqi ta'sirlar to'plami $Z=\{z_1, z_2, ... z_r\}$ vektori va nazorat qilinmaydigan tashqi ta'sirlar $F=\{f_1, f_2, ... f_k\}$ vektori bilan belgilanadi.



1.1-rasm.

Agar obyektning matematik tavsifi ma'lum bo'lsa, u holda tashqi ta'sirlarni boshqariladigan kattaliklar bilan bog'laydigan tenglamalar sistemasi ham ma'lum bo'ladi. Shuning uchun berilgan X, Z, F tashqi ta'sirlar bo'yicha Y chiqish kattaligini aniqlash mumkin.

Agar obyekt bitta boshqariladigan va bitta boshqaruvchi kattalik bilan xarakterlansa, ya'ni X va Y vektorlar bittadan koordinataga ega bo'lsa, obyekt oddiy va bir bog'lanishli deyiladi.

Agar bir nechta boshqaruvchi va boshqariladigan kattaliklar mavjud bo'lsa, obyekt ko'p bog'lanishli deyiladi.

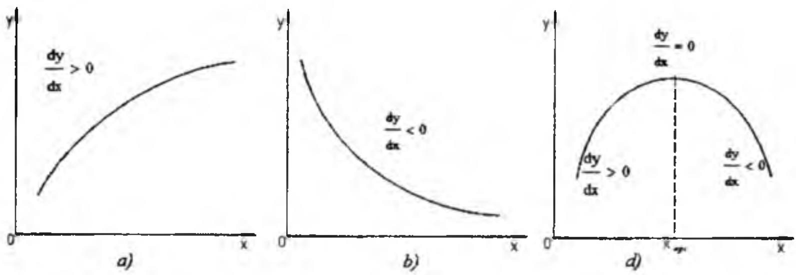
Har bir boshqarish obyektining ishi statika va dinamika rejimlarda ko'rib chiqilishi mumkin. Statik rejimlarda X, Z, F tashqi ta'sirlar vaqtga bog‘liq bo‘lmagan o‘zgarmas kattaliklar bo‘ladi va obyekt boshqariladigan ta’sirlarni bu ta’sirlarga bog‘liqligi Y = Y {X, Z, F} ifoda bilan tavsiflanadi.

Agar sistemani chiziqli differensial tenglamalar sistemasi bilan tavsiflash mumkin bo‘lsa, u holda obyekt chiziqli deyiladi. Obyekt nochiziqli differensial tenglamalar sistemasi bilan tavsiflansa, u nochiziqli (chiziqli emas) bo‘ladi.

Avtomatik boshqarish va rostlash nazariyasida boshqariladigan kattalikning (Y) boshqaruvchi ta’sirga (X) bog‘liqlik grafigi katta ahamiyatga ega va bu bog‘liqlik boshqarishning statik xarakteristikasi deyiladi. Har qanday toydiruvchi ta’sir X va Y orasidagi bu funksional bog‘lanishni o‘zgartirishga harakat qiladi.

Boshqarish xarakteristikasi $y_i = y_i(x_k)$ monoton o‘suvchi, monoton kamayuvchi va ekstremal bo‘lishi mumkin. 1.2 – rasmda bunga misollar keltirilgan.

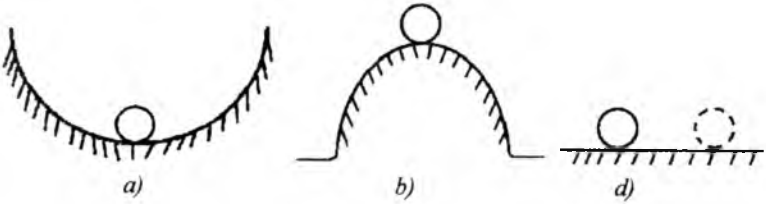
Agar $\frac{\partial y_i}{\partial x_k}$ ifodasi o‘z ishorasini o‘zgartirmasa, boshqarish xarakteristikalari monoton o‘suvchi yoki monoton kamayuvchi bo‘ladi (1.2,a,b – rasm). Boshqaruv kattaligining bir nechta va odatda optimal $x_k = x_{k\,opt}$ qiymatlarida boshqarish xarakteristikasi o‘z ishorasini o‘zgartiradi va ekstremal bo‘ladi (1.2,d – rasm).



1.2-rasm. Sistema barqarorligini tushuntirish:
a) monoton o‘suvchi; b) monoton kamayuvchi; d) ekstremal funksiyalar

Boshqarish obyekti barqaror, nobarqaror va neytral bo‘lishi mumkin. Agar tashqi ta’sir tugagandan so‘ng obyekt o‘zining muvozanat holatiga qaytib kelsa, u barqaror bo‘ladi. Nobarqaror obyektda tashqi ta’sir tugagandan so‘ng boshqariladigan kattalik o‘zgarishi davom etadi va obyekt muvozanat holatiga qaytib kelmaydi. Neytral obyektlarda esa tashqi ta'sir tugagandan so'ng dastlabkidan farqli va qo'yilgan ta'sirga bog'liq bo'lgan yangi muvozanat holati yuzaga keladi.

Barqarorlikni tushuntirish maqsadida turli holatdagi sharlarni ko'rib chiqamiz.



1.3-rasm.

Birinchi holda (1.3,a – rasm) chuqurda joylashgan shar biron tashqi ta'sir orqali qo'zg'atilsa, u doim dastlabki holatiga qaytib keladi. Demak, bu sistema barqaror bo'ladi.

Ikkinchi holda esa tepalikning yuqori nuqtasiga joylashtirilgan shar (1.3,b – rasm) har qanday kichik ta'sirdan so'ng dastlabki muvozanat holatiga qaytib kelmaydi. Shuning uchun bu holat nobarqaror sistemaga misol bo'ladi.

Neytral sistemaga esa gorizontal tekislikda turgan shar misol bo'la oladi (1.3,d – rasm). Chunki har qanday tashqi ta'sir ostida shar oldingidan farqli bo'lgan muvozanat holatlariga (shtrixlangan holat) erishishi mumkin.

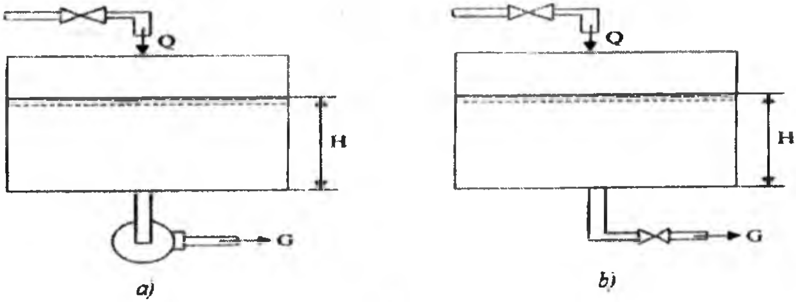
Bitta obyektning o'zi ham ishlash rejimiga bog'liq holda barqaror, nobarqaror va neytral holatlarda bo'lishi mumkin. Masalan, asinxron elektr motori (uning mexanik xarakteristikasini eslang) sirg'alishning qiymati kritik qiymatdan kichik bo'lganda aylanish chastotasiga nisbatan barqaror bo'ladi va sirg'alish kritik qiymatidan katta bo'lganda nobarqaror bo'ladi. Agar valning burilish burchagini boshqariladigan kattalik sifatida qabul qilsak, u holda motor neytral obyekt bo'ladi.

Oddiy boshqarish obyekti misoli tariqasida gidravlik rezervuarni (1.4,a – rasm) ko'rib chiqamiz. Boshqaruvchi ta'sir x sifatida suvning rezervuarga oqib kirish tezligi Q; boshqariladigan kattalik – rezervuardagi suvning sathi N, toydiruvchi ta'sir esa rezervuardagi suvning sarfi G hisoblanadi [3, 4].

Agar suv sarfi nasos bilan amalga oshirilib, rezervuardagi suvning sathiga bog'liq bo'lmasa, u holda Q, N, G kattaliklari orasida quyidagicha bog'liqlik yozilishi mumkin:

$$S\frac{dH}{dt}=Q-G \tag{1.1}$$

bu yerda: *S* – rezervuarning ko'ndalang kesim yuzasi.



1.4-rasm.

Yuqoridagi (1.1) tenglama obyektning matematik tavsifi deyiladi.

Ko'rib chiqilayotgan obyekt neytral, chunki suvning rezervuarga oqib kirish tezligining (Q) qisqa paytdagi oshishi rezervuardagi suv sathining (N) ko'tarilishiga, ya'ni sistemaning yangi muvozanat holatiga erishishiga olib keladi.

Obyektni boshqarish xarakteristikasi monotonligini oson tushunib olish mumkin, chunki suvning rezervuarga oqib kirish tezligining (Q) oshishi $\frac{dH}{dt}$ ifodasining ko'payishiga olib keladi, natijada obyekt xarakteristikasi monoton bo'ladi.

Agar nasosni ventil bilan almashtirsak (1.4,b – rasm) va suv sarfi G va uning rezervuardagi sathi H o'zaro $G = k \cdot H$ chiziqli bog'lanish orqali bog'langan deb qabul qilsak, u holda rezervuar tenglamasi quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$S\frac{dH}{dt}+kH=Q \tag{1.2}$$

va u monoton statik boshqarish xarakteristikasiga ega bo'lgan barqaror obyekt bo'ladi.

Nazorat savollari:

1. Avtomatik boshqarish sistemasi deb nimaga aytiladi?
2. Avtomatik rostlash sistemasi deb nimaga aytiladi?
3. Avtomatik boshqarish obyekti deb nimaga aytiladi? Obyektlarga misollar keltiring.
4. Avtomatik boshqarish obyektlariga bo'ladigan qanday ta'sirlarni bilasiz?
5. Qanday obyekt barqaror deyiladi?

1.2. Avtomatik boshqarish prinsiplari

Boshqarish obyektini bilgan holda avtomatik boshqarish sistemasini qurish uchun biz qanday maqsadda va qanday usullar bilan obyektni boshqarish, boshqarish sistemasi oldida qo'yilgan masalalarni bilishimiz zarur. Avtomatik boshqarish sistemalari tomonidan hal qilinadigan masalalarni quyidagicha guruhlarga bo'lish mumkin [1 - 7]:

1. Stabilizatsiya masalasi. Bu holda obyektni xarakterlovchi u yoki bu kattaliklarni berilgan aniqlikda ushlab turish zarur.

2. Dasturiy boshqarish. Bu holda boshqariladigan kattalikning o'zgarish qonuni oldindan ma'lum va boshqarish sistemasi operatori tomonidan beriladi.

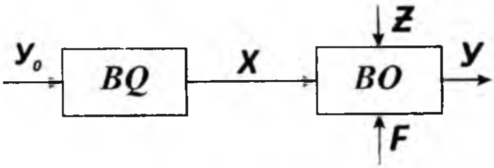
3. O'zgarish qonuniyati oldindan ma'lum bo'lgan kattalik o'zgarishini kuzatish. Bu holda boshqariladigan kattalik berilgan aniqlik bilan o'lchanadigan kattalik o'zgarishlarini aks ettirishi lozim. Bunday boshqarish sistemalari kuzatuvchi sistemalar deyiladi.

4. Mustaqil moslashuvchi sistemalar.

1.2.1. Avtomatik boshqarish sistemalarini qurish prinsiplari

Yuqorida aytib o'tilganidek, har qanday avtomatik boshqarish sistemasi ikkita asosiy qismdan iborat bo'lib, ular boshqarish obyekti (BO) va boshqarish qurilmasi (BQ) deyiladi (1.5 – rasm).

Boshqarish obyektining holati boshqariladigan kattalik yoki sistemaning chiqish kattaligi Y bilan xarakterlanadi. Boshqaruvchi qurilma kirishiga u_0 ta'sir qo'yiladi va berilgan ta'sir deyiladi. Ushbu ta'sir chiqish kattaligining talab etilgan qiymati va boshqarish bo'yicha ko'zda tutilgan maqsaddan kelib chiqqan holda o'zgaradi. Buning natijasida BQ chiqishida boshqaruvchi ta'sir X paydo bo'ladi va BO kirishiga beriladi va shu tariqa boshqarish jarayoni amalga oshiriladi.



1.5-rasm.

Boshqarish qurilmasi uchta asosiy qismdan iborat bo'lib, bular sezgirlik qurilmasi, hisoblash qurilmasi va ijro qurilmalaridir [2].

Sezgirlik qurilmalari sistemaga beriladigan ta'sirlarni o'lchash uchun xizmat qiladi. Hisoblash qurilmasi sezgirlik qurilmasidan olingan axborotlarni qayta ishlash asosida boshqarish qurilmasining ishlash algoritmini ishlab chiqadi. Murakkab sistemalarda hisoblash qurilmasi sifatida maxsus kompyuterlar ishlatiladi.

Ijro qurilmasi esa hisoblash qurilmasi tomonidan beriladigan signalga mos ravishda boshqarish obyektiga to'g'ridan to'g'ri ta'sirni amalga oshiradi, ya'ni uning holatini o'zgartiradi.

Boshqaruv sistemalari ochiq yoki yopiq bo'lishi mumkin. Ochiq sistemalarda boshqaruvchi ta'sir boshqariladigan kattalik qiymatini hisobga olmasdan faqatgina boshqarish maqsadi, obyekt tavsiflari va ma'lum bo'lgan tashqi ta'sirlarni bilish asosida beriladi. Ochiq sistemalarda boshqarish qurilmasi faqat berilgan ta'sirni, toydiruvchi ta'sirni hamda ikkala signalni bir vaqtning o'zida o'lchashi mumkin.

Boshqacha aytganda, ochiq sistemalarda boshqariladigan kattalik (chiqish kattaligi) Y va BQ orasida o'zaro bog'liqlik mavjud bo'lmaydi. 1.5-rasmda ko'rsatilgan sxema ochiq avtomatik boshqarish sistemasiga misol bo'ladi.

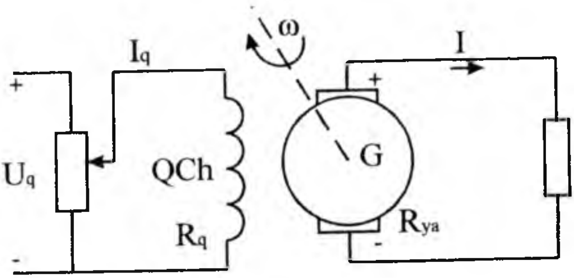
Yopiq sistemalarda esa boshqaruvchi ta'sir signali boshqariladigan kattalik o'zgarishiga bog'liq ravishda shakllantiriladi. Bunday sistemalarda chiqish kattaligi bo'yicha ma'lumot doimiy ravishda boshqarish qurilmasiga uzatiladi va bu teskari bog'lanish orqali amalga oshiriladi.

Umumiy tarzda avtomatik boshqarish sistemalari quyidagi turlarga bo'linishi mumkin:

1) Ochiq sistemalar (qattiq boshqarish prinsipi);
2) Toydiruvchi ta'sirni kompensatsiyalash prinsipi;
3) Og'ish prinsipi (yopiq sistemalar);
4) Kombinatsiyalashgan boshqarish sistemalari.

1.2.2. Ochiq sistemalar

Birinchi tipdagi ochiq sistemaga misol tariqasida o'zgarmas tok generatori kuchlanishini dasturli boshqarish sistemasini ko'rsatish mumkin (1.6 – rasm).

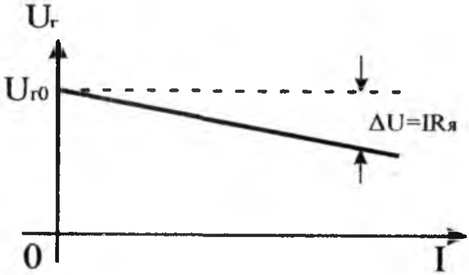


1.6-rasm.

Bu yerda generator boshqarish obyekti bo'lib, u qo'shimcha motor yordamida harakatga keltiriladi. Obyektning chiqish kattaligi – generator kuchlanishi U_g, kirish kattaligi qo'zg'atish chulg'amiga qo'yilgan kuchlanish U_q qiymatiga bog'liq ravishda o'zgaradi. Bu holda qo'zg'atish chulg'ami boshqarish qurilmasi hisoblanadi va qo'zg'atish chulg'amiga qo'yilgan kuchlanish U_q oldindan berilgan dasturga muvofiq o'zgartiriladi. Generator toki yoki yakor zanjiridagi tok I – yuklama tarzidagi toydiruvchi ta'sir (Z), qo'zg'atish chulg'amidagi tok I_q boshqaruvchi ta'sir (X), ω va R_q nazorat qilinmaydigan ta'sirlar hisoblanadi. Struktura jihatidan sistema 1.5 – rasmga mos keladi.

Boshqarish qurilmasining vazifasi boshqarish obyekti uchun ma'lum matematik tavsif bo'yicha boshqaruvchi ta'sirni ishlab chiqishdan iborat bo'lgani uchun, agar $u=u_0$ bo'lsa, boshqarish sistemasi stabilizatsiya masalasini yechishga yo'naltirilgan bo'ladi.

1.7-rasmda boshqariladigan kattalik – generator kuchlanishining (U_g) yakor zanjiridagi tokka bog'liq ravishda o'zgarish grafigi ko'rsatilgan. Unga ko'ra tok qiymati oshishi bilan kuchlanish tushishi ΔU ham ortib boradi.

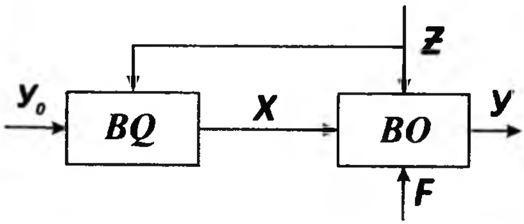


1.7-rasm.

Ushbu prinsip bo'yicha ishlovchi sistemalarning asosiy afzalligi oddiylik va arzonlik hisoblanadi. Uning kamchiligi esa obyektning matematik tavsifining zarurligi va chiqish kattaligini o'zgarmas ravishda ushlab turishga Z va F toydiruvchi ta'sirlarni sezilarli ta'sir ko'rsatishidir.

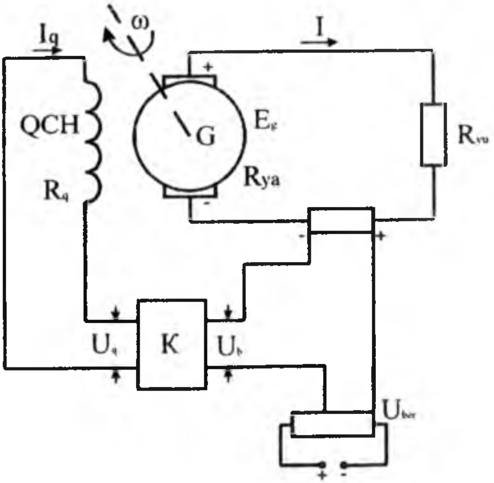
1.2.3. Toydiruvchi ta'sirni kompensatsiyalash prinsipi

Ikkinchi tipdagi ochiq sistemaga toydiruvchi ta'sir bo'yicha avtomatik kompensatsiyalovchi sistema mos keladi (1.8-rasm).



1.8-rasm.

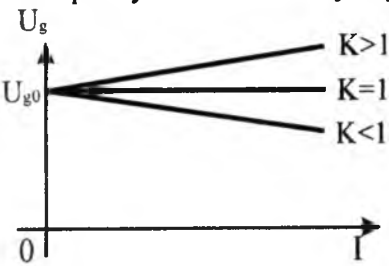
Bu tipdagi sistemaga misol 1.9 – rasmda ko'rsatilgan bo'lib, u o'zgarmas tok generatori klemmalarida yuklama o'zgarganda uning kuchlanishini stabil ushlab turish vazifasini bajaradi. Bu sxemada generator toki I bo'yicha signal R qarshilikdan olinadi va berilgan kuchlanish U_{ber} bilan taqqoslashda hosil bo'lgan boshqaruv kuchlanishi U_b kuchaytirgich K kirishiga beriladi. Kuchaytirgich chiqishidagi U_q kuchlanish qo'zg'atish chulg'amiga beriladi va shu parametrni o'zgartirish orqali generator kuchlanishi boshqariladi.



1.9-rasm.

Sistema elementlari kuchaytirish koeffitsiyentlarini shunday hisoblash va tanlash mumkinki, bu holda kompensatsiya koeffitsiyenti $k = 1$, $k < 1$ yoki $k > 1$ bo'lishi mumkin.

Agar $k = 1$ bo'lsa, toydiruvchi ta'sir Z boshqariladigan kattalikka hech qanday ta'sir ko'rsatmaydi, ya'ni sistema Z ga nisbatan invariant.



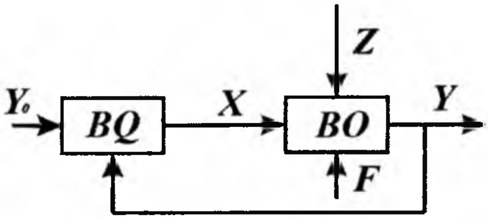
1.10-rasm.

Agar $k < 1$ bo'lsa, sistema toydiruvchi ta'sirni yetarli bo'lmagan darajada kompensatsiya qiladi. Uchinchi holatda, ya'ni $k > 1$ bo'lgan holda keragidan ortiqcha kompensatsiyalash amalga oshiriladi. 1.10 – rasmda kuchaytirish koeffitsiyentining 3 ta holatiga mos keluvchi generator kuchlanishining I tokka bog'liq ravishda o'zgarish grafiklari keltirilgan. Bu grafiklardan invariantlik, toydiruvchi ta'sirni yetarli va etarli bo'lmagan darajada kompensatsiya qilish hollarini ajratib olish mumkin.

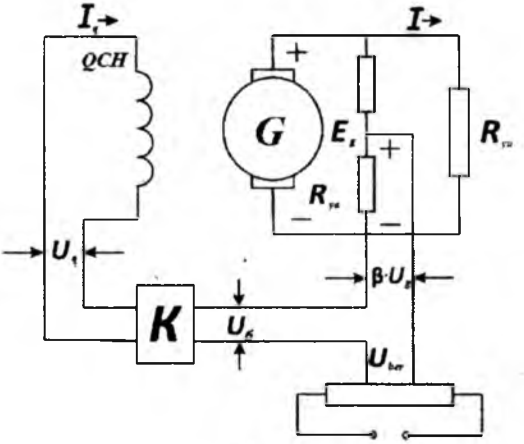
Ushbu sistemaning afzalliklari shundan iboratki, uni qo'llash orqali bitta yoki bir nechta toydiruvchi ta'sirlarning sistema aniqligiga ta'sirini kamaytirish yoki yo'qotish mumkin. Shu bilan birga obyektning matematik tavsifi bo'lishi shartligi va sistemaning aniqligi uning o'zi ishlab chiqaradigan ta'sirlardan tashqari barcha toydiruvchi ta'sirlarga bog'liqligi uning kamchiliklari sirasiga kiradi.

1.2.4. Og'ish prinsipi (yopiq sistemalar)

Yopiq sistemalarda boshqarish qurilmasi kirishiga berilgan ta'sir u_0 va chiqish kattaligi u bo'yicha ta'sirlar beriladi (1.11-rasm). Bu sistema teskari bog'lanishga ega bo'lib, u $\xi = y_0 - y$ farq asosida ishlaydi. Bu prinsip *og'ish prinsipi* deyiladi.



1.11-rasm.



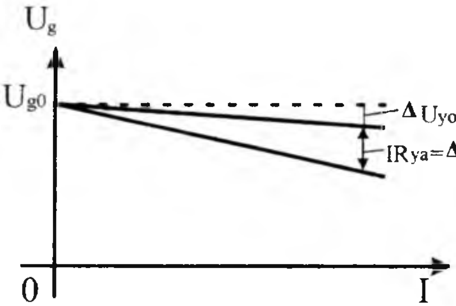
1.12-rasm.

1.12-rasmda o‘zgarmas tok generatori kuchlanishini stabil ushlab turishga mo‘ljallangan, og‘ish prinsipi asosida ishlovchi yopiq sistema ko‘rsatilgan. Chiqish kattaligi U_g bo‘yicha signal $\beta \cdot U_g$ kuchlanish bo‘lgichdan olinadi va berilgan kuchlanish U_{ber} bilan taqqoslanib, boshqarish kuchlanishi U_b ko‘rinishida K kuchaytirgichga uzatiladi. Kuchaytirgich chiqishidagi kuchlanish U_q orqali generator kuchlanishi boshqariladi. Og‘ish kattaligi ξ sistemaning kuchaytirish koeffitsiyentiga bog‘liq va astatik sistema muvozanat rejimida bo‘lganda bu kattalik nolga teng bo‘ladi.

Sistemada chiqish kattaligi (boshqariladigan kattalik) doimiy nazorat qilib turiladi va barcha toydiruvchi ta’sirlar bartaraf qilinadi. β koeffitsiyenti kuchlanish bo‘lgichga ulangan qarshiliklar nisbati sifatida topiladi.

Og‘ish prinsipi avtomatik boshqarish nazariyasida eng ko‘p ishlatiladigan prinsipdir. Hozirgi paytda deyarli barcha avtomatik boshqarish sistemalari yopiq hisoblanadi.

Ochiq va yopiq sistemalarni o‘zaro taqqoslash maqsadida generator kuchlanishini doimiy ushlab turish bo‘yicha ishlovchi ochiq va yopiq avtomatik boshqarish sistemalarida yuzaga keluvchi kuchlanish tushuvlarini (ΔU_{ochiq} va ΔU_{yopiq}) ko‘rib chiqamiz.



1.13-rasm.

1.13 – rasmdagi grafiklardan ko‘rinadiki, sistema yopiq bo‘lgan holdagi kuchlanish tushuvi ΔU_{yopiq} ochiq holdagiga qaraganda (ΔU_{ochiq}) ancha kichik va bu yopiq sistemaning afzalligidan dalolat beradi.

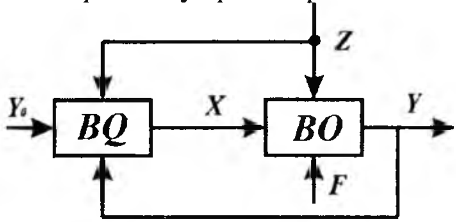
Umumiy holda yopiq sistemalar quyidagi afzalliklarga ega:

- sistema elementlari matematik tavsifiga o‘ta yuqori aniqlik talab qilinmaydi;
- sistema barcha toydiruvchi ta’sirlarga nisbatan sezgir.

Sistemaning kamchiligi katta bo‘lmagan og‘ishni mavjudligi bilan bog‘liqdir.

1.2.5. Kombinatsiyalashgan boshqarish sistemalari

Bu sistemada og'ish va toydiruvchi ta'sirni kompensatsiya qilish prinsiplari mujassamlashtirilgan bo'lib, shuning uchun stabilizatsiya qilish yoki dasturli boshqarishda yuqori aniqlikka erishilishi mumkin.



1.14-rasm.

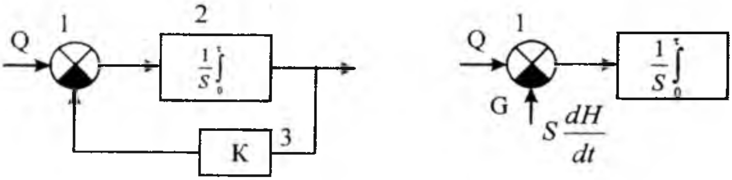
1.2.6. Funksional va struktura sxemalari

Boshqarish sistemalarini tasvirlashda funksional va struktura prinsiplaridan foydalaniladi va mos ravishda qurilgan sxemalar *funksional va struktura sxemalari* deyiladi.

Sistemaning har bitta elementiga bitta aniq zveno (bo'g'in) mos keladigan sxema *funksional sxema* deyiladi. Bu sxemada elementlar o'zlarining vazifalari, tiplari va bajaradigan funksiyalariga qarab farqlanadi. Struktura sxemasida esa signalni o'zgartirish bo'yicha har bitta matematik operatsiyaga aniq bir zveno mos keladi.

Yuqorida ko'rib o'tilgan barcha obyektlar 1.1. a-rasmda ko'rsatilgan funksional sxemalar ko'rinishida tasvirlanishi mumkin. Bu holda X, Z, F tashqi ta'sirlar va chiqish kattaligi (boshqariladigan kattalik) Y bitta strelka orqali tasvirlanishi mumkin.

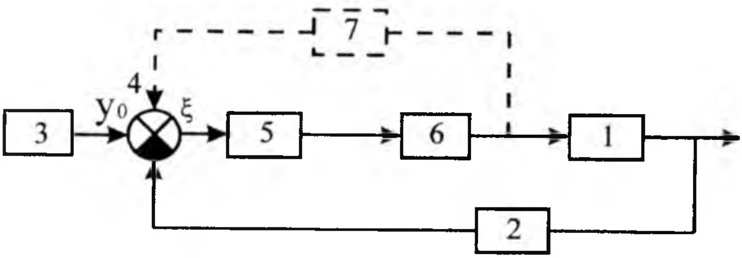
Struktura sxemalarda yig'uvchi tugun (summator) to'rtta sektorga bo'lingan doira ko'rinishida ko'rsatiladi. Agar sektorga kirayotgan signal musbat ishoraga ega bo'lsa, u bo'yalmaydi, manfiy ishorali signal kirayotgan sektor esa bo'yaladi. Struktura sxemalariga misollar 1.15-rasmda keltirilgan.



1.15-rasm. a) chiqishda nasosga bo'lgan rezervuar; b) chiqishda ventil bo'lgan rezervuar.

Bu struktura sxemalari 1.14 – rasmda keltirilgan va chiqishida nasos o'rnatilgan yoki faqat oddiy ventil bo'lgan rezervuarlarga mos keladi.

Deyarli barcha avtomatik boshqarish sistemasi yoki avtomatik rostlash sistemasini (ARS) quyidagi kattalashtirilgan funksional blok sxema ko'rinishida ko'rsatish mumkin (1.16 – rasm).



1.16-rasm.
1 – rostlash obyekti; 2 – o'lchash qurilmasi – datchik (uzluksiz yoki diskret ishlovchi); 3 – berilgan qiymatni o'rnatish qurilmasi; 4 – taqqoslash tuguni (analog yoki raqamli tipdagi); 5 – ku-chaytirgich (uzluksiz va diskret ishlovchi); 6 – ijro qurilmasi; 7 – korrektsiyalash qurilmasi.

Avtomatik boshqarish nazariyasida yechiladigan masalaga qarab funksional yoki struktura sxemasi tuziladi.

Nazorat savollari:

1. ABS qanday prinsiplar asosida quriladi?
2. Og'ish prinsipining o'ziga xosligi nimada?
3. Yopiq sistemaning aniqligi nimaga bog'liq?
4. ABS struktura sxemasi deb nimaga aytiladi?
5. ABS funksional sxemasi deb nimaga aytiladi?

1.3. Avtomatik boshqarish sistemalari klassifikatsiyasi

1.3.1. Bir o'lchamli va ko'p o'lchamli sistemalar

Obyektning chiqishidagi boshqariladigan kattaliklar soniga qarab, sistemalar bir o'lchamli va ko'p o'lchamli sistemalarga bo'linadi, (masalan, sinxron generator chastotasi va kuchlanishini boshqarish).

Bir o'lchamli sistemalarda bitta boshqarish qurilmasi va boshqarish obyekti mavjud bo'lib, ular yagona boshqariladigan kattalikni nazorat qilishadi.

Ko'p o'lchamli sistemalar o'z navbatida o'zaro bog'liq va bog'liq bo'lmagan boshqarish sistemalariga bo'linadi. O'zaro bog'liq bo'lmagan boshqarish sistemasi bir nechta boshqarish qurilmasiga ega bo'lib, ulardan har bittasi o'z kattaligini boshqaradi, lekin bu boshqarish qurilmalari o'zaro bog'lanishga ega emas. Shu bilan birga boshqarish qurilmalarining o'zaro bir biriga obyekt yoki manba orqali ta'siri bo'lishi mumkin.

O'zaro bog'langan rostlash sistemasida alohida boshqarish qurilmalari bir-birlari bilan tashqi aloqalar orqali bog'langan.

Ko'p o'lchamli boshqarish sistemasi tarkibiga kiruvchi alohida sistema, agar u tomondan boshqariladigan chiqish kattaligi boshqa boshqariladigan kattaliklarga bog'liq bo'lmasa, *avtonom sistema* deyiladi.

1.3.2. Statsionar va nostatsionar sistemalar

Barcha parametrlari vaqtga bog'liq bo'lmagan sistema *statsionar sistema* deyiladi. Nostatsionar sistemaning ba'zi parametrlari vaqtga bog'liq bo'lib, ular vaqt bo'yicha funksiyalar deyiladi. Bu sistemalarni matematik tavsiflaganda differensial tenglamaning ba'zi koeffitsiyentlari vaqtga bog'liq bo'ladi. Statsionar sistemalardan farqli o'laroq nostatsionar sistemalarning tashqi ta'sirga reaksiyasi ushbu ta'sirning qo'yilish momentiga bog'liq bo'ladi.

Nostatsionar sistemaning yaqqol misoli sifatida raketaning boshqarish sistemasini ko'rsatish mumkin, bu holda raketaning massasi vaqt bo'yicha o'zgaruvchan bo'ladi.

1.3.3. Uzluksiz va diskret ishlovchi sistemalar

Uzluksiz ishlovchi sistema yoki uzluksiz sistema faqat uzluksiz ishlovchi zvenolardan iborat, ya'ni bu zvenolarning chiqish katttaligi kirish kattaligining uzluksiz o'zgarishiga mos ravishda uzluksiz o'zgaradi.

Diskret ishlovchi sistema – tarkibida hech bo'lmaganda bitta diskret ishlovchi zvenoga ega bo'lgan sistemadir. Diskret ishlovchi zveno deb chiqish kattaligi kirish kattaligi uzluksiz o'zgarganda ham pog'onali (diskret) o'zgaruvchi sistemalarga aytiladi.

1.3.4. Adaptiv va noadaptiv sistemalar

Adaptiv, yoki moslashuvchan sistemalar tashqi muhit sharoitlari o'zgarishlariga moslashish qobiliyatiga ega bo'lib, shu bilan birga tajriba to'plab borishi bilan o'z ishini yaxshilab boradi.

Noadaptiv, yoki oddiy sistemalar bunday qobiliyatga ega bo'lmaydi. Ular o'zgarmas holda biror rejimga moslangan bo'lib, agar biror sababga ko'ra tashqi ish sharoitlari o'zgarsa, berilgan boshqarish sifatini saqlab qolish uchun oddiy sistemani inson faktori orqali sozlash zarur bo'ladi. Adaptiv sistemalarda bu operatsiya boshqarish qurilmasining o'zi orqali avtomatik ravishda amalga oshiriladi.

Adaptiv ABS larning qo'llanish sohasi – ishlash xossalari va sharoitlari yetarli darajada ma'lum bo'lmagan obyektlarni boshqarishdan iborat.

1.3.5. Chiziqli va nochiziqli avtomatik boshqarish sistemalari

Chiziqli tenglamalar bilan tavsiflanishi mumkin bo'lgan sistema *chiziqli sistema* deyiladi. Teskari holda sistema nochiziqli bo'ladi. Sistema nochiziqli bo'lishi uchun uning tarkibida hech bo'lmaganda bitta chiziqli bo'lmagan zveno bo'lishi lozim.

Chiziqli sistemalar uchun superpozitsiya prinsipi o'rinli bo'ladi, ya'ni sistemaning har qanday tashqi ta'sirlar kombinatsiyasiga reaksiyasi bu ta'sirlar alohida berilgandagi reaksiyalar yig'indisiga teng bo'ladi. Bu prinsip yordamida chiziqli differensial tenglamalar bilan tavsiflanuvchi istalgan darajadagi avtomatik boshqarish sistemalari uchun umumiy nazariya ishlab chiqilgan.

Chiziqli bo'lmagan sistemalar uchun superpozitsiya prinsipini qo'llab bo'lmaydi va nochizig'iy differensial tenglamalarning umumiy nazariyasi ham mavjud emas. Faqatgina bir nechta ko'rinishdagi nochizig'iy tenglamalar uchun xususiy metodlar mavjud.

Tabiatdagi barcha real avtomatik boshqarish sistemalari – nochizig'iy bo'lib, bu yerda mumkin bo'lgan soddalashtirish, chizig'iylashtirish hisoblanadi.

1.4. Statik va astatik avtomatik boshqarish sistemalari

Avtomatik boshqarish va rostlash sistemalari statik va astatik sistemalarga bo'linadi.

Toydiruvchi yoki boshqaruvchi ta'sirlar vaqt o'tishi mobaynida doimiy qiymatga intilganda avtomatik rostlash sistemasidagi rostlanuvchi kattalikning og'ishi ham tashqi ta'sir qiymatiga bog'liq ravishda 0 dan farqli aniq qiymatga intilsa, bunday sistemalar tashqi ta'sirga nisbatan *statik sistemalar* deyiladi.

Agar toydiruvchi yoki boshqaruvchi ta'sirlar vaqt o'tishi mobaynida doimiy qiymatga intilganda avtomatik rostlash sistemasidagi rostlanuvchi kattalikning og'ishi tashqi ta'sir qiymatiga bog'liq bo'lmagan holda faqat nulga intilsa, bunday sistemalar tashqi ta'sirga nisbatan *astatik sistemalar* deyiladi.

Shu bilan birga bitta sistemaning o'zi toydiruvchi ta'sir bo'yicha statik, boshqaruvchi ta'sir bo'yicha esa astatik bo'lishi mumkin.

Bu sistemalarni biz batafsilroq ko'rib chiqamiz, chunki bu holda biz avtomatik boshqarish sistemasining muvozanatlashgan rejimini ko'rishimiz mumkin.

Statik sistemaga yuqorida ko'rib o'tilgan o'zgarmas tok generatori kuchlanishini avtomatik ushlab turish sistemasi misol bo'la oladi (1.16 – rasm). Ushbu sistema og'ish prinsipi bo'yicha ishlovchi yopiq sistema bo'lib, uning muvozanat tenglamasi quyidagicha ko'rinishga ega bo'ladi:

$$U_{ber} - \beta \cdot U_g = U_b \tag{1.3}$$

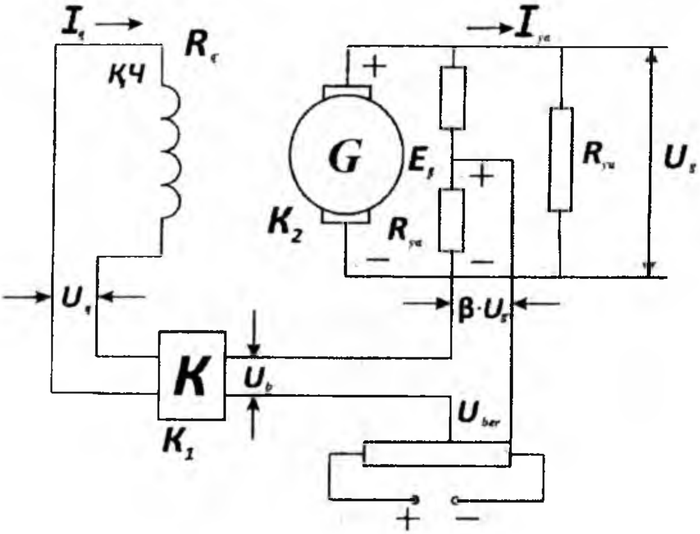
Ya'ni boshqarish qurilmasi tomonidan ishlab chiqariladigan boshqarish kuchlanishi U_b berilgan kuchlanish U_{ber} va teskari bog'lanish orqali olingan βU_g kuchlanishlari farqi sifatida aniqlanadi.

ABS ochiq bo'lgan holati uchun bu tenglama quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$U_{ber} = U_b \tag{1.3a}$$

Generatorning qo'zg'atish chulg'amiga beriladigan kuchlanish kuchaytirish koeffitsiyentini hisobga olgan holda quyidagicha topilishi mumkin:

$$U_q=U_b \cdot k_1=I_q \cdot R_q \qquad (1.4)$$



1.17-rasm.

Generatorning magnitlanish grafigini chiziqli deb hisoblagan holda, uning yakor zanjirida induksiyalanadigan EYUK quyidagicha aniqlanishi mumkin:

$$E_g=U_q \cdot k_2=U_g+I_{ya} \cdot R_{ya} \qquad (1.5)$$

Bu tenglamalar sistemasini yechamiz:

$$U_q=(U_{ber}-\beta \cdot U_g) \cdot k_1 \qquad (1.6)$$

$$(U_{ber}-\beta \cdot U_g) \cdot k_1 \cdot k_2 =U_g+I_{ya} \cdot R_{ya} \qquad (1.7)$$

yoki

$$U_g \cdot (1+\beta \cdot k_1 \cdot k \cdot) = U_{ber.} \cdot k_1 \cdot k_2 - I_{ya} \cdot R_{ya} \qquad (1.7a)$$

Belgilash k iritamiz $k_1k_2 = k$, va sistemaning statik x arakteristikasini qurish uchun quyidagi ifodaga ega bo‘lamiz:

$$U_g = \frac{U_{ber} \cdot k}{1+\beta \cdot k} - \frac{I_{ya}R_{ya}}{1+\beta \cdot k} \qquad (1.8)$$

(1a) tenglamani hisobga olgan holda ochiq sistema uchun quyidagiga ega bo‘lamiz:

$$U_{g.ochiq} = U'_{ber} \cdot k - I_{ya} \cdot R_{ya} \qquad (1.9)$$

Bu erdan, yopiq sistemadagi og‘ish $\Delta U_{g\ yopiq} = \frac{I_{ya}R_{ya}}{1+\beta \cdot k}$ va ochiq sistemadagi $\Delta U_{g\ yopiq} = I_{ya}R_{ya}$, ya’ni yopiq sistemadagi xatolik $1+\beta \cdot k$ marta kichik bo‘ladi va u k kuchaytirish koeffitsiyenti va teskari bog‘lanish koeffitsiyenti β ga bog‘liqdir. Bu sistemada qo‘zg‘atish chulg‘amidagi boshqarish kuchlanishi orasida $U_q \equiv U_b$ bog‘lanish mavjudligi ko‘rinadi.

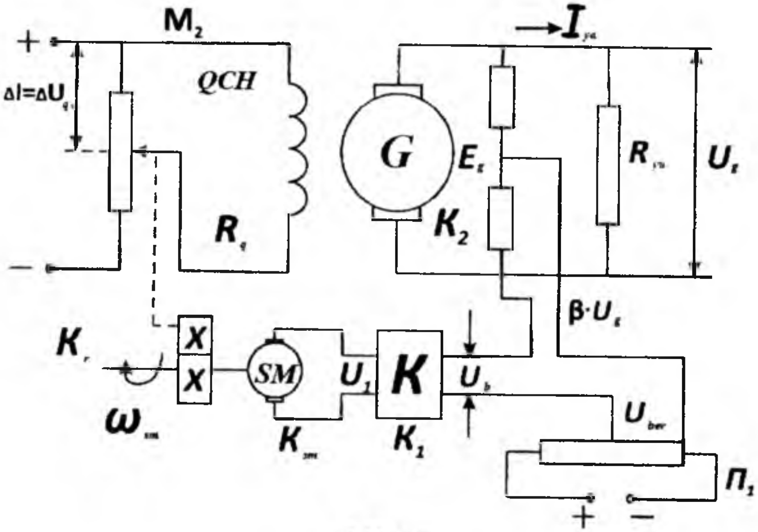
Umumiy holda statik sistema bo‘yicha quyidagi xulosalarni berish mumkin:

1) obyektni boshqaruvchi ta’sir og‘ish kattaligiga proporsional;
2) sistemadagi muvozanat rostlanuvchi kattalikning bir nechta qiymatida mumkin;
3) yuklamaning har bitta qiymatiga rostlanuvchi kattalikning aniq qiymati mos keladi.

Astatik sistemaga misol sifatida oldingiga qaraganda murakkabroq bo‘lgan o‘zgarmas tok generatori kuchlanishini rostlash sistemasini ko‘rib chiqamiz. Bu sistemada qo‘shimcha ravishda sinxron motor shaklidagi qadamlovchi motor (SM), minimal reduktor va u orqali generatorning qo‘zg‘atish chulg‘amida o‘rnatilgan potentsiometr mavjud bo‘lib, ularning yordamida qo‘zg‘atish chulg‘amiga beriladigan kuchlanish qiymati yuqori aniqlik bilan o‘zgartirilishi mumkin (1.18-rasm).

Sistemadagi rostlash protsessi quyidagicha amalga oshadi:

$$\Delta I_{ya} \to (-\Delta U_{g1}) \to (+\Delta U_{y}) \to (+\Delta U_{1})$$
$$\to (+\Delta \omega_{sd}) \to (+\Delta l) \to (+\Delta U_{q}) \to$$
$$\to (+\Delta U_{g2}).$$



1.18-rasm.

Protsess quyidagi tenglik hosil bo'lguncha davom etadi:

$$|\Delta U_{g1}| = |\Delta U_{g2}| \tag{1.10}$$

Turg'unlashgan rejimda:

$$\beta \cdot U_g = U_{ber}; \;\; \Delta U_b = 0 \tag{1.11}$$

$$U_g = U_{g0}; \quad U_{\kappa} \neq const \tag{1.12}$$

Obyektga beriladigan boshqaruvchi ta'sir quyidagicha topiladi:
Qo'zg'atish chulg'ami kuchlanishi:

$$\Delta U = K \cdot \Delta l \qquad 1.13)$$

Potensiometrdagi uzunlik farqi:

$$\Delta l = k_p \int_0^t \Delta\omega s_{sd} dt \qquad (1.14)$$

Sinxron motor aylanish farqi:

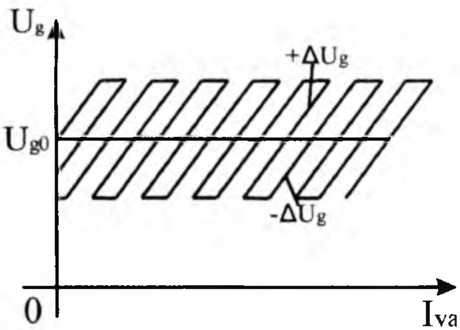
$$\Delta\omega_{sd} = k_{sd} \cdot \Delta U_1 \qquad (1.15)$$

Sinxron motorga beriladigan kuchlanish:

$$\Delta U_1 = k_1 \cdot \Delta U_{bosh} \qquad (1.16)$$

Natijada qo‘zg‘atish chulg‘amiga beriladigan kuchlanish ifodasi:

$$\Delta U_{\kappa} = k_n \cdot k_p \cdot k_{\omega} k_1 \cdot \int_0^t \Delta U_{бош} dt \qquad (1.17)$$



1.19-rasm.

1.19-rasmda yuqorida keltirilgan astatik sistemadagi chiqish kattaligi U_g generator kuchlanishining o‘zgarish grafigi keltirilgan. Undan ko‘rinadiki, yakor toki o‘zgarishi davomida U_g deyarli o‘zgarmasdan qoladi, ruxsat etilgan og‘ish $\pm \Delta U_g$.

Shunday qilib, astatik sistemaning o‘ziga xosligi shundan iboratki, u og‘ishning integraliga proporsional bo‘lgan ta’sirni qo‘llaydi. Shuning uchun turg‘unlashgan rejimdagi xato nazariy jihatdan nolga teng. Astatik sistemadagi xato sezmaslik zonasiga bog‘lig‘ ravishda aniqlanadi va yuklamaga bog‘liq emas.

Astatik sistema bo‘yicha xulosalar:

1) obyektga beriladigan boshqaruvchi ta’sir og‘ishning integraliga proporsional;
2) sistemadagi muvozanat rostlanuvchi kattalikning faqat bitta qiymatida mumkin;

3) rostlovchi organ rostlanuvchi kattalikning bir xil qiymatida har xil holatlarda bo'lishi mumkin.

Nazorat savollari:

1. Avtomatik boshqarish sistemalari qanday klassifikatsiyalanadi?
2. Bir va ko'p o'lchamli sistema deb nimaga aytiladi?
3. Statsionar va nostatsionar sistema nima?
4. Uzluksiz va diskret ishlovchi sistemalar bir biridan qanday farq qiladi?
5. Adaptiv va noadaptiv sistemalar hamda chiziqli va nochiziqli sistemalar orasida qanday farqlar mavjud?
6. Statik va astatik sistemalar qanday ishlaydi?

II BOB. AVTOMATIK BOSHQARISH OBYEKTLARI DIFFERENSIAL TENGLAMALARINI TUZISH VA UZATISH FUNKSIYASINI TOPISH

2.1. Avtomatik boshqarish sistemalar zvenolarini chizig'iylashtirish

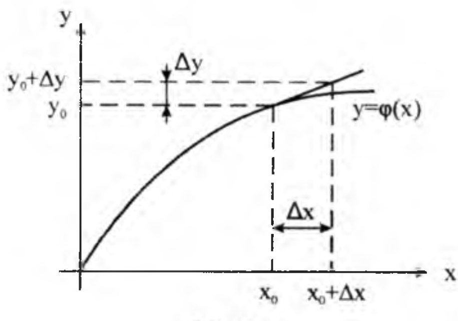
Oldin aytib o'tilganidek, avtomatik boshqarish sistemasini ko'rib chiqayotganda analiz yoki sintez masalasi amalga oshirilishi mumkin. Sintez masalasi analizga qaraganda biroz murakkabroq hisoblanadi.

Ikkala holda ham avtomatik boshqarish sistemasini tadqiq qilish uning matematik tavsifini o'z ichiga oladi va u sistemani zvenolarga bo'lish va har bitta zveno uchun differensial tenglama tuzishdan boshlanadi. Bu tenglamalar bo'yicha sistema differensial tenglamasi tuziladi va shuni asosida sistema tadqiq qilinadi.

Bu holda sistemani iloji boricha oddiy zvenolarga bo'lish kerak va shu bilan birga bu zvenolar bir tomonga yo'nalgan bo'lishi kerak.

Bir tomonga yo'nalgan zveno deb shunday zvenolarga aytiladiki, bu zvenolarda ta'sir faqat bitta yo'nalishda, ya'ni kirishdan chiqishga uzatiladi va bu zvenoning holat o'zgarishi undan oldingi zvenoga ta'sir qilmaydi.

Zvenolar tenglamalarini tuzishdagi asosiy qiyinchiliklardan biri zvenolarni ruxsat qilinishi mumkin bo'lgan ideallashtirish va soddalashtirish darajasini aniqlashdan iborat.



2.1-rasm.

Asosiy soddalashtirish – bu chizig'iylashtirish, ya'ni ularni chiziqli differensial tenglamalar bilan tavsiflashdir. Zveno tenglamasidagi nochizig'iylikni linearizatsiya qilish, uni taqribiy chiziqli bog'lanish bilan almashtirishdan iborat [3-7].

Bunday almashtirishning matematik isbotini ko'rib chiqamiz. Faraz qilaylik, chiziqli bo'lmagan funksiya $y = \varphi(x)$ x_0, u_0 nuqtalari atrofida uzluksiz va undan n – darajagacha uzluksiz hosila olish mumkin (2.1 – rasm). U holda uni Teylor qatoriga yoyish mumkin [3, 4]:

$$y=\varphi(x)=\varphi(x_0)+\frac{x-x_0}{1!}\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)_0+\frac{(x-x_0)^2}{2!}\left(\frac{d^2\varphi}{dx^2}\right)_0+\ldots+\frac{(x-x_0)^n}{n!}\left(\frac{d^n\varphi}{dx^n}\right)_0 \qquad (2.1)$$

Ushbu formuladagi birinchi darajadan yuqori hadlarni yozmasdan quyidagiga ega bo‘lamiz :

$$\varphi(x)=\varphi(x_0)+\frac{x-x_0}{1!}\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)_0==\varphi(x_0)+\Delta x\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)_0 \qquad (2.2)$$

Koordinata boshi x_0 nuqtaga ko‘chirilsa, u holda:

$$y-y_0=(x-x_0)\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)_0 \text{ yoki } \Delta y=\Delta x\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)_0=\Delta x\cdot k, \qquad (2.3)$$

bu yerda, $k=\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)_0$ – x_0, u_0 nuqtasida grafikka o‘tkazilgan urinmani absissalar o‘qi bilan tashkil qilgan burchagining tangensi, ya’ni bu chizig‘iylashtirishning geometrik interpretatsiyasi (talqini) hisoblanadi.

y = φ(x) funksiya grafigi bo‘lgan egri chiziqni $\Delta y=k\cdot\Delta x$ – funktsiya grafigi – to‘g‘ri chiziq bilan almashtiramiz va shu tariqa chizig‘iylashtirish amalga oshirilgan bo‘ladi.

Agar o‘zgaruvchilar soni ikkita bo‘lsa, u holda Teylor qatori quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi:

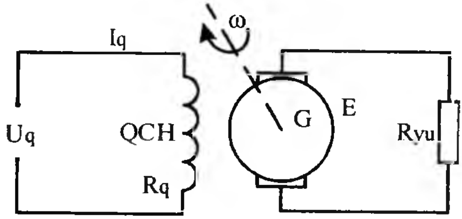
$$\begin{aligned} y=\ \varphi(x,z)=\ &\varphi(x_0,z_0)+\frac{x-x_0}{1!}\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)_0+\frac{z-z_0}{1!}\left(\frac{d\varphi}{dz}\right)_0+\frac{(x-x_0)^2}{2!}\frac{d^2\varphi}{dx^2}+\\ &+\frac{(z-z_0)^2}{2!}\frac{d^2\varphi}{dz^2}+\cdots+\frac{(x-x_0)^n}{n!}\frac{d^n\varphi}{dx^n}+\frac{(z-z_0)^n}{n!}\frac{d^n\varphi}{dz^n} \end{aligned} \qquad (2.4)$$

Nazorat savollari:

1. Chizig‘iylashtirish nima uchun kerak?
2. Chizig‘iylashtirishning geometrik talqini qanday?
3. Chizig‘iylashtirishning asosi nimadan iborat?

2.2. O‘zgarmas tok generatorining differensial tenglamasi

Differensial tenglamalar tuzish jarayonida chizig‘iylashtirishni qo‘llash zarurligini ko‘rsatish maqsadida o‘zgarmas tok generatorining differensial tenglamasini tuzishni ko‘rib chiqamiz [1–4].



2.2-rasm.

Generator uchun kirish kattaligi – qo‘zg‘atish chulg‘ami kuchlanishi U_q, chiqish kattaligi generatordagi E.YU.K. – E, ta’sirlar esa yordamchi motorning tezligi ω va generator qo‘zg‘atish chulg‘amining aktiv qarshiligi R_q hisoblanadi (2.2 – rasm).

O‘zgarmas tok generatori (O‘TG) uchun quyidagi tenglamalar o‘rinli bo‘ladi:

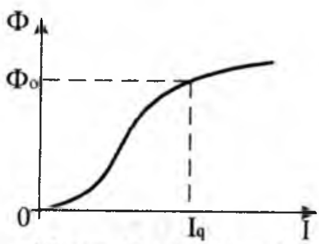
$$\begin{cases} E = c_1 \cdot \omega \cdot \Phi; \\ \Phi = \varphi(I_q); \\ U_q = i_q R_q + w \cdot \sigma \cdot \dfrac{d\Phi}{dt} \end{cases} \tag{2.5}$$

bu yerda, s_1 – mashinaning o‘zgarmas koeffitsiyenti; σ – magnit oqimining yoyilish koeffitsiyenti.

Biz ko‘rib chiqayotgan holat uchun σ = 1.

Agar $\omega = \omega_0 = \text{const}$ deb qabul qilsak, u holda tenglamani chizig‘iylashtirishdan so‘ng quyidagicha yozish mumkin:

$$\begin{cases} \Delta E = c_1^{\cdot} \cdot \Delta\Phi \\ \Delta\Phi = \Delta I_q \left(\dfrac{d\Phi}{di_q}\right)_0 \\ \Delta U_q = \Delta I_q R_q + w \cdot \dfrac{d(\Delta\Phi)}{dt} \end{cases} \tag{2.6}$$



2.3-rasm. Magnitlanish grafigi

Bu yerda: $c_1 = c \cdot \omega_0$, $\Phi = \varphi(I_q)$ funksiya magnit o‘zakning magnitlanish grafigi (2.3 – rasm).

(2.6) tenglamalar sistemasining 1 – va 2 – tenglamalari orqali ΔF va ΔI_q parametrlarini aniqlash ifodalarini quyidagicha yozish mumkin:

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta E}{c_1^{'}}; \tag{2.7}$$

$$\Delta I_q = \frac{\Delta E}{c_1^{'}\cdot\left(\frac{d\Phi}{di_q}\right)_0}. \tag{2.8}$$

Endi (2.7) va (2.8) ifodalarni (2.6) tenglamalar sistemasining 3 – tenglamasiga qo‘yib, qo‘zg‘atish chulg‘ami kuchlanishi uchun quyidagi ifodaga ega bo‘lamiz:

$$\Delta U_q = \frac{\Delta E\cdot R_q}{c_1^{'}\left(\frac{d\Phi}{di_q}\right)_0} + \frac{w}{c_1^{'}}\frac{d(\Delta E)}{dt} \tag{2.9}$$

Ushbu ifodaning o‘ng va chap tomonini $\frac{R_q}{c_1^{'}\left(\frac{d\Phi}{di_q}\right)_0}$ ga bo‘lamiz:

$$\frac{\Delta U_q\cdot c_1^{'}}{R_q}\left(\frac{d\Phi}{di_q}\right)_0 = \Delta E + \frac{w}{R_q}\left(\frac{d\Phi}{di_q}\right)_0\frac{d(\Delta E)}{dt} \tag{2.10}$$

so’ngra belgilashlar kiritish orqali generator differensial tenglamasi uchun quyidagi ifodaga ega bo‘lamiz:

$$k_q^{'}\Delta U_q = \Delta E + T_q\frac{d(\Delta E)}{dt} \tag{2.11}$$

bu yerda, $k_q^{'} = \frac{c_q^{'}}{R_q}\left(\frac{d\Phi}{di_q}\right)_0$ – qo‘zg‘atish bo‘yicha generatorning uzatish koeffitsiyenti; $T_q = \frac{w}{R_q}\left(\frac{d\Phi}{di_q}\right)_0$ – qo‘zg‘atish zanjirining vaqt doimiysi.

Generator tenglamasini nisbiy birliklarda yozamiz:

$$T_q\frac{de}{dt}+e=k_qU_q \qquad (2.12)$$

bu yerda, $e=\frac{\Delta E}{E_0}$, $U_q=\frac{\Delta U_q}{U_{q_0}}$, $k_q=k_q^{'}\frac{U_{q_0}}{E_0}$; E_0, U_{q_0} – E.YU.K va qo‘zg‘atish chulg‘ami kuchlanishi uchun bazaviy qiymatlar (barqaror nuqtadagi yoki nominal rejimdagi qiymatlar).

Agar endi $\omega \neq \mathrm{const}$, ya’ni generatorni harakatga keltirayotgan motorning aylanishlar soni o‘zgaruvchan deb qabul qilsak, u holda E.YU.K. orttirmasi quyidagicha yozilishi mumkin:

$$\Delta \mathrm{E}=\left(\frac{\mathrm{dE}}{\mathrm{d}\Phi}\right)_0\Delta\Phi+\left(\frac{\mathrm{dE}}{\mathrm{d}\omega}\right)_0\Delta\omega=\mathrm{c}_1\omega_0\Delta\Phi+\mathrm{c}_1\Phi_0\Delta\omega=\mathrm{c}_1^{'}\Delta\Phi+\mathrm{c}_1^{''}\Delta\omega. \qquad (2.13)$$

Bu ifodani hisobga olgan holda o‘zgarmas tok generatorining differensial tenglamasi quyidagicha yozilishi mumkin:

$$T_q\cdot\frac{de}{dt}+e=k_q\cdot U_q+c_2\cdot\left(T_q\frac{d\omega}{dt}+\omega\right), \qquad (2.14)$$

bu yerda, $\omega=\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$; $\mathrm{c}_2=\mathrm{c}_1^{''}\frac{\omega_0}{\mathrm{E}_0}$; ω_0 – generator tezligining bazaviy qiymati.

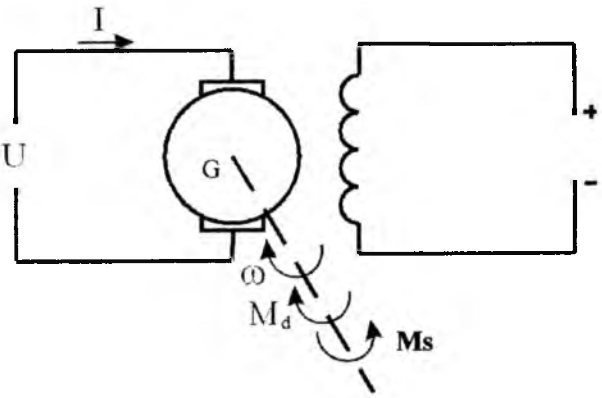
2.3. O‘zgarmas tok motorining differensial tenglamasi

Ma’lumki, o‘zgarmas tok motorining kirish kattaligi yakordagi kuchlanish U, chiqish kattaligi esa – tezlik ω va toydiruvchi ta’sir valdagi statik moment M_s hisoblanadi (2.4 – rasm). O‘zgarmas tok motori (O‘TM) uchun quyidagi tenglamalar o‘rinli [1, 3–7]:

$$U=i\cdot R_{ya}+L_{ya}\frac{di}{dt}+k_e\cdot\omega \qquad (2.15)$$

$$J\cdot\frac{d\omega}{dt}=k_м\cdot i-M_s \qquad (2.16)$$

bu yerda, k_e, k_m – elektr mashinasi konstruktiv doimiylari; R_{ya}, L_{ya} – motorning yakor zanjiri umumiy aktiv qarshiligi va induktivligi.



2.4-rasm.

Yuqoridagi (2.15) ifoda yakor zanjiri uchun elektr muvozanat tenglamasi, (2.16) esa motorning harakat tenglamasi hisoblanadi.

Orttirmalar shaklida (chizig'iylashtirishdan so'ng) bu tenglamalar quyidagicha ko'rinishga ega bo'ladi:

$$\Delta U = \Delta I \cdot R_{ya} + L_{ya}\frac{d(\Delta I)}{dt} + k_e \cdot \Delta\omega \qquad (2.17)$$

$$J \cdot \frac{d(\Delta\omega)}{dt} = k_{_M}\Delta I - \Delta M_s. \qquad (2.18)$$

(2.17) va (2.18) tenglamalarni o'zaro bir biriga qo'yish orqali yechamiz:

$$\Delta U = \frac{R_{ya}}{k_m}\left[J\frac{d(\Delta\omega)}{dt} + \Delta M_{-}\right] + \frac{R_{ya}}{k_m}\left[J\frac{d^2(\Delta\omega)}{dt^2} + \frac{d(\Delta M_{-})}{dt}\right] + k_e\Delta\omega \qquad (2.19)$$

yoki qavslarni ochgandan keyin:

$$\frac{L_{ya}J}{k_m k_b}\frac{d^2(\Delta\omega)}{dt^2} + \frac{R_{ya}J}{k_m k_s}\frac{d(\Delta\omega)}{dt} + \Delta\omega = \frac{\Delta U}{k_e} - \frac{L_{ya}}{k_e k_m}\frac{d(\Delta M_{-})}{dt} - \frac{R_{ya}}{k_e k_m}\Delta Ms \qquad (2.20)$$

bu yerda, quyidagi belgilashlar kiritilgan: $\frac{JR_{ya}}{k_e k_m} = T_m$ – motorning elektromexanik vaqt doimiysi; $\frac{L_{ya}}{R_{ya}} = T_{ya}$ – yakorning elektromagnit vaqt doimiysi; $k_d = \frac{1}{k_e}$.

Belgilashlarni hisobga olgan holda yuqoridagi tenglamani quyidagicha yozishimiz mumkin:

$$T_m T_{ya} \frac{d^2(\Delta\omega)}{dt^2} + T_m \frac{d(\Delta\omega)}{dt} + \Delta\omega = k_d \Delta U - \frac{R_{ya}}{k_e k_m}\left(T_{ya} \frac{d(\Delta M_c)}{dt} + \Delta M_c\right) \qquad (2.21)$$

Shu tariqa O'TM uchun ikkinchi darajali differensial tenglamaga ega bo'lamiz.

Umumiy holda nisbiy birliklarda tenglama quyidagicha ko'rinishga ega bo'ladi:

$$T_m T_{ya} \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_2 U - k_3\left(T_{ya} \frac{dM_s}{dt} + M_s\right), \qquad (2.22)$$

bu yerda, $\omega = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}; U = \frac{\Delta U}{U_n}; M_s = \frac{\Delta M_s}{M_s}$; ω_0, U_n, M_{s_0} – bazaviy qiymatlar; $k_2 = \frac{U_n}{\omega_0} k_d; k_3 = \frac{R_{ya} M_{s_0}}{k_e k_m \omega_0}$.

Nazorat savollari:

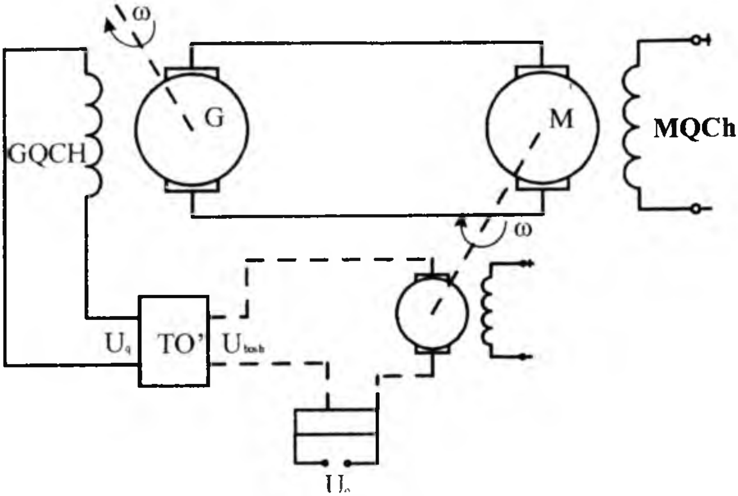
1. O'zgarmas tok generatori tenglamasini tuzishda qanday soddalashtirishlar qabul qilinadi?
2. O'TG tenglamasi qanday ko'rinishga ega?
3. Aylanishlar soni o'zgarmas va o'zgaruvchan bo'lganda O'TG tenglamasi qanday o'zgaradi?
4. Tenglamani nisbiy birliklarda tuzish qanday amalga oshiriladi?
5. Magnit oqim o'zgarmasligidagi O'TG tenglamasi qanday yoziladi?
6. O'TM differensial tenglamasi qanday tuziladi?
7. Elektromagnit vaqt doimiysi nima?

2.4. Avtomatik boshqarish sistemalar tenglamasi

Differensial tenglamalar tuzishning keyingi bosqichi sifatida O'TM tezligini stabil ushlab turishga mo'ljallangan avtomatik boshqarish sistemasi uchun differensial tenglama tuzishni ko'rib chiqamiz [1].

2.5 - rasmda sistemaning prinsipial sxemasi ko'rsatilgan.

Sistemaning asosiy elementlari O'TM, O'TG va generatorning qo'zg'atish zanjiridagi tiristorli o'zgartgich (boshqariladigan to'g'rilagich) hisoblanadi.



2.5-rasm.

Bu sxema uchun quyidagi oldin ma'lum bo'lgan tenglamalarni yozish mumkin:

$$T_a \frac{de_z}{dt} + e_g = k_q U_q;$$

$$T_m T_{ya} \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \qquad (2.23)$$

$$= k_2 e_g - k_3 \left(T_{ya} \frac{dM_s}{dt} + M_s \right).$$

Ochiq sistema uchun:

$$
\begin{aligned}
U_b &= U_{ber} \\
U_q &= k_1 U_{ber}
\end{aligned} \tag{2.24}
$$

Yopiq sistema uchun esa:

$$
\begin{aligned}
U_b &= U_{ber} - \gamma\omega \\
U_q &= k_1(U_{ber} - \gamma\omega)
\end{aligned} \tag{2.25}
$$

Bitta tenglamani ikkinchisiga qo'yib, ochiq sistema uchun o'zgartirish kiritgandan so'ng quyidagini olamiz:

$$
\begin{aligned}
&T_{ya}T_{\text{м}}T_q\frac{d^3\omega}{dt^3} + T_{\text{м}}T_q\frac{d^2\omega}{dt^2} + T_{\text{м}}\frac{d\omega}{dt} + \omega + k_3\left(T_qT_{ya}\frac{d^2M_s}{dt^2} + T_q\frac{dM_s}{dt} + T_{ya}\frac{dM_s}{dt} + M_s\right) = \\
&= k_1k_2U_q = k_1k_2k_3(U_{ber}) = kU_{ber},
\end{aligned} \tag{2.26}
$$

bu yerda, $k = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3$.

Yuqoridagi hadlarni qo'ygandan keyin ochiq sistemaning differensial tenglamasiga ega bo'lamiz:

$$
\begin{aligned}
&T_{ya}T_{\text{м}}T_q\frac{d^3\omega}{dt^3} + \left(T_{\text{м}}T_q + T_{\text{м}}T_{ya}\right)\frac{d^2\omega}{dt^2} + \left(T_{ya} + T_{\text{м}}\right)\frac{d\omega}{dt} + \omega = \\
&= kU_{ber} - k_3 \cdot \left[T_qT_{ya}\frac{d^2M_s}{dt^2} + \left(T_q + T_{ya}\right)\frac{dM_s}{dt} + M_s\right].
\end{aligned} \tag{2.27}
$$

Yopiq sistemaning differensial tenglamasi ham shunga o'xshash topiladi:

$$
\begin{aligned}
&T_{ya}\cdot T_{\text{м}}\cdot T_q\frac{d^3\omega}{dt^3} + \left(T_{\text{м}}\cdot T_q + T_{\text{м}}\cdot T_{ya}\right)\frac{d^2\omega}{dt^2} + \left(T_q + T_{\text{м}}\right)\frac{d\omega}{dt} + (1 + k\gamma)\cdot\omega = \\
&= kU_{ber} - k_3\left[T_q\cdot T_{ya}\frac{d^2M_s}{dt^2} + \left(T_q + T_{ya}\right)\frac{dM_s}{dt} + M_s\right]
\end{aligned} \tag{2.28}
$$

Bu tenglamalardan sistemaning barqarorlashgan rejimi tenglamasini topish mumkin.

Agar quyidagilarni qabul qilsak:

$$\frac{d^3\omega}{dt^3} = \frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{d\omega}{dt} = 0. \qquad (2.29)$$

$$\frac{d^2M_s}{dt^2} = \frac{dM_s}{dt} = 0. \qquad (2.30)$$

U holda quyidagilarga ega bo'lamiz:

$\omega = k \cdot U_{ber} - k_3U_s$ – ochiq sistemaning statik xarakteristikasi;

$\omega = \frac{kU_{ber}}{1+k\gamma} - \frac{k_3M_s}{1+k\gamma}$ – yopiq sistemaning statik xarakteristikasi.

Yuqoridagidan ko'rinadiki, yopiq sistemadagi statik xato ochiq sistemadagiga qaraganda (1+kγ) marta kichikdir.

2.5. Laplas o'zgartirishi

Laplas o'zgartirishi yordamida nafaqat chiziqli differensial tenglamalarni yechish (operator metodi), balki chiziqli avtomatik boshqarish sistemalarini analiz qilish uchun matematik apparatni ham olish mumkin.

Laplas bo'yicha to'g'ri o'zgartirish:

$$x(p) = L[x(t)] = \int_0^{\infty} x(t) \cdot e^{-pt} dt$$

Teskari o'zgartirish:

$$x(t) = L^{-1}[x(p)] = \frac{1}{2\pi \cdot j} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} x(p) \cdot e^{pt} dp$$

bu yerda, *x(t)* – funksiya originali; *x(p)* – funksiyaning kompleks o'zgaruvchilar $(r = \sigma_0 + j\omega)$ sohasidagi operator ko'rinishi, $\sigma_0 = 0$ bo'lgan holda (barcha barqaror ABS) Laplas o'zgartirishini Furye o'zgartirishining xususiy holi deb qarash mumkin:

$x(j\omega)=\int_{0}^{\infty}x(t)\cdot e^{-j\cdot\omega\cdot t}dt$ – to‘g‘ri yo‘nalishda o‘zgartirilgan va garmonik tarkibni aniqlovchi chastota funksiyasi;

$x(j\omega)=\frac{1}{2\pi\cdot j}\int_{-\infty}^{+\infty}x(j\omega)\cdot e^{j\omega t}d\omega$ – teskari o‘zgartirish.

Laplas o‘zgartirishi xususiyatlarini aniqlovchi asosiy teoremalar:

1) chiziqlilik teoremasi:

$$ax(t) \leftrightarrow aX(P)$$
$$x_1(t)+x_2(t) \leftrightarrow X_1(P)+X_2(P),$$

bu yerda, "$\leftrightarrow$" mutanosiblik belgisi;

2) *haqiqiy sonlar sohasida differensiallash:*

$$L[x'(t)]=p\cdot x(p)-x(0);$$
$$L[x^{n}(t)]=p^{n}\cdot x(p)-[x(0)\cdot p^{n-1}+x^{1}(0)\cdot p^{n-2}+\dots\dots\dots+x^{n-1}(0)]$$

3) *haqiqiy sonlar sohasida integrallash:*

$$L\left[\int_{0}^{t}x(t)\cdot dt\right]=\frac{x(p)}{p}+\frac{x^{-1}(0)}{p}$$

4) *o‘xshashlik teoremasi:*

$$L\left[x\left(\frac{t}{a}\right)\right]=a\cdot x(ap);$$

5) *haqiqiy sonlar sohasida siljish:*

x(t–a), x(t–a)=0 0<t<a bo‘lgan holda $L[x(t-a)]=X(p)\cdot e^{-ap}$;

x(t+a), x(t+a)=0 –a<t<0 bo‘lgan holda $L[x(t+a)]=X(p)\cdot e^{ap}$;

bu yerda: a – manfiy bo'lmagan haqiqiy son.

6) *kompleks sonlar sohasida siljish:*

$$L\left[e^{-a\cdot t}x(t)\right]=x(p+a);$$

bu yerda: a – haqiqiy qismi manfiy bo'lmagan kompleks son.

7) *integral to'plam haqidagi teorema (ifodalar ko'paytmasi):*

$$L\left[\int_0^t x_1\cdot(t-\tau)\cdot x_2(\tau)\cdot d\tau\right]=X_1(p)\cdot X_2(p).$$

2.6. Uzatish funksiyasi

Avtomatik boshqarish nazariyasida uzatish funksiyasi muhim ahamiyatga ega bo'lgan parametrlardan hisoblanadi hamda kirish va chiqish signallarining o'zaro nisbati ko'rinishida aniqlanadi. Uzatish funksiyasi sistema yoki zvenoning dinamik xossalarini xarakterlab beradi. Laplas nazariyasi bo'yicha bo'yicha differensial tenglamalarni o'zgartirish uzatish funksiyasi ta'rifini juda qulay shaklga keltirish imkonini beradi, ya'ni uzatish funksiyasi deb operator ko'rinishdagi chiqish kattaligining kirish kattaligiga boshlang'ich sharoitlardagi nisbatiga aytiladi. Uzatish funksiyasi quyidagi formulaga asosan topilishi mumkin [3, 4, 8 -10]:

$$W(P)=\frac{Y(P)}{X(P)} \qquad (2.31)$$

Laplas o'zgartirishining qoidalaridan foydalanib, yuqorida ko'rib chiqilgan o'zgarmas tok motori tezligini stabilizatsiya qilish sistemasi differensial tenglamasini operator formasida dastlabki boshlang'ich qiymatlarni hisobga olgan holda quyidagicha yozish mumkin:

$$(a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0)\cdot\omega(p)=k\cdot U_{ber}(p)-(b_2p^2+b_1p+b_0)\cdot M_c(p) \qquad (2.32)$$

bu yerda, $a_3=T_q\cdot T_м\cdot T_{ya}$; $b_2=k_3\cdot T_q\cdot T_{ya}$; $a_2=T_q\cdot T_м+T_м\cdot T_{ya}$; $b_1=(T_q+T_{ya})\cdot k_3$; $a_1=T_q+T_м$; $b_0=k_3$; $a_0=1+k\gamma$.

Odatda, sistemaning uzatish funksiyasi ikkala ta'sirdan bittasi – berilgan ta'sir yoki toydiruvchi ta'sir ostida ko'rib chiqiladi.

Shuning uchun umumiy holda tenglama quyidagicha yoziladi:

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_0)\cdot y(p) = (b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \ldots + b_0)\cdot x(p) \qquad (2.33)$$

Ko'p hadlarni quyidagicha belgilab olamiz:

$$\begin{aligned} a_n \cdot p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + \ldots + a_0 &= D(p) \\ b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \ldots + b_0 &= K(p) \end{aligned} \qquad (2.34)$$

U holda, $\dfrac{K(p)}{D(p)} = \dfrac{Y(p)}{X(p)} = W(p)$ nisbat uzatish funksiyasini beradi. Yuqorida aytib o'tilgani kabi, uzatish funktsiyasi Laplas ko'rinishidagi chiqish kattaligining kirish kattaligiga nisbatidan iborat bo'lib, bu holda sistema boshlang'ich nol qiymatlari hisobga olinadi.

Agar D(p)=0 va K(p)=0 hollariga mos ravishda uzatish funksiyasining qutblari r_i va nollari q_i ma'lum bo'lsa, u holda uzatish funksiyasi uchun quyidagi ifodaga ega bo'lamiz:

$$W(p) = \frac{K(p)}{D(p)} = \frac{k_m \prod_{i=1}^{m} (p - q_i)}{d_n \prod_{i=1}^{n} (p - p_i)} \qquad (2.35)$$

Bu ifodaga nisbatan ratsional kasrni elementar kasrlarga ajratish qoidasi qo'llanilsa:

$$W(p) = \frac{K(p)}{D(p)} = \sum_{i=1}^{n} \frac{K(p_i)}{D'(p_i)(p - p_i)} = \frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{p - p_2} + \ldots + \frac{A_n}{p - p_n}. \qquad (2.36)$$

Nazorat savollari:

1. Ochiq va yopiq ABS tenglamalari o'zaro qanday farq qiladi?
2. Laplas o'zgartirishining qanday xossalarini bilasiz?
3. Uzatish funksiyasi nima?
4. Uzatish funksiyasi qanday aniqlanadi?

III BOB. AVTOMATIK BOSHQARISH SISTEMALARINING CHASTOTALI VA VAQT XARAKTERISTIKALARI

3.1. Oddiy ta'sirlar

Superpozitsiya prinsipiga asosan chiziqli avtomatik boshqarish sistemalar xossalarini eng oddiy tipik ta'sirlar bilan o'rganish kifoyadir. Bunday ko'rinishdagi tipik ta'sirlar sifatida eng avvalo, quyidagi ta'sirlar nazarda tutiladi [3, 4]:

1) garmonik signal: $e^{j(\omega \cdot t+\varphi)}$ yoki $\sin(\omega \cdot t+\varphi)$;
2) birlik pog'onasimon ta'sir (birlik funksiya):

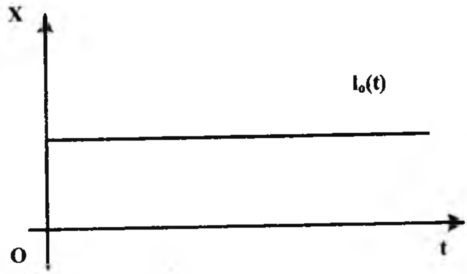
$$1_0(t)=\begin{cases}0 & agar.t \leq 0\\ 1 & agar..t>1\end{cases}$$

3) birlik impuls funksiyasi
4) (birlik impuls):

$$\delta(t)=\frac{d1_0(t)}{dt};$$

$$\delta(t)=\begin{cases}0\cdot & ...agar... \quad t\geq 0\\ \infty & t=0\end{cases}$$

$$\int_{\infty}^{\infty}\delta(t)\cdot dt=1.$$



3.1-rasm.

Yuqoridagidan kelib chiqqan holda aytish mumkinki, birlik *impuls* – kengligi nolga intiluvchi, amplitudasi esa cheksizlikka intiluvchi va yuzasi birga teng bo'lgan eng qisqa signaldir.

Endi yuqorida ko'rib o'tilgan ta'sirlar berilgan paytda qanday xarakteristikalar olinishi haqida fikr yuritamiz.

3.2. Chiziqli zvenoning chastotali xarakteristikalari

Dastlab zvenoning kirishiga $x(t)=x_m \sin\omega \cdot t$ ko'rinishidagi garmonik signal berilganda, uning chiqishida olinadigan xarakteristikalarni ko'rib chiqamiz.

Bu holda chiqishdagi signal faza siljishiga ($\Delta\varphi$) ega bo'ladi va uning o'zgarishi quyidagi formula orqali ifodalanishi mumkin: $y(t)=y_m \sin(\omega \cdot t+\varphi)$. Kirishdagi signalning kompleks amplitudasi $\dot{x}_m = x_m$ va chiqishdagi signalning kompleks amplitudasi esa $\dot{y}_m = y_m e^{j\cdot\varphi}$ ifodalari orqali aniqlanadi.

Shu o'rinda zveno xossalarini xarakterlovchi va uzatish funksiyasiga o'xshash bo'lgan kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti tushunchasini kiritib o'tish maqsadga muvofiq bo'ladi.

Zveno (yoki sistema)ning kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti $W(j\omega)$ deb kirishga sinusoidal ta'sir $x(t) = x_m \sin\omega \cdot t$ berilgan holda, chiqishdagi signal kompleks amplitudasining kirishdagi signal kompleks amplitudasiga nisbatiga teng bo'lgan kattalikka aytiladi [8, 10]. Ko'rib chiqilayotgan holat uchun kompleks kuchaytirish koeffitsiyentini aniqlash formulasi quyidagicha bo'ladi :

$$W(j\omega) = \frac{\dot{y}_m}{\dot{x}_m} = \frac{y_m}{x_m} e^{j\varphi} = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \tag{3.1}$$

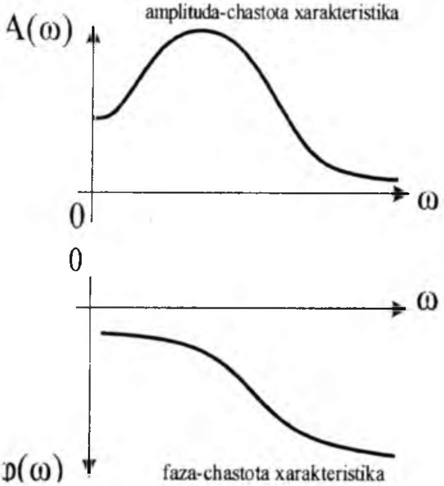
bu yerda, $A(\omega)$ – kompleks kuchaytirish koeffitsiyentining amplitudasi; $\varphi(\omega)$ – kompleks kuchaytirish koeffitsiyentining fazasi (chastota funktsiyasi).

Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti uzatish funksiyasi ifodasida p ni $j\omega$ ga o'zgartirish orqali topiladi:

$$W(p) = \frac{K(p)}{D(p)} \to W(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{D(j\omega)}. \tag{3.2}$$

Chastota 0 dan ∞ gacha o'zgarganda $W(j\omega)$ vektori kompleks sonlar tekisligida buriladi va bu burilish natijasida uning uchi tomonidan chiziladigan grafik amplituda- faza xarakteristikasi bilan xarakterlanadi.

Chastota (ω) 0 dan ∞ gacha o'zgarganda kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti vektori $W(j\omega)$ oxirining geometrik nuqtalar to'plami kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti chastotaviy godografi yoki amplituda–faza xarakteristikasi deyiladi.



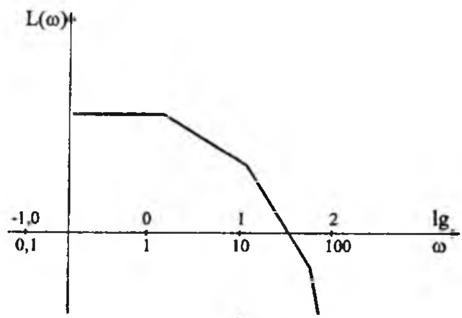
3.2-rasm.

Agar $\omega \to \infty$ bo‘lsa, u holda $W(j\omega) \to 0$ bo‘ladi, ya’ni K(j·ω) hadning umumiy darajasi doimo D(j·ω) hadnikidan kichik.

W(jω) ifodasini tashkil etuvchi hadlarni amplituda chastota A(ω) va φ(ω) faza – chastota xarakteristikalariga, shu bilan bir qatorda haqiqiy chastota xarakteristikasi P(ω) va mavhum chastota xarakteristikalariga Q(ω) ajratish mumkin [3, 4].

3.2 – rasmda amplituda chastota xarakteristikasi (AChX) – A(ω) va faza chastota xarakteristikasi (FChX) – φ(ω) misollari ko‘rsatilgan. Ushbu holda amplituda chastota xarakteristikasida maksimum mavjudligi, zvenoning rezonans xossalari borligidan dalolat beradi.

Absissalar o‘qi bo‘yicha xarakteristika qancha uzun bo‘lsa, chastotaning o‘tkazish polosasi shuncha katta va zveno kamroq inersion bo‘ladi.



3.3 - rasm. Logarifmik chastota xarakteristikalari

Amplituda chastota xarakteristikasi A(ω) logarifmik masshtabda ham tasvirlanishi mumkin, bu ikkita sababga ko‘ra ancha qulay :

1) A(ω) grafigini oddiy siniq chiziqlar ko‘rinishida tasvirlash imkoniyati paydo bo‘ladi;

2) o‘zaro ketma-ket ulan-

gan bir nechta zveno xarakteristikalarini ko'rilganda ko'paytma yig'indi bilan almashtiriladi:

$$A = \prod_{i=1}^{n} A_i; \qquad \lg A = \sum_{i=1}^{n} \lg A_i \tag{3.3}$$

Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti amplitudasi logarifmini o'lchash detsibellarda amalga oshiriladi (*Detsibel = 0,1 bel*). *Bel* – quvvat bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti o'nli logarifmni o'lchov birligi hisoblanadi.

Quvvat amplituda kvadratiga proporsional bo'lgani uchun $\lg A^2 = 2\lg A$ belda; $20\lg A$ – detsibelda o'lchanadi.

Logarifmik – amplituda xarakteristikasi (LAChX) – L(ω)=20·lg(ω) ifoda asosida aniqlanadi.

Agar A(ω)=1 bo'lsa, xarakteristika L(ω)=0 bo'ladi, ya'ni grafik absissalar o'qini kesib o'tadi. Chastota cheksizlikka intilsa (ω→∞), L(ω) ham cheksizlikka, A(ω) esa nulga intiladi, ya'ni:

$$\omega \to \infty \text{ bo'lsa, } \left.\begin{array}{l} L(\omega) \to \infty \\ A(\omega) \to 0 \end{array}\right\} \tag{3.4}$$

Barcha chastota xarakteristikalarini quyidagicha o'zaro bog'liqlikda yozish mumkin:

$$W(j\omega) = A(j\omega) \cdot e^{j(\omega)}; \tag{3.5}$$

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega); \tag{3.6}$$

$$A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}; \tag{3.7}$$

$$\varphi(\omega) = arctg\,\frac{Q(\omega)}{P(\omega)}; \tag{3.8}$$

$$P(\omega) = A(\omega)\cos(\omega); \tag{3.9}$$

$$Q(\omega) = A(\omega)\sin(\omega). \tag{3.10}$$

Shunday qilib, chastota xarakteristikalari zveno kirishiga garmonik signal berish orqali olinadi va ular orasida o‘zaro bog‘liqlik mavjud bo‘ladi.

3.3. Zvenoning o‘tkinchi xarakteristikasi

O‘tkinchi xarakteristika bu zvenoning birlik pog‘onali ta’sirga reaksiyasi yoki uning kirishiga $1_0(t)$ berilganda uning chiqishidagi olinadigan signaldir. O‘tkinchi xarakteristika originalda h(t) va operator shaklda H(r) ko‘rinishida belgilanadi [1–8].

Demak, kirish kattaligi $x(t)$ sifatida birlik pog‘onali ta’sir olinsa, ya’ni $x(t)=1_0(t)$ va operator shaklda $X(p)=\frac{1}{P}$ bo‘lsa, u holda o‘tkinchi xarakteristika formulasi operator shaklda quyidagicha yozilishi mumkin:

$$H(p)=Y(p)=W(p)\cdot X(p)=\frac{K(p)}{D(p)}\cdot X(p)=\frac{K(p)}{D(p)}\cdot\frac{1}{P}; \tag{3.11}$$

Ushbu ifodani original shaklga o‘tkazsak:

$$h(t)=y(t)=L^{-1}\left[\frac{w(P)}{P}\right]=L^{-1}\left[\frac{K(p)}{D(p)}\cdot\frac{1}{p}\right] \tag{3.12}$$

Boshlang‘ich shartlar hisobga olinsa:

$$h(t)=\left[\frac{K(0)}{D(0)}+\sum_{i=1}^{n}\frac{K(p_i)}{p_i\cdot D'(p_i)}e^{p_i t}\right]\cdot 1_0(t). \tag{3.13}$$

bu yerda: $\frac{K(0)}{D(0)}=h_{turg'un}(t)=h(\infty)$ – doimiy tashkil etuvchi; $h_{o'tkinchi}(t)=\sum_{i=1}^{n}\frac{K(p_i)}{D'(p_i)}\cdot e^{p_i t}=h(t)-h_{turg'un}(t)=h(t)-h(\infty)$ – o‘tkinchi tashkil etuvchi.

3.4. Vazniy funksiya

Vazniy yoki impuls o‘tkinchi funksiyasi $w(t)$ deb sistema kirishiga birlik impuls $\delta(t)$ berilganda, uning chiqishida olinadigan signalga aytiladi [3–8]. Shunday qilib: $x(t)=\delta(t)$ va $x(p)=1$.

Uzatish funksiyasi va chiqish signali orasidagi o‘zaro bog‘liqlik:

$$W(p) = Y(p) = \frac{K(\mathrm{p})}{\mathrm{D(p)}} = H(p) \cdot p\,, \tag{3.14}$$

yoki,

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt}\,. \tag{3.15}$$

Boshqacha aytganda $w(t) = y(t) = L^{-1}[W(p)]$, ya'ni vazniy funksiya uzatish funksiyasining originalidir.

Umumiy holda vazniy funksiya quyidagi formula orqali topilishi mumkin :

$$w(t) = \sum_{i=1}^{n} \frac{K(\mathrm{p}_i)}{\mathrm{D}'(\mathrm{p}_i)} \cdot e^{p_i \cdot t} \cdot 1_0(t) \tag{3.16}$$

O'tkinchi va vazniy funksiyalar vaqt bo'yicha o'zgaruvchi yoki vaqt xarakteristikalari deb ataladi.

3.5. Vazniy funksiya yordamida zveno barqarorligini aniqlash

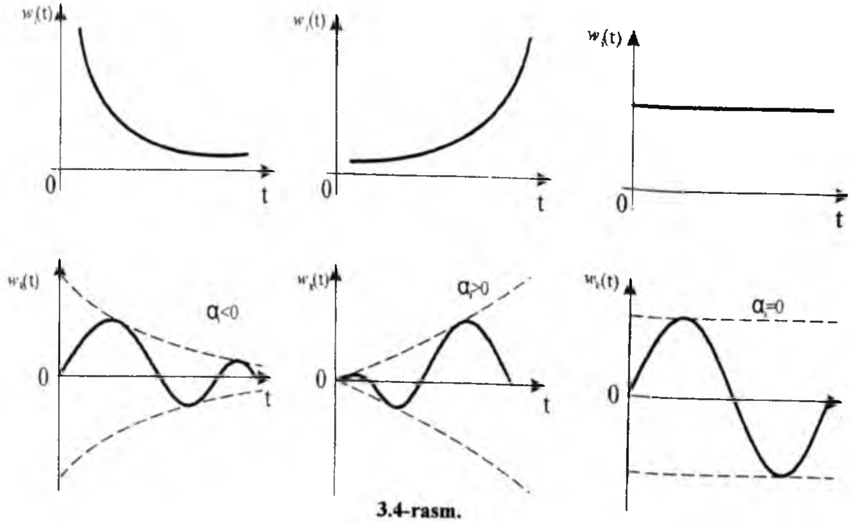
Avval aytib o'tganidek, agar tashqi ta'sir tugagandan keyin zveno vaqt o'tishi bilan o'zining avvalgi holatiga qaytib kelsa, u barqaror bo'ladi. Sistema barqarorligini analiz qilishda birlik impuls va vazniy funksiyadan foydalanish ancha qulay. Impuls va vazniy funksiyalardan foydalanib, funksiya barqarorligi uchun quyidagi ifodalarni yozish mumkin:

$$\lim_{t \to \infty} w(t) = 0 \text{ – bo‘lsa, zveno barqaror;} \tag{3.17}$$

$$\lim_{t \to \infty} w(t) = \infty \text{ – bo‘lsa, zveno barqaror emas;} \tag{3.18}$$

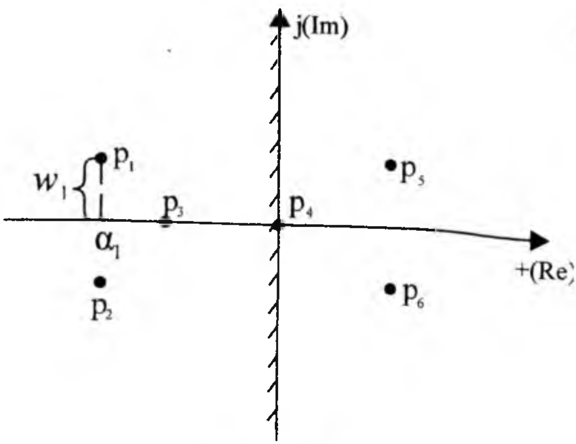
$$\lim_{t \to \infty} w(t) \neq \begin{Bmatrix} 0 \\ \infty \end{Bmatrix} \text{ – bo‘lsa, zveno neytral.} \tag{3.19}$$

Vazniy funksiya $w_i(t) = c_i e^{p_i}$ tashkil etuvchilar yig'indisidan iborat bo'lib, ularning ko'rinishi p_i ildizlar qiymatlari bilan aniqlanadi.



3.4-rasm.

Agar ildiz faqat haqiqiy qismga ega bo'lsa, ya'ni $p_i = \alpha_i$, u holda vazniy funksiya $w_i(t) = c_i \cdot e^{\alpha_i \cdot t}$ ko'rinishga ega bo'ladi va funksiya monoton bo'ladi.



3.5-rasm.

$$W(p) = Y(p) = \frac{K(\mathrm{p})}{\mathrm{D(p)}} = H(p) \cdot p, \tag{3.14}$$

yoki,

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt}. \tag{3.15}$$

Boshqacha aytganda $w(t) = y(t) = L^{-1}[W(p)]$, ya'ni vazniy funksiya uzatish funksiyasining originalidir.

Umumiy holda vazniy funksiya quyidagi formula orqali topilishi mumkin :

$$w(t) = \sum_{i=1}^{n} \frac{K(\mathrm{p}_i)}{\mathrm{D}'(\mathrm{p}_i)} \cdot e^{p_i \cdot t} \cdot 1_0(t) \tag{3.16}$$

O'tkinchi va vazniy funksiyalar vaqt bo'yicha o'zgaruvchi yoki vaqt xarakteristikalari deb ataladi.

3.5. Vazniy funksiya yordamida zveno barqarorligini aniqlash

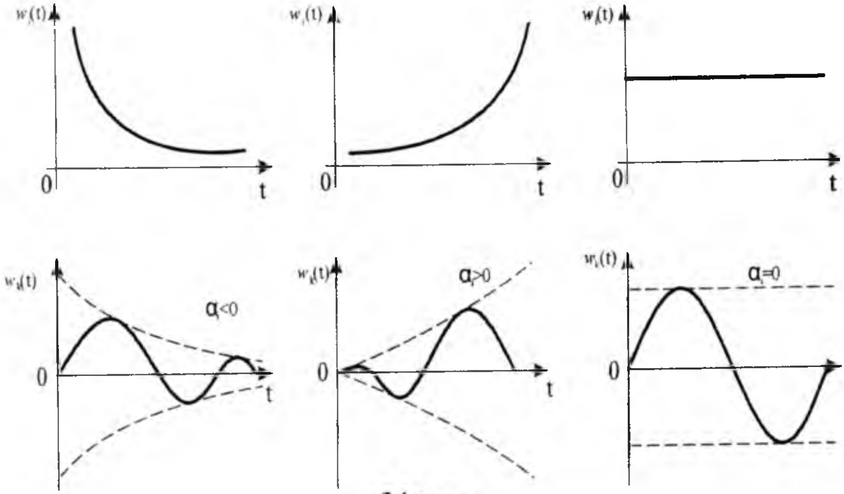
Avval aytib o'tilganidek, agar tashqi ta'sir tugagandan keyin zveno vaqt o'tishi bilan o'zining avvalgi holatiga qaytib kelsa, u barqaror bo'ladi. Sistema barqarorligini analiz qilishda birlik impuls va vazniy funksiyadan foydalanish ancha qulay. Impuls va vazniy funksiyalardan foydalanib, funksiya barqarorligi uchun quyidagi ifodalarni yozish mumkin:

$$\lim_{t \to \infty} w(t) = 0 \text{ – bo'lsa, zveno barqaror;} \tag{3.17}$$

$$\lim_{t \to \infty} w(t) = \infty \text{ – bo'lsa, zveno barqaror emas;} \tag{3.18}$$

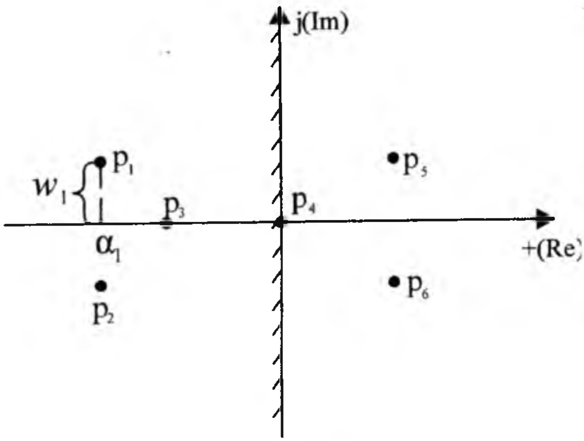
$$\lim_{t \to \infty} w(t) \neq \left\{ \frac{0}{\infty} \right\} \text{ – bo'lsa, zveno neytral.} \tag{3.19}$$

Vazniy funksiya $w_i(t) = c_i e^{p_i}$ tashkil etuvchilar yig'indisidan iborat bo'lib, ularning ko'rinishi p_i ildizlar qiymatlari bilan aniqlanadi.



3.4-rasm.

Agar ildiz faqat haqiqiy qismga ega bo'lsa, ya'ni $p_i = \alpha_i$, u holda vazniy funksiya $w_i(t) = c_i \cdot e^{\alpha_i \cdot t}$ ko'rinishga ega bo'ladi va funksiya monoton bo'ladi.



3.5-rasm.

Agar ildizlar kompleks qo‘shma bo‘lsa – $p_{i,i+1} = \alpha_i \pm j\omega_i$, u holda

$$w_k(t) = w_i(t) + w_{i+1}(t) = c_i \cdot e^{(\alpha_i + j\omega_i)\cdot t} + c_{i+1} \cdot e^{(\alpha_i - j\omega_i)\cdot t} = 2 \cdot M \cdot e^{\alpha_i \cdot t} \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \quad (3.20)$$

ya’ni, funksiya tebranuvchan bo‘ladi. Lekin ikkala holda ham ildizning haqiqiy qismi (uzatish funksiyasining qutblari) manfiy $\alpha_i<0$ bo‘lsa funksiya so‘nuvchan bo‘ladi [3 – 7].

Demak, xulosa qilib shuni aytish mumkinki, chiziqli zveno (yoki sistema) barqaror bo‘lishi uchun uzatish funksiyasi ildizlarining haqiqiy qismlari manfiy yoki barcha qutblar kompleks sonlar tekisligida mavhum sonlar o‘qidan chap tomonda yotishi kerak (3.5 – rasm).

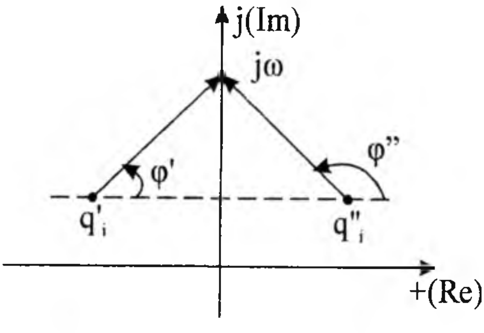
3.6. Minimal – fazali zvenolar xossalari

Yuqorida aytib o‘tilganidek, zveno xossalarining asosiy ko‘rsatkichi uzatish funksiyasi nullarining chap yarim tekislikda yotishiga bog‘liq. Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti ifodasi quyidagicha yozilishi mumkin [1, 4]:

$$W(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{D(j\omega)} = \frac{k_m \cdot \prod_{1}^{m} (j\omega - q_i)}{d_n \cdot \prod_{1}^{n} (j\omega - p_i)}, \qquad (3.21)$$

bu yerda, q_i – uzatish funksiyasining nullari.

Suratdagi ifodalardan biri bo‘lgan $(j \cdot \omega - q_i)$ ifoda boshlanishi q_i nuqtada oxiri esa mavhum sonlar o‘qining $j \cdot \omega$ nuqtasida yotuvchi vektorni ifodalaydi. Bu vektorning fazasi uni haqiqiy sonlar o‘qiga nisbatan soat strelkasiga teskari yo‘nalishda burilgan burchagini ko‘rsatadi. 3.6 – rasmda shu tipdagi vektorning ikkitasi ko‘rsatilgan, ular q_i ning turli qiymatlariga mos keladi va ular mos ravishda q_i' va q_i'' tarzda belgilangan. Rasm-



3.6-rasm.

dan ko'rinadiki, $(j \cdot \omega - q_i)$ kompleksi modulining bir xil qiymatida q_i chap yarim tekislikda yotgan holda uning fazasi φ kichikroq bo'ladi.

Uzatish funksiyasining barcha nullari chap ildizlar yarim tekisligida (Re q_i<0) yotuvchi zvenolar minimal – *fazali zvenolar* deyiladi.

Agar loaqal bitta nul o'ng yarim tekislikda yotsa, bunday zveno minimal fazali bo'lmaydi.

Ma'lumki, agar zveno barqaror bo'lsa, P(ω) va Q(ω) orasida bir qiymatli bog'lanish mavjud bo'ladi. Agar zveno barqaror hamda minimal – fazali bo'lsa, A(ω) va φ(ω) orasida ham bir qiymatli bog'lanish bo'ladi. Buning uchun P(ω), Q(ω), A(ω) va φ(ω) xarakteristikalaridan faqat bittasiga ega bo'lish kifoyadir.

Nazorat savollari:

1. Qanday tipik ta'sirlarni bilasiz?
2. Chastotali analizning asosi nimada?
3. Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti nima?
4. Sistemaning chastotali godografi qanday quriladi?
5. Amplituda chastota xarakteristikalarni logarifmik masshtabda tasvirlashning qulayligi nimada?
6. Sistemaning o'tkinchi va vazniy funksiyasi deb nimaga aytiladi?
7. ABS barqarorligining vazniy funksiya yordamida qanday aniqlash mumkin?

IV BOB. CHIZIQLI AVTOMATIK BOSHQARISH SISTEMALARNING TIPIK ZVENOLARI VA ULARNI O'ZARO ULASH

Avtomatik boshqarish sistemalari zvenolarining xarakteristikalarini ularning vazifalari, fizik ishlash prinsipi, uzatilayotgan signallarning quvvati va tezligiga bog'liq bo'lmagan holda ko'rib chiqib, xossalarini 1– va 2 – tartibli chiziqli differensial tenglamalar bilan tavsiflash mumkin bo'lgan quyidagi qator tipik zvenolarni ko'rsatish mumkin [3 - 7]:

a) oddiy zvenolar: proporsional, integrallovchi va differensiallovchi;

b) birinchi tartibli zvenolar: inersion (aperiodik), inersion – differrensiallovchi, tezlashtiruvchi, inertsion - tezlashtiruvchi;

d) ikkinchi tartibli zvenolar: tebranma zveno.

Odatda, tipik zvenolarning uzatish funksiyasi $W(p)=\dfrac{K(p)}{D(p)}$ ko'rinishdagi ratsional kasr bo'lib, barcha nullar va qutblar $[K(p)=0,\quad D(p)=0]$ chap yarim tekislikda yoki mavhum sonlar o'qida joylashgan bo'ladi (integrallovchi zveno).

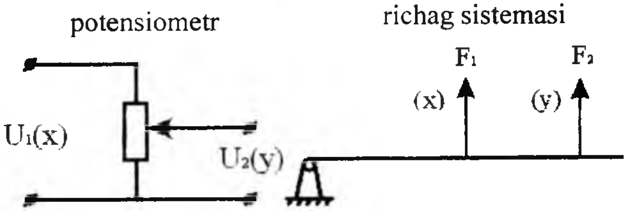
Murakkabroq bo'lgan zvenolar bir nechta zvenolarning o'zaro ulanishi ko'rinishida ko'rib chiqilishi mumkin. Zvenolarni ko'rib chiqishda oldindan chastota diapazonini aytish zarur bo'ladi, chunki qabul qilingan chastota diapazonidan chiqish qo'shimcha parametrlarni hisobga olishga va zvenolar matematik apparatini murakkablashuviga olib kelishi mumkin.

4.1. Oddiy zvenolar
4.1.1. Proportsional zveno

Proporsional zveno eng oddiy zveno hisoblanadi va unda chiqish kattaligi kirish kattaligiga proporsional tarzda o'zgaradi. Proporsional zvenoning differensial tenglamasi [3, 4]:

$$y = k\cdot x \tag{4.1}$$

Ushbu zvenoga misol tariqasida potensiometr va richag sistemasini ko'rsatish mumkin (4.1-rasm).



4.1-rasm.

Kirishdan chiqishga signal hech qanday inersiyasiz, ya'ni bir zumda uzatiladi deb qabul qilinadi, shu sababli proporsional zveno *inersiyasiz zveno* deb ataladi.

Zveno kirishiga x = $X_m \sin\omega t$ garmonik ta'sir berilgan holda, chiqishda ham garmonik signalga y = $Y_m \sin\omega t$ ega bo'lamiz. Bu holda, kompleks amplitudalar quyidagicha bo'ladi:

$$\dot{X}_m = X_m \qquad (4.2)$$

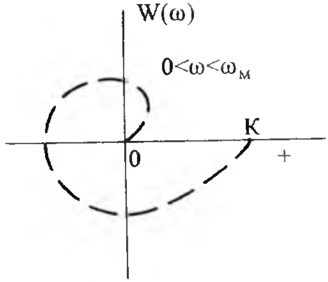
$$\dot{Y}_m = kX_m. \qquad (4.3)$$

Proporsional zvenoning kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti

$$W(j\omega) = \frac{\dot{Y}_m}{\dot{X}_m} = k \qquad (4.4)$$

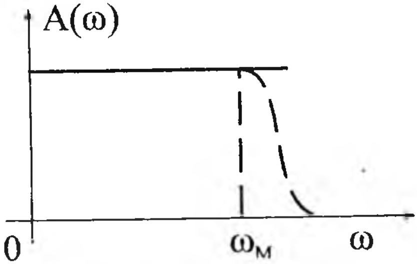
uzatish funksiyasi $W(p) = k$, amplituda – chastota xarakteristikasi $A(\omega) = k$, faza – chastota xarakteristikasi $\varphi(\omega) = 0$.

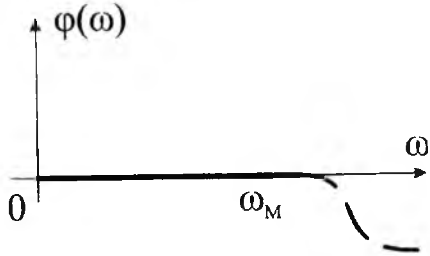
Ideal holda proporsional zvenoning godografi haqiqiy sonlar o'qida yotuvchi (k) nuqtadan iborat bo'lib, real zveno uchun ya'ni chastota maksimal ω_m qiymatdan yuqori bo'lganda godograf uchun punktir chiziq bilan ko'rsatilgan grafik mos keladi (4.2 – rasm). Bu yerda, masalan, potensiometr uchun ulovchi simlar sig'imini, richag uchun esa sterjen egiluvchanligini hisobga olish zaruriyati tug'iladi.



4.2-rasm.

Amplituda chastota va faza chastota xarakteristikalari uchun 4.3-rasmda ko‘rsatilgan grafiklar mos keladi.





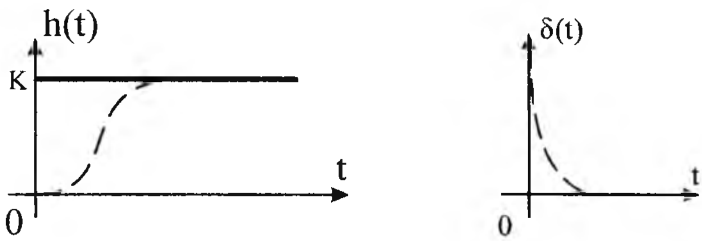
4.3-rasm.

Proporsional zvenoning o‘tkinchi funksiyasi va vazniy funksiyasi uchun quyidagi ifodalar o‘rinli bo‘ladi:

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{k}{p}\right] = k \cdot 1_0(t), \tag{4.5}$$

$$w(t) = L^{-1}[k] = k\delta(t). \tag{4.6}$$

4.4-rasmda ushbu funksiyalarning grafiklari ko‘rsatilgan, punktir chiziq bilan real proportsional zveno uchun taalluqli bo‘lgan grafiklar keltirilgan.



4.4-rasm.

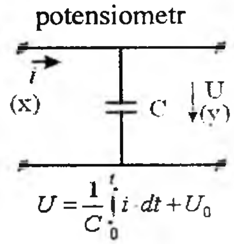
4.1.2. Integrallovchi zveno

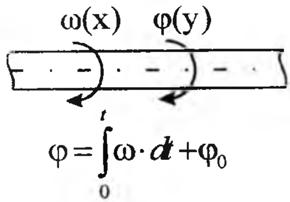
Integrallovchi zvenolarda chiqish kattaligi kirish kattaligining vaqt bo‘yicha integraliga proporsional yoki teng bo‘ladi [3, 4].

Integrallovchi zvenoning differensial tenglamasi:

$$y = k\int_0^t x(t) \cdot dt + y_0 \tag{4.7}$$

Agar integrallovchi zveno kirishiga x = $X_m$sinωt signal berilsa, uning chiqishidagi signal $y = \frac{k}{\omega} \cdot X_m \cdot \cos\omega \cdot t$ ko‘rinishida bo‘ladi. Integrallovchi zvenoga misollar 4.5- rasmda ko‘rsatilgan.





4.5-rasm.

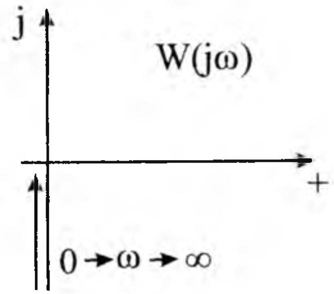
Kirish kattaligining kompleks amplitudasi $\dot{X}_m = X_m$. Bundan chiqish kattaligi uchun quyidagiga ega bo'lamiz:

$$\dot{Y}_m = j\cdot\frac{k}{\omega}\cdot X_m = \frac{k}{j\cdot\omega}\cdot X_m; \tag{4.8}$$

Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti uchun

$$W(j\omega)=\frac{\dot{Y}_m}{\dot{X}_m}=\frac{k}{j\cdot\omega}=\frac{k}{\omega}\cdot e^{j\frac{\pi}{2}} \tag{4.9}$$

Bu ifoda asosida qurilgan integrallovchi zvenoning godografi 4.6- rasmda ko'rsatilgan.



4.6-rasm.

Undan ko'rinadiki, chastota ω nuldan ∞ gacha o'zgarganda, $W(j\omega)$, ya'ni godograf yoki AFChX mavhum sonlar o'qining manfiy qismi bilan ustma-ust tushuvchi to'g'ri chiziqdan iborat bo'ladi.

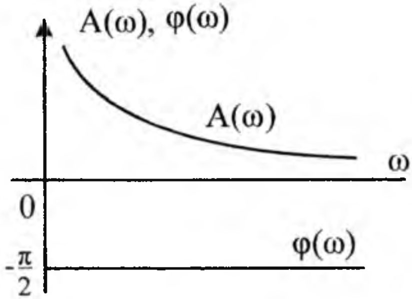
Integrallovchi zvenoning uzatish funksiyasi:

$$W(p)=\frac{k}{p}; \tag{4.10}$$

Amplituda chastota $A(\omega)$ va faza chastota $\varphi(\omega)$ xarakteristikalari ifodalari quyidagicha ko'rinishga ega bo'ladi:

$$A(\omega)=\frac{k}{\omega}; \qquad \varphi(\omega)=-\frac{\pi}{2}; \tag{4.11}$$

Mos ravishda qurilgan chastota xarakteristikalari 4.7-rasmda ko'rsatilgan.

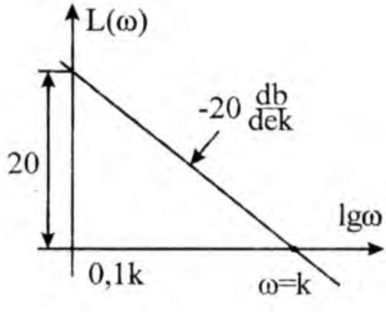


4.7-rasm.

Logarifmik amplituda chastota xarakteristikasi (LACHX) quyidagicha aniqlanadi:

$$L(\omega)=20\cdot\lg\frac{k}{\omega}=20\cdot\lg k-20\cdot\lg\omega. \tag{4.12}$$

LAChX grafigi 4.8-rasmda ko'rsatilgan va u qiyaligi – 20db/dek bo'lgan to'g'ri chiziqdan iborat.



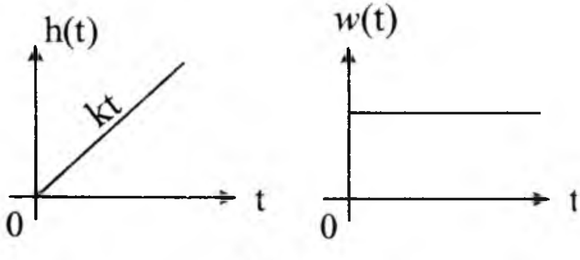
4.8-rasm.

Vaqt xarakteristikalari formulalari:

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{k}{p^2}\right] = k \cdot t \cdot 1_0(t) \tag{4.13}$$

$$w(t) = L^{-1}\left[\frac{k}{p}\right] = k \cdot 1_0(t) \tag{4.14}$$

(4.13) va (4.14) – formulalar asosida qurilgan vaqt xarakteristikalari 4.9- rasmda ko'rsatilgan.



4.9-rasm.

4.1.3. Differensiallovchi zveno

Real sharoitlarda chiqishda kirish signalini aniq tarzda differensiallovchi zveno mavjud emas, lekin sistemaning struktura sxemasini tuzishda uni shunday zvenolarga bo‘lish mumkinki, natijada differensiallovchi zveno tushunchasini kiritish mumkin bo‘ladi [3, 4].

Bu holda u chiqish kattaligi kirish kattaligi hosila ko‘rinishida bog‘liq bo‘ladi:

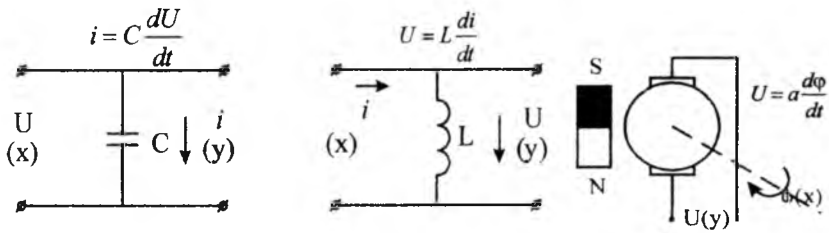
$$y = k \cdot \frac{dx}{dt} \tag{4.15}$$

Differensiallovchi zvenoga misol sifatida sig‘im va induktivlik asosidagi to‘rtqutblilar va taxometrni keltirish mumkin (4.10-rasm):

Agar kirishdagi signal $x = X_m \sin\omega t$ shaklda bo‘lsa, chiqishdagi signal ifodasi $y = k \cdot \omega \cdot X_m \cos\omega t$ ko‘rinishda bo‘ladi.

Bundan:

$$\dot{X}_m = X_m; \text{ va } \dot{Y}_m = j \cdot k \cdot \omega \cdot X_m; \tag{4.16}$$



4.10-rasm.

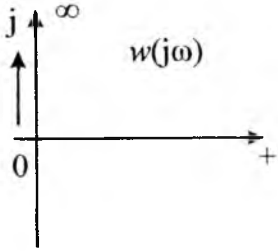
Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti :

$$W(j\omega) = \frac{\dot{Y}_m}{\dot{X}_m} = j \cdot k \cdot \omega = k \cdot \omega \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}; \tag{4.17}$$

Differensiallovchi zvenoning uzatish funksiyasi:

$$W(p) = k \cdot p; \tag{4.18}$$

(4.17) – ifoda asosida qurilgan differensiallovchi zvenoning godografi 4.11-rasmda ko‘rsatilgan. Undan ko‘rinadiki, chastota ω nuldan ∞ gacha o‘zgarganda, $W(j\omega)$, ya’ni godograf mavhum sonlar o‘qining musbat qismi bilan ustma-ust tushuvchi to‘g‘ri chiziqdan iborat bo‘ladi.



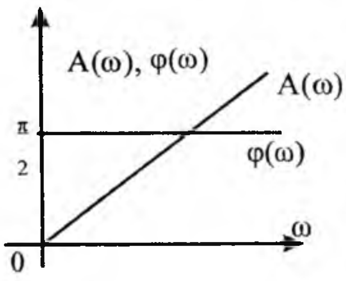
4.11-rasm. Differensiallovchi zvenoning godografi.

Chastota xarakteristikalari ifodalari:

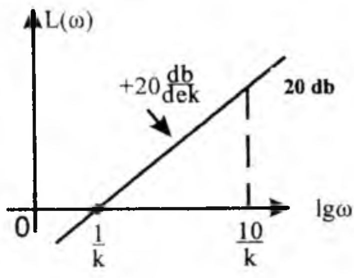
$$A(\omega) = k \cdot \omega \quad \text{va} \quad \varphi(\omega) = \frac{\pi}{2}; \tag{4.19}$$

$$L(\omega) = 20 \cdot \lg k + 20 \cdot \lg \omega. \tag{4.20}$$

Differensiallovchi zvenoning chastota xarakteristikalari grafiklari 4.12- va 4.13- rasmlarda ko‘rsatilgan.



4.12-rasm. Differensiallovchi zveno uchun AChX va FChX.



4.13-rasm. Differensiallovchi zveno uchun LAChX.

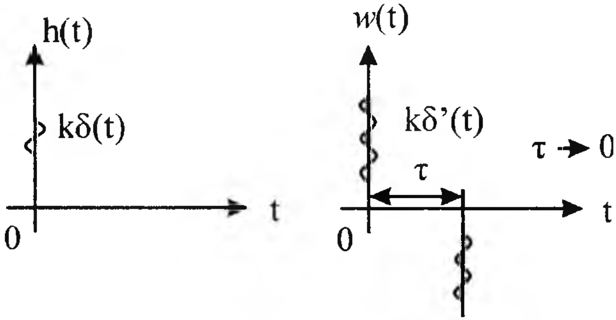
Vaqt xarakteristikalari formulalari:

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{k \cdot p}{p}\right] = k \cdot \delta(t); \tag{4.21}$$

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt} = k \cdot \delta'(t), \tag{4.22}$$

bu yerda, $\delta'(t)$ – ikkinchi darajali impuls funksiyasi.

O'tkinchi va vazniy funksiya grafiklari 4.14- rasmda ko'rsatilgan:



4.14-rasm.

Yuqorida biz oddiy zvenolarning chastota va vaqt xarakteristikalarini ko'rib chiqdik. Albatta bu ifodalarni keltirib chiqarish va grafiklarni qurishni mustaqil amalga oshirish tavsiya qilinadi va bu talabalarimiz bilimlarini mustahkamlashga xizmat qiladi.

Nazorat savollari:

1. Qanday tipik zvenolarni bilasiz?
2. Proporsional zvenolarning maksimal chastotagacha va undan keyingi chastota xarakteristikalari qanday ko'rinishga ega bo'ladi?
3. Integrallovchi zvenoning amplituda chastota xarakteristikasi qanday ko'rinishga ega?
4. Differensiallovchi zvenoning amplituda chastota xarakteristikasi qanday ko'rinishga ega?

4.2. Birinchi darajali zvenolar

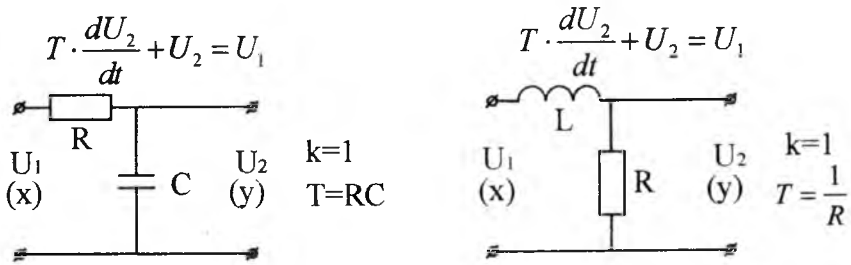
4.2.1. Inersion zveno

Inersion zveno avtomatik boshqarish sistemalarida eng ko'p tarqalgan zveno hisoblanadi [3, 4].

Inersion zvenoning differensial tenglamasi:

$$y + T \cdot \frac{dy}{dt} = k \cdot x. \tag{4.23}$$

Inersion zvenoga quyidagi to'rtqutblilik misol bo'lishi mumkin (4.15– rasm):



4.15-rasm.

O'zgarmas tok generatorining oldingi olingan tenglamasiga binoan:

$$T_q \cdot \frac{de_g}{dt} + e_g = k_q \cdot U_q \tag{4.24}$$

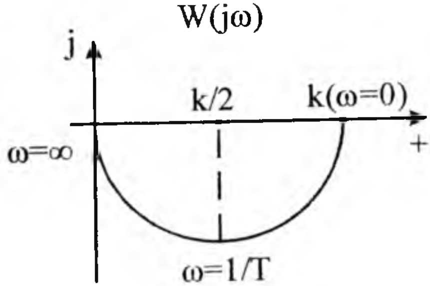
Bu tenglama operator ko'rinishida: $(Tp+1) \cdot Y(p) = k \cdot X(p)$.
Zvenoning uzatish funksiyasi:

$$W(p) = \frac{k}{1 + T \cdot p} \tag{4.25}$$

Bu ifodadan kompleks kuchaytirish koeffitsiyentini topish mumkin:

$$W(j\omega) = \frac{k}{1 + j \cdot T \cdot \omega}; \tag{4.26}$$

Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti ifodasiga asosan chastota $0 < \omega < \infty$ oraliqda o'zgarganda, inersion zveno uchun godografga ega bo'lamiz (4.16-rasm). Inersion zvenoning godografi radiusi k/2 ga teng bo'lgan yarim aylanadan iborat bo'ladi.



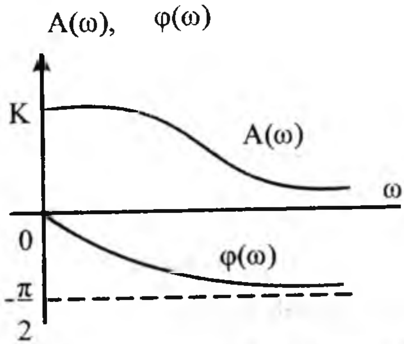
4.16-rasm. Inersion zvenonining godografi.

Chastota xarakteristikalari ifodalari quyidagicha bo'ladi:

$$\text{AChX} - A(\omega) = \frac{k}{\sqrt{1+T^2\cdot\omega^2}}; \ \text{FChX} - \varphi(\omega) = arctgT\cdot\omega; \qquad (4.27)$$

$$\text{LAChX} - L(\omega) = 20\cdot\lg k - 10\cdot\lg(1+T^2\cdot\omega^2) \qquad (4.28)$$

Inersion zveno amplituda va faza chastota xarakteristikalari 4.16-rasmda ko'rsatilgan.



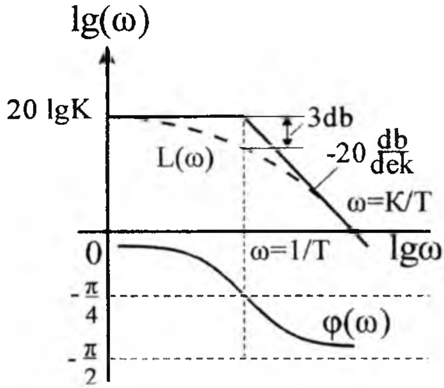
4.16-rasm. Inersion zveno uchun AChX va FChX.

Logarifmik xarakteristikalarini qurishda ularning asimptotik ko'rinishidan ham foydalaniladi, inersion zveno uchun ham logarifmik amplituda–chastota xarakteristikasini asimptotik l.a.x ko'rinishida tasvirlash juda qulay. Inersion zveno uchun haqiqiy LAX o'rniga chastota o'zgarishining $0 < \omega \cdot T \leq 1$ va $\omega \cdot T > 1$ diapazonlariga mos keluvchi ikkita asimptotadan foydalanish mumkin (4.29).

$$L_a(\omega) = \begin{cases} 20 \cdot \lg k, & agar.....0 < \omega \cdot T \leq 1 \\ 20 \cdot \lg k - 20 \cdot \lg \omega \cdot T, agar....1 \leq \omega \cdot T < \infty \end{cases} \quad (4.29)$$

(4.29) formulani tahlil qilish shuni ko'rsatadiki, 1 – asimptota (4.28) formulasining 2-tashkil etuvchisidan $\omega^2 \cdot T^2$ ko'paytmani, 2-asimptota esa 1 sonini chiqarib tashlash orqali olinadi.

4.17-rasmda L_a taqribiy grafigi $0 < \omega \cdot T \leq 1$ oraliq uchun absissa o'qiga parallel chiziq sifatida, $\omega \cdot T > 1$ oraliq uchun esa – 20 db/dek qiyalikka ega bo'lgan to'g'ri chiziqdan iborat.



4.17-rasm. Inersion zveno uchun LAChX.

Agar amplituda - faza xarakteristikasi W(jω) tajriba yo'li bilan olingan bo'lsa, ω=0 va $\omega = \frac{1}{T}$ nuqtalari bo'yicha inersion zvenoning K va T parametrlarini aniqlash mumkin.

Haqiqiy LAX $L(\omega)$ bilan asimptotalar yordamida qurilgan xarakteristika $L_a(\omega)$ orasidagi farq quyidagi ifoda bilan topilishi mumkin:

$$\delta(\omega \cdot T) = L(\omega \cdot T) - L_a(\omega \cdot T) \quad (4.30)$$

Ushbu farqning eng katta qiymati $\omega \cdot T = 1$ qiymatga mos keladi

$$\delta(\omega \cdot T) = -10\lg 2 \cong -3db \qquad (4.31)$$

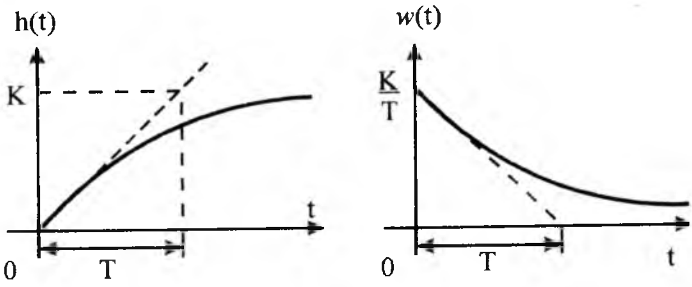
Demak, (4.31) ifoda va logarifmik xarakteristikalardan ko'rinadiki, asimptotik xarakteristikalarni qo'llashdagi xatolik qo'shilish chastotasi $\omega = \frac{1}{T}$ bo'lganida 3 dbdan oshmaydi, zvenoning tezkorligi qancha katta bo'lsa (T shuncha kichik bo'ladi), xarakteristikaning chiziq bo'ylab uzunligi shuncha katta bo'ladi.

Inersion zvenoning vaqt xarakteristikalari ifodalari:

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{k}{1+Tp} \cdot \frac{1}{p}\right] = k \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \cdot 1_0(t); \qquad (4.32)$$

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt} = \frac{k}{T} \cdot e^{-\frac{t}{T}} \cdot 1_0(t). \qquad (4.33)$$

Bu ifodalar yordamida quyidagi grafiklarni olish mumkin (4.18-rasm):



4.18-rasm. Inersion zvenoning vaqt xarakteristikalari.

Yuqoridagidan ko'rinadiki, o'tkinchi jarayon va vazniy funksiya grafiklari bo'yicha ham inersion zvenoning parametrlari k va T ni aniqlash mumkin.

Birinchi darajali boshqa zvenolarning differensial tenglamalari:

- tezlashtiruvchi zveno:

$$y = k \cdot \left(x + T \cdot \frac{dx}{dt} \right); \tag{4.34}$$

- inersion – differensiallovchi zveno:

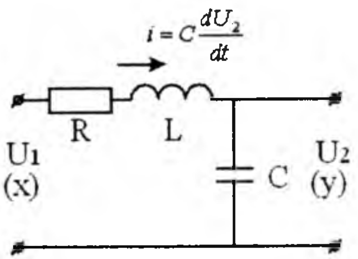
$$y + T \cdot \frac{dy}{dt} = k \cdot \frac{dx}{dt}; \tag{4.35}$$

– inersion–tezlashtiruvchi:

$$y + T \cdot \frac{dy}{dt} = k \cdot \left(x + T_0 \cdot \frac{dx}{dt} \right). \tag{4.36}$$

Bu zvenolarning xossalari tahlilini inersion zvenoga o‘xshagan tarzda amalga oshirilishi mumkin.

4.3. Tebranma zveno



4.19-rasm.

Tebranma zvenoga misollar:
– tebranma kontur (4.19-rasm)

$$U_1 = U_2 + R \cdot C \cdot \frac{dU_2}{dt} + L \cdot C \cdot \frac{d^2U_2}{dt^2} \tag{4.37}$$

– O‘zgarmas tok motori:

$$T_{\text{м}} \cdot T_{\text{яа}} \cdot \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_{\text{м}} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega = k \cdot U \tag{4.38}$$

Tebranma zveno tenglamasining umumiy ko‘rinishi [3, 4]:

$$T^2 \cdot \frac{d^2y}{dt^2} + 2 \cdot \xi \cdot T \cdot \frac{dy}{dt} + y = k \cdot x. \tag{4.39}$$

Parametrlar har bir holda turlicha bo‘ladi:

– tebranma kontur uchun $T = \sqrt{L \cdot C}$, $\xi = \frac{1}{2} \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$;

– motor uchun $T=\sqrt{T_м \cdot T_{яa}}$, $\xi=\sqrt{\frac{T_м}{4\cdot T_{яa}}}$.

Tebranma zvenoning muhim parametri so'nish darajasi ξ hisoblanadi, chunki:

– $\xi < 1$ bo'lgan holda, zveno haqiqatdan ham tebranma (xarakteristik tenglama ildizlari kompleks sonlar) bo'ladi;

– $\xi > 1$ bo'lgan holda, zveno o'zaro ketma-ket ulangan inersion zvenolardan iborat bo'ladi (ildizlar – haqiqiy sonlar).

Shunday qilib, tebranma zveno tenglamasining operator ko'rinishi:

$$(T^2 \cdot p^2 + 2\cdot\xi\cdot T\cdot p + 1)\cdot Y(p) = k\cdot X(p). \tag{4.40}$$

Uzatish funksiyasi:

$$W(p)=\frac{Y(p)}{X(p)}=\frac{k}{T^2\cdot p^2+2\cdot\xi\cdot T\cdot p+1}. \tag{4.41}$$

Kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti:

$$W(j\omega)=\frac{k}{T^2\cdot(j\cdot\omega)^2+2\cdot\xi\cdot T\cdot j\cdot\omega+1}. \tag{4.42}$$

Qulaylik uchun o'lchamsiz chastotani olamiz: $\Omega=\omega\cdot T$.

Tebranma zvenoning chastota xarakteristikalarini aniqlash bo'yicha ifodalar quyidagi ko'rinishda bo'ladi:

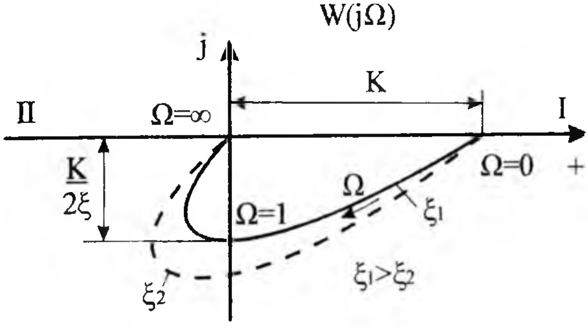
AFCHX – $$W(j\Omega)=\frac{k}{(j\cdot\Omega)^2+j\cdot 2\cdot\xi\cdot\Omega+1}; \tag{4.43}$$

ACHX – $$A(\Omega)=\frac{k}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2+4\cdot\xi^2\cdot\Omega^2}}; \tag{4.44}$$

FCHX – $$\varphi(\Omega)= arctg\,\frac{2\cdot\xi\cdot\Omega}{1-\Omega^2} \tag{4.45}$$

Bu xarakteristikalarni grafik tarzda ko'rinishi (4.20 - rasm):

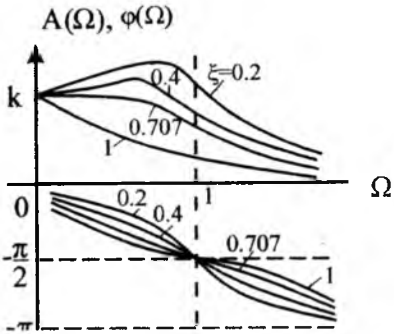
$\xi = 0$ bo'lgan holda, amplituda – faza chastota xarakteristikasi ikkita yarim to'g'ri chiziqdan, ya'ni:



4.20-rasm.

1. $0 < \Omega < 1$ bo'lgan holda k dan to $+\infty$ gacha;
2. $1 < \Omega < \infty$ bo'lgan holda, 0 dan ∞ gacha bo'lgan chiziqlardan iborat bo'ladi.

Agar bu xarakteristika eksperimental tarzda olingan bo'lsa, u holda 1 – va 2 – nuqtalar orqali zvenoning quyidagi parametrlarini: 1 – nuqta bo'yicha – k kuchaytirish koeffitsientini, 2 – nuqta bo'yicha – T vaqt doimiysini va ξ so'nish darajasini aniqlash mumkin.



4.21-rasm.

$\xi < 0,707$ bo'lgan holda, amplituda – chastota xarakteristikalarida yaqqol ko'rinuvchi maksimum mavjud bo'ladi (4.21-rasm): chastotaning $\Omega_м = \sqrt{1-2\cdot\xi^2}$ qiymatida

$$A_м = \frac{k}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \text{ bo'ladi.} \qquad (4.46)$$

Logarifmik ACHX ifodasi:

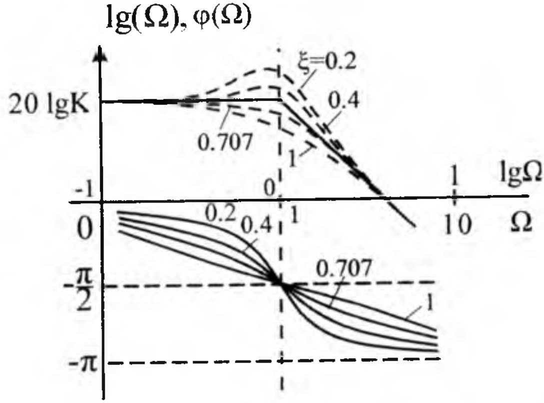
$$L(\Omega) = 20\cdot\lg k - \quad 10\cdot\lg\left[\left(1-\Omega^2\right)^2 + 4\cdot\xi^2\cdot\Omega^2\right] \qquad (4.47)$$

Lekin uni asimptotik LAChX ko'rinishida tasvirlash maqsadga muvofiq:

$$L(\Omega) = \begin{cases} 20\lg k, & agar \quad 0<\Omega\leq 1; \\ 20\lg k - 40\lg\Omega, & agar \quad 1\leq\Omega<\infty. \end{cases} \qquad (4.48)$$

Agar $\xi = 0,4 \div 0,707$ bo‘lsa, asimptotik xarakteristikadagi xatolik 3 detsibelldan oshmaydi.

Tebranma zvenoning logarifmik chastota xarakteristikalari 4.22- rasmda ko‘rsatilgan.



4.22-rasm.

Tebranma zvenoning vaqt xarakteristikalari formulalari:

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{k}{p\cdot(T^2\cdot p^2+2\cdot\xi\cdot T\cdot p+1)}\right] = k\cdot 1_0(t)\left[1-e^{-\beta t}\cdot(\cos\omega_1\cdot t+\frac{\beta}{\omega_1}\sin\omega_1\cdot t)\right]; \quad (4.49)$$

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt} = \frac{k\omega_0^2}{\omega_1}\cdot 1_0(t)\cdot e^{-\beta\cdot t}\sin\omega_1\cdot t. \quad (4.50)$$

Bu yerda xarakteristik tenglama: $T_2 p^2 + 2\cdot\xi\cdot T\cdot p + 1 = 0$ va uning ildizlari:

$$P_{1,2} = \frac{\mathrm{E}\pm\sqrt{\mathrm{E}^2-1}}{T} = \beta \pm j\omega_1$$

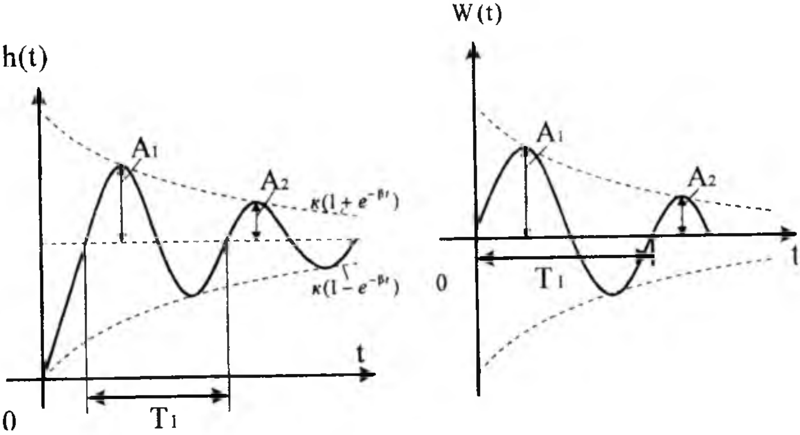
$\beta = \dfrac{E}{T} = \omega_0\cdot E$ – so‘nish koeffitsiyenti;

$\omega_1 = \dfrac{\sqrt{E^2-1}}{T} = \omega_0\cdot\sqrt{E^2-1}$ – tebranishning xususiy chastotasi;

$$\omega_0 = \frac{1}{T} \text{ – rezonans chastotasi;}$$

$$T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$$

Tebranma zveno o‘tkinchi funksiyasi va vazniy xarakteristikalari grafiklarining ko‘rinishi quyidagicha bo‘ladi (4.23-rasm):



4.23-rasm.

Eksperimental usul bilan olingan bu grafiklar bo‘yicha ham tebranma zvenoning parametrlarini aniqlash mumkin [3, 4].

Nazorat savollari:

1. Asimptotik logarifmik amplituda chastota xarakteristikasi (LAChX) deb nimaga aytiladi?
2. Inersion zveno LAChX qanday ko‘rinishga ega?
3. Tebranma zveno LAChX qanday ko‘rinishga ega?
5. Tebranma zveno so‘nish darajasining ta’siri qanday?
6. Tebranma zveno parametrlarini uning xarakteristikalari bo‘yicha qanday aniqlash mumkin?

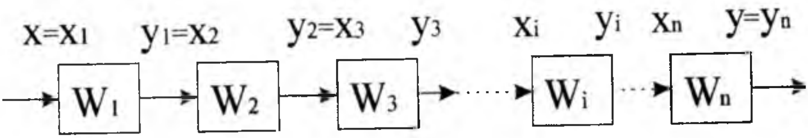
4.4. Chiziqli zvenolarni o'zaro ulash

Chiziqli zvenolar o'zaro ulanishini ko'rib chiqishda ulanish sxemasini uzatish funksiyasiga ta'sirini inobatga olish, ya'ni zvenolar uzatish funksiyalarini bu ulanishni hisobga olgan holda tuzish zarur. Ulanish tartibi zvenolar uzatish funksiyasiga ta'sir qilmasligi uchun mazkur zvenodan keyingi zvenoning kirish qarshiligini yoki undan oldingi zveno chiqish signali quvvatini cheksizga teng kattalik deb qabul qilinadi [1, 3-10].

Bundan keyin zvenolar bir yo'nalishli, ya'ni signallarni faqat bir yo'nalishda o'tkazadi va zvenolar uzatish funksiyalari uzatish tartibiga bog'liq emas deb qabul qilinadi.

Zvenolar ulanishi uch xil bo'ladi: ketma - ket, mos ravishda parallel va teskari ravishda parallel.

4.4.1. Zvenolarni ketma – ket ulash



4.24-rasm.

Bu holda (4.24-rasm) har bitta zvenoning chiqish kattaligi undan keyingi zveno uchun kirish kattaligi hisoblanadi, ya'ni:

$$x_{i+1} = y_i \quad yoki \quad X_{i+1}(p) = Y_i(p). \tag{4.51}$$

Har bitta zveno uchun chiqish kattaligi kirish kattaligining uzatish funksiyasiga ko'paytmasi sifatida topilishi mumkin bo'lgani uchun quyidagi ifodani yoza olamiz:

$$Y_i(p) = W_i(p) \cdot X_i(p) \text{ va } X_{i+1}(p) = W_i(p) \cdot X_i(p) \tag{4.52}$$

Bu xildagi tenglamalarni barcha zvenolar uchun tuzib va ulardan X(p)=X(p) va $Y(p)=Y_n(p)$ dan boshqa oraliq o'zgartiruvchilarni yo'qotsak, quyidagiga ega bo'lamiz:

$$Y(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) \cdots W_n(p) \cdot X(p) \text{ ya'ni:}$$

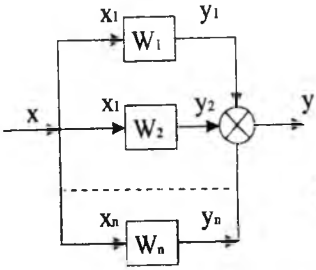
$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \prod_{i=1}^{n} W_i(p) \tag{4.53}$$

Bu ifoda ketma-ket ulangan zvenolardan iborat sistema umumiy uzatish funksiyasini aniqlash formulasidir. Unga ko'ra ketma-ket ulangan zvenolardan iborat sistemaning umumiy uzatish funksiyasi zvenolar uzatish funksiyalarining ko'paytmasiga tengdir.

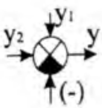
Shunday qilib, minimal – fazali va barqaror zvenolarni ketma-ket ulash minimal fazali va barqaror sistemani beradi.

Agar loaqal bitta zveno nominimal – fazali yoki nobarqaror bo'lsa, ulanish hosil qilgan sistema ham nominimal yoki nobarqaror bo'ladi.

4.4.2. Mos ravishda parallel ulash



4.25-rasm.



Mos ravishda parallel ulashni 4.25-rasmda ko'rsatilgan sxema misolida ko'rib chiqamiz. Bu holda kirish kattaligi: $x = x_1 = x_2 = \ldots = x_n$, chiqish kattaligi esa, $y = \sum_{i=1}^{n} y_i$ (4.54) ko'rinishida bo'ladi, ya'ni summatorda barcha signallar yig'iladi. Sektorlarni bo'yash, mos keluvchi signallarni manfiy qiymat bilan qo'shilishini bildiradi.

Mos ravishda parallel ulangan sxemaning uzatish funksiyasi ifodasi uchun quyidagiga ega bo'lamiz:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \sum_{i=1}^{n} \frac{Y(p)}{X(p)} = \sum_{i=1}^{n} W_i(p) \tag{4.55}$$

Bu ifodadan ko'rinadiki, o'zaro mos ravishda parallel ulangan zvenolardan tashkil topgan sistemaning umumiy uzatish funksiyasi zvenolar uzatish funksiyalarining algebraik yig'indisidan iborat bo'ladi.

Zvenolar o‘tkinchi va vazniy funktsiyalari ham bu xildagi ulashda o‘zaro qo‘shiladi:

$$h(t)=\sum_{i=1}^{n}h_i(t); \quad w(t)=\sum_{i=1}^{n}w_i(t). \tag{4.56}$$

Ulanishning kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti:

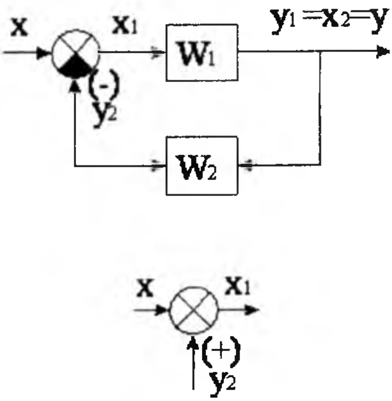
$$W(j\omega)=\sum_{i=1}^{n}W_i(j\omega)=\sum_{i=1}^{n}P_i(\omega)+j\sum_{i=1}^{n}Q_i(\omega). \tag{4.57}$$

Uzatish funksiyasi ifodasidan ko‘rinadiki, barqaror zvenolar mos ravishda parallel ulanganida hosil bo‘lgan sistema ham barqaror bo‘ladi.

Minimal fazali zvenolarni o‘zaro parallel ulaganda nominimal fazali sistema va teskari holat, ya’ni nominimal fazali zvenolarni mos ravishda parallel ulash minimal fazali barqaror sistema hosil qilish mumkin.

4.4.3. Zvenolarni teskari ravishda parallel ulash

Agar zvenodan o‘tuvchi signal yo‘nalishi umumiy signal yo‘nalishi bilan bir xil bo‘lsa, bu xildagi zvenolar *to‘g‘ri bog‘lanish zvenosi* deyiladi, agar zvenodan o‘tuvchi signal yo‘nalishi umumiy signal yo‘nalishiga qarama-qarshi bo‘lsa, bu xildagi zvenolar *teskari bog‘lanish zvenosi* deyiladi.



4.26-rasm.

Agar teskari bog‘lanish signali ishorasi musbat bo‘lsa, bu holda u umumiy kirish signali bilan qo‘shiladi va *musbat teskari bog‘lanish* deyiladi, teskari holda esa *manfiy teskari bog‘lanish* deyiladi.

Avtomatik rostlash nazariyasida manfiy teskari bog‘lanish ko‘proq qo‘llaniladi.

4.26-rasmda ikkita zvenoning o‘zaro manfiy teskari bog‘lanish orqali hosil qilgan sistemasi ko‘rsatilgan. Bu erda uzatish funksiyasi W_1 bo‘lgan zveno umumiy signal o‘tish yo‘nalishida joylashgan bo‘lib, uning chiqishidagi u chiqish kattaligi bo'yicha teskari bog'lanish signali W_2 – zveno orqali u_2 ko'rinishda summatorga uzatiladi.

Shunday qilib, teskari ravishda parallel ulashda quyidagi tenglamalar o'rinli bo'ladi:

$x_1 = x + y_2$ – musbat teskari bog'lanish; (4.58)

$x_1 = x - y_2$ –manfiy teskari bog'lanish (4.18 – rasm) (4.59)

$$x_2 = y_1 = y . \tag{4.60}$$

Struktura sxemalar yordamida quyidagi ifodalarni yozish mumkin:

$$Y_1(p) = W_1(p) \cdot X_1(p); \tag{4.61}$$

$$Y_2(p) = W_2(p) \cdot Y(p); \tag{4.62}$$

$$Y(p) = W_{yopiq}(p) \cdot X(p), \tag{4.63}$$

bu yerda: $W_{yopiq}(p)$ – yopiq sistema uchun ulanishning umumiy uzatish funksiyasi.

Bu ifodalarni hisobga olgan holda va (4.59) va (4.60) tenglamalarni qo'llab quyidagiga ega bo'lamiz:

$$X_1(p) = \frac{Y(p)}{W_1(p)} = X(p) - W_2(p) \cdot Y(p); \tag{4.64}$$

$$X(p) = \frac{Y(p)}{W_1(p)} + W_2(p) \cdot Y(p) = Y(p) \cdot \frac{1 + W_1(p) \cdot W_2(p)}{W_1(p)} \tag{4.65}$$

Endi teskari parallel ulanishga ega bo'lgan yopiq sistemaning uzatish funksiyasi quyidagi ko'rinishga ega bo'ladi:

$$W_{yopiq}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W_1(p)}{1 \pm W_1(p) \cdot W_2(p)} \tag{4.66}$$

Yuqoridagi (4.66) ifoda zvenolari o‘zaro teskari ulangan yopiq sistemaning umumiy formulasidir.

Ma’lumki, musbat teskari bog‘lanishni qo‘llagan holda, bu ifodaning mahrajida minus ishorasi yoziladi va aksincha, chunki $W_1(p)=\frac{K_1(p)}{D_1(p)}$; $W_2(p)=\frac{K_2(p)}{D_2(p)}$, ifodalarni hisobga olgan holda yopiq sistemaning umumiy uzatish funksiyasi $W_{yopiq}(p)$ uchun quyidagi ifoda o‘rinli bo‘ladi:

$$W_{yopiq}(p)=\frac{K_1(p)\cdot D_2(p)}{D_1(p)\cdot D_2(p)+K_1(p)\cdot K_2(p)} \tag{4.67}$$

Bu ifodadan ko‘rinadiki, barqaror zvenolar teskari ravishda parallel ulanganda barqaror bo‘lmagan sistema hosil bo‘lishi mumkin va teskarisi (xarakteristik tenglama ildizlari mos kelmaydi) [3, 4].

Misol tariqasida uzatish funksiyasi $W_1(p)=\frac{k_1}{p}$ bo‘lgan integrallovchi zveno va unga manfiy teskari bog‘lanish orqali ulangan uzatish funksiyasi $W_2(p)=k_2$ bo‘lgan proporsional zvenodan hosil bo‘lgan sistemaning umumiy uzatish funksiyasini topishni ko‘rib chiqamiz [1, 9, 10].

Yuqorida keltirilgan formulani qo‘llagan holda sistemaning umumiy uzatish funksiyasi uchun quyidagini yozishimiz mumkin:

$$W_{yopiq}(p)=\frac{W_1(p)}{1+W_1(p)\cdot W_2(p)}=\frac{\frac{k_1}{p}}{1+\frac{k_1\cdot k_2}{p}}=\frac{k_1}{p+k_1\cdot k_2}=\frac{k}{1+T\cdot p}$$

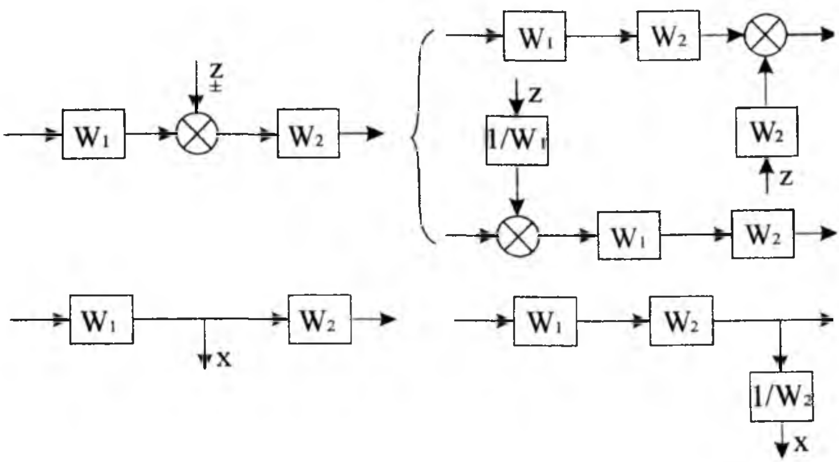
bu yerda: $k=\frac{1}{k_2}$ va $T=\frac{1}{k_1\cdot k_2}$ belgilashlar kiritilgan.

Shunday qilib, integrallovchi va proporsional zvenolar o‘zaro teskari parallel ulanganda inersion zveno hosil bo‘lar ekan.

4.5. Struktura sxemalarini o‘zgartirish

Zvenolarni o‘zaro ulanishi tartibi murakkab bo‘lgan sxemalarni soddalashtirish uchun struktura sxemalarini o‘zgartirish qoidalaridan foydalanish zarur. Bular qatoriga ketma-ket va parallel ulangan zvenolar gruppalarini hamda teskari bog'lanishli zvenoni bitta ekvivalent zveno bilan almashtirish qoidalari kiradi [3, 4].

Bundan tashqari ta'sirlarni va tarmoqlar tugunini bir nuqtadan ikkinchi nuqtaga ko'chirish qoidalari qo'llaniladi(4.27-rasm). Summator o'ng tomonga ko'chirilganda, sakrab o'tilgan zveno uzatish funksiyasi ekvivalent qo'shimcha zveno sifatida sistemaga kiritiladi, chap tomonga ko'chirishda esa o'tilgan zveno uzatish funksiyasiga teskari bo'lgan uzatish funksiyali qo'shimcha zveno sxemaga kiritiladi.



4.27-rasm.

Signal olish tuguni o'ngga ko'chirilganda, teskari uzatish funksiyali $(\frac{1}{W_2})$ zveno qo'shiladi, agar bu tugun chapga ko'chirilsa, uning teskarisi, ya'ni qo'shimcha ravishda uzatish funksiyasi W_1 bo'lgan zveno ulanishi lozim bo'ladi.

Bu qoidalarni ishlab chiqishda sistemadagi signallar bo'yicha umumiy balansni saqlab qolish asosiy mezon sifatida kiritilgan.

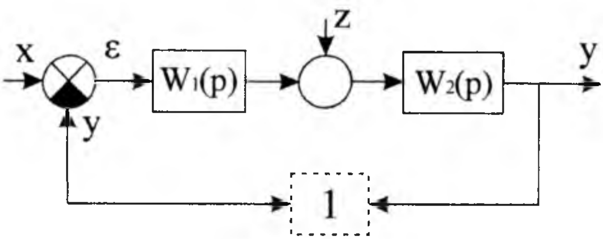
O'zgartirishlarni amalga oshirishdan asosiy maqsad ko'p strukturali sxemani konturlari o'zaro kesishmaydigan sxema ko'rinishiga keltirish va so'ngra u bir konturli ekvivalent zveno bilan almashtirilishi mumkin. Natijada berilgan sistema boshlang'ich sxema ko'rinishiga keltiriladi.

4.6. Yopiq sistemalar uzatish funksiyasini aniqlash

Har qanday bir bog'lanishli rostlash sistemasini yuqorida ko'rilgan o'zgartirish qoidalari yordamida birlik teskari bog'lanishli bir konturli sxema bilan almashtirish mumkin (4.28 – rasm).

Avtomatik boshqarish sistemasini navbatdagi tahlili shu tartibda amalga oshiriladi va adabiyotlardagi hisobiy nomogrammalar faqat shu sxemaga mos keladi [3-7].

Berilgan bir konturli sxema uchun berilgan va toydiruvchi ta'sirlar bo'yicha uzatish funksiyalari topilishi mumkin. Har ikkala holda ta'sirning qo'yilish nuqtasi va asosiy signal yo'nalishida chiqishgacha joylashgan zvenolar hisobga olinishi lozim.



4.28-rasm.

Boshqariladigan (berilgan) ta'sir bo'yicha uzatish funksiyasi:

$$W_x(p) = \frac{W_{ochiq}(p)}{1 + W_{ochiq}(p)} = \frac{K(p)}{K(p) + D(p)} \tag{4.68}$$

Toydiruvchi ta'sir bo'yicha uzatish funksiyasi:

$$W_z(p) = \frac{W_2(p)}{1 + W_{ochiq}(p)} = \frac{K_2(p) \cdot D_1(p)}{K(p) + D(p)} \tag{4.69}$$

bu yerda: $W_{ochiq}(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) = \dfrac{K_1(p) \cdot K_2(p)}{D_1(p) \cdot D_2(p)} = \dfrac{K(p)}{D(p)}$ – ochiq holdagi sistemaning uzatish funksiyasi.

Uzatish funksiyasi ifodasidan ko'rinadiki, yopiq sistemaning xarakteristik ko'phadi K(p) + D(p) = A(p) umumiy ko'rinishi ta'sirlar qo'yilish nuqtasiga bog'liq emas va sistema xossalarini aniqlaydi.

Shu tarzda istalgan sistemaning struktura sxemasi soddalashtirilishi va berilgan va toydiruvchi ta'sir bo'yicha umumiy uzatish funksiyalari topilishi mumkin.

Nazorat savollari:

1. Zvenolarni ulash qanday sharoitlarda amalga oshiriladi?
2. Qanday ulanish turlarini bilasiz ?
3. Ulanish xossalari nimalardan iborat.
4. Teskari parallel ulashning uzatish funksiyasi.
5. Nima uchun birlik teskari bog'lanishli sistema tadqiq qilinadi?
6. Yopiq sistemalarning boshqaruvchi va toydiruvchi ta'sirlar bo'yicha uzatish funksiyalari qanday ko'rinishga ega?

V BOB. AVTOMATIK BOSHQARISH SISTEMALARINING BARQARORLIGI VA O'TKINCHI JARAYONLAR SIFATI

5.1. Avtomatik boshqarish sistemalarining barqarorligi

Barqarorlik sistema ishga yaroqliligini ko'rsatuvchi birinchi shart hisoblanadi. Shu bilan birga nobarqaror sistemani rostlash sistemasi yordamida barqaror ko'rinishga keltirish mumkin [1 – 8].

Oldin aytib o'tilganidek, barqarorlikning zarur va etarli sharti uzatish funksiyasining qutblari yoki xarakteristik tenglama barcha ildizlari haqiqiy qismlarining mavhumligidir:

$$W_{ochiq}(p)=\frac{K(p)}{D(p)};\quad D(p)=0 \text{ (ochiq sistema)} \tag{5.1}$$

$$W_{yopiq}(p)=\frac{K(p)}{K(p)+D(p)};\quad A(p)=K(p)+D(p)=0 \text{ (yopiq sistema)} \tag{5.2}$$

Xarakteristik tenglama ildizlarini topish, ma'lum bo'lgan algebraik tenglamani yechish qiyinchiliklari bilan bog'liq.

Ma'lumki, 4 – darajadan yuqori darajali tenglamalarni analitik ko'rinishda yechish mumkin emas. Shuni hisobga olgan holda xarakteristik tenglama ildizlarini kompleks sonlar tekisligida mavhum sonlar o'qiga nisbatan joylashishini shu tenglamani echmasdan, ya'ni ildizlar son qiymatlarini topmasdan, aniqlash juda qulay hisoblanadi.

Ildizlarni mavhum sonlar o'qiga nisbatan joylashishini aniqlaydigan qoidalar *barqarorlik kriteriylari* deyiladi.

Avtomatik boshqarish nazariyasida uchta barqarorlik kriteriysi mavjud: Raus-Gurvitsning algebraik kriteriysi, Mixaylov va Naykvistning chastotali kriteriylari.

Barcha kriteriylar matematik jihatdan teng kuchli va xarakteristik tenglama ildizlari chap yarim tekislikda yotadimi yoki yo'qmi degan savolga javob beradi. Biroq bu kriteriylarning asosiy afzalligi faqat bundagina emas.

Bu kriteriylar nobarqarorlikning asosiy sabablarini tushuntirib berish, sistema parametrlarini (yoki xarakteristik tenglama koeffitsiyentlarini) barqarorlikka ta'sirini o'rganish hamda o'rganilayotgan parametrlar fazosida yoki tekisligida barqarorlik sohalarini aniqlash imkonini beradi.

5.2. Gurvitsning barqarorlik kriteriysi

Ushbu algebraik kriteriy dastlab ingliz matematigi E.Raus va keyinchalik shveysariyalik matematik A.Gurvits tomonidan XIX asrning oxirida turli shaklda taqdim etilgan. Bu kriteriylar o'zaro bog'liq bo'lib, sistemalar barqarorligini analiz qilishda bir xil algebraik tengsizliklarga olib keladi. Gurvits kriteriysini ko'rib chiqamiz.

Agar quyidagi xarakteristik tenglama berilgan bo'lsa:

$$A(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_0 = 0 . \qquad (5.3)$$

Tenglama koeffitsiyentlaridan Gurvits aniqlovchisini tuzamiz:

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & & 0 & & & \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & & 0 & & & \\ 0\ldots & a_{n-1} & a_{n-3} & & 0 & & & \\ 0\ldots\ldots a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & & & 0 & & \\ 0 & 0 & a_{n-1} & & & & 0 & \\ & & & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & & a_3 & a_1 & 0 & \\ 0 & 0 & 0 & & a_4 & a_2 & a_0 & \end{vmatrix} \qquad (5.4)$$

Aniqlovchini tuzish qoidasi uning strukturasidan ko'rinadi, u n ta qator va n ta ustundan iborat.

So'ngra esa aniqlovchining asosiy diagonal minorlari tuziladi:

$$\Delta_1 = a_{n-1}\,; \qquad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix}; \qquad \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} \text{ va h.k.} \qquad (5.5)$$

Gurvits kriteriysi quyidagicha ta'riflanadi: chiziqli ABS (ARS) barqaror bo'lishi uchun $a_n > 0$ va barcha diagonal minorlar noldan katta, ya'ni $\Delta_k > 0$ bo'lishi kerak, bu yerda $1 \le k \le n$.

$n = 1 \div 4$ bo'lgan holatlarni batafsilroq ko'rib chiqamiz:

1) n=1, $a_1 \cdot p + a_0 = 0$.

Barqarorlik sharti: $a_1 > 0$; $\Delta_1 = a_0 > 0$.

2) n=2, $a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0 = 0$.

Barqarorlik sharti: $a_2 > 0$; $\Delta_1 = a_1 > 0$; $\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & 0 \\ a_2 & a_0 \end{vmatrix} = a_1 \cdot a_0 > 0$, yoki

boshqacha aytsak: $a_2 > 0$; $a_1 > 0$; $a_0 > 0$.

3) n =3, $a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0 = 0$.

Barqarorlik sharti: $a_3 > 0$; $\Delta_1 = a_2 > 0$;

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_2 \cdot a_1 - a_3 \cdot a_0 > 0; \qquad \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 & 0 \\ a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & a_2 & a_0 \end{vmatrix} = a_0 \cdot \Delta_2 > 0.$$

Δ_2 ning ifodasidan ko'rinadiki, $a_1 > 0$ bo'lishi kerak va o'z navbatida $\Delta_3 > 0$ bo'lish sharti faqat $a_0 > 0$ bo'lgan holatda bajariladi.

Shunday qilib, uchinchi darajali sistema uchun Gurvits kriteriysi quyidagi shartlar bilan xarakterlanadi:

$$a_3 > 0; \quad a_2 > 0; \quad a_1 > 0; \quad a_0 > 0; \quad a_2 a_1 \quad a_3 a_0 > 0.$$

4) n= 4, $a_4 \cdot p^4 + a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0 = 0$.

Barqarorlik sharti: $a_4 > 0$; $\Delta_1 = a_3 > 0$;

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_3 & a_1 \\ a_4 & a_2 \end{vmatrix} = a_3 \cdot a_2 - a_4 \cdot a_1 > 0;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_3 & a_1 & 0 \\ a_4 & a_2 & a_0 \\ 0 & a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_1 (a_3 \cdot a_2 - a_4 \cdot a_1) \quad a_3^2 \cdot a_0 > 0;$$

$\Delta_4 = a_0 \cdot \Delta_3 > 0$.

Agar $a_0 > 0$ bo‘lsa, $\Delta_3 > 0$ bo‘lgan holda, $\Delta_4 > 0$ sharti bajariladi.

Agar $a_1 > 0$ bo‘lsa, $a_0 > 0$ va $\Delta_2 > 0$ bo‘lgan holda, $\Delta_3 > 0$ sharti bajariladi.

Agar $a_2 > 0$ bo‘lsa, $a_3 > 0$, $a_4 > 0$, $a_1 > 0$ bo‘lgan holda, $\Delta_2 > 0$ sharti bajarilishi mumkin.

Shunday qilib, to‘rtinchi darajali sistema uchun Gurvits kriteriysi quyidagi talablarni qo‘yadi:

$$a_4 > 0; \quad a_3 > 0; \quad a_2 > 0; \quad a_1 > 0; \quad a_0 > 0; \quad a \cdot (a_3 \cdot a_2 - a_4 \cdot a_1) - a_3^2 \cdot a_0 > 0.$$

Bundan ko‘rinadiki, 1 – va 2 – tartibli xarakteristik tenglamalar bilan tavsiflanuvchi sistemalarning barqarorlik sharti xarakteristik tenglamaning barcha koeffitsiyentlari musbat bo‘lishini talab qilsa, 3 – va 4 – darajali sistemalar uchun esa qo‘shimcha ravishda Δ_{n-1} (ya’ni Δ_2 va Δ_3) aniqlovchilarni ham musbat bo‘lishi talab qilinadi.

Nazorat savollari:

1. Barqarorlik kriteriylarining imkoniyatlari nimadan iborat?
2. Gurvits kriteriysining ta’rifi qanday?
3. Gurvits aniqlovchisi qanday topiladi?
4. Gurvits kriteriysi bo‘yicha qanaqa sistemani xarakteristik tenglamasi tadqiq qilinadi: yopiq yoki ochiq?
5. Gurvits kriteriysi bo‘yicha barqarorlik chegarasi qanday aniqlanadi?

5.3. Mixaylov barqarorlik kriteriysi

Mixaylov kriteriysi 1938 yilda taklif qilingan bo‘lib, uning asosida kompleks o‘zgaruvchanli funksiyalar nazariyasida ma’lum bo‘lgan argument prinsipi yotadi.

Argument prinsipi.

Quyidagi xarakteristik tenglama berilgan bo‘lsin:

$$A(p) = a_n \cdot p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + \ldots + a_0 = 0. \qquad (5.6)$$

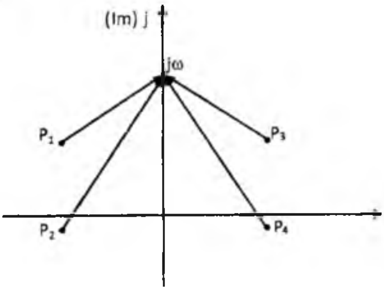
A(p) polinomini quyidagicha tasvirlash mumkin:

$$A(p) = a_n \cdot (p - p_1) \cdot (p - p_2) \ldots (p - p_n), \qquad (5.7)$$

bu erda, p_i – $A(p) = 0$ tenglamaning ildizlari. $p = j \cdot \omega$ desak, u holda:

$$A(j\omega) = a_n(j \cdot \omega - p_1)(j \cdot \omega - p_2)\ldots(j \cdot \omega - p_n), \qquad (5.8)$$

$(j\omega - p_i)$ – oxirlari mavhum sonlar o‘qining $j \cdot \omega$ nuqtasida yotuvchi kompleks sonlar tekisligidagi vektorlardir.



5.1-rasm.

$A(j\omega)$ kompleks sonining argumenti:

$$\arg A(j\omega) = \sum_{i=1}^{n} \arg(j\omega - p_i),$$

argument $A(j\omega)$ ning ω $-\infty$ dan $+\infty$ gacha o‘zgargandagi o‘zgarishi quyidagicha :

$$\arg_{\infty<\omega<+\infty} A(j\omega) = \sum_{i=1}^{n} \arg_{\infty<\omega<+\infty} (j\omega - p_i)$$

$(j\omega - p_i)$ vektor argumentlarining o‘zgarishi, p_i ildizlar qaysi (o‘ng yoki chap) yarim tekislikda yotishiga bog‘liq.

Ildiz chap yarim tekislikda joylashgan:

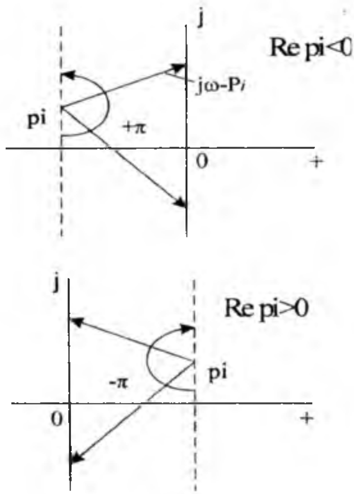
$$\Delta \arg_{\infty<\omega<+\infty} (j\omega - p_i) = +\pi$$

Ildiz o‘ng yarim tekislikda joylashgan:

$$\Delta \arg_{\infty<\omega<+\infty} (j\omega - p_i) = -\pi$$

Agar, $A(P)$ tenglama o‘ng yarim tekisligida m ta va chap yarim tekislikda n ta ildizga ega bo‘lsa, u holda argumentning o‘zgarishi:

$$\Delta \arg_{\infty<\omega<+\infty} A(j\omega) = \pi(n - m - m) = \pi(n - 2m). \qquad (5.9)$$



5.2-rasm.

Bu ifoda argument prinsipining A(p) xarakteristik polinom uchun yozilishidan iborat, ya'ni chastotaning $-\infty < \omega < +\infty$ oraliqda o'zgarishiga mos keluvchi A(jω) argumentining o'zgarishi chap va o'ng yarim tekisligidagi ildizlar soni farqini π ga ko'paytirilganiga teng.

Mixaylov kriteriysi argument prinsipiga asoslangan bo'lib, uning grafik ko'rinishidagi talqinidan iborat, ya'ni faqat bitta A(P) xarakteristik polinom ko'rib chiqiladi.

Bundan kelib chiqqan holda, agar sistema barqaror bo'lsa (m = 0), argumentning o'zgarishi:

$$\underset{\infty < \omega < \infty}{\Delta \arg} A(j\omega) = +\pi n\,. \tag{5.10}$$

A(jω) vektori uchining (oxirining) chastota $-\infty < \omega < +\infty$ oraliqda o'zgargandagi geometrik o'rni *A(jω) vektorining godografi* yoki *Mixaylov godografi* deyiladi. Biroq, agar A(jω) ni haqiqiy va mavhum qismlarga bo'lsak, ω ning $0 \le \omega < \infty$ diapazonida o'zgarishi bilan chegaralanishimiz mumkin.

$$A(j\omega) = a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \ldots + a_0 = U(\omega) + jV(\omega),$$

$$bo'lsa\;\; U(\omega) = a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 \;\;\ldots\;\; \omega..juft;$$

$$V(\omega) = a_1\omega - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 \;\;\ldots\;\; \omega..toq;$$

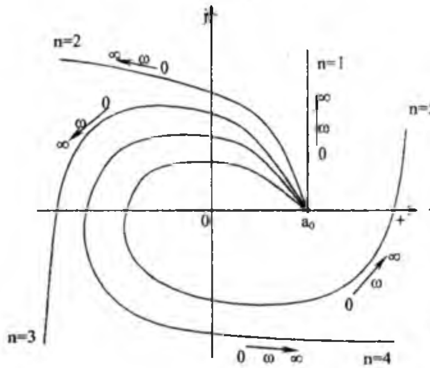
$$va\;\; U(-\omega) = U(\omega);\;\; V(-\omega) = -V(\omega);\;\; A(-j\omega) = U(\omega) - j\cdot V(\omega),$$

ya'ni, A(jω) va A(–jω) – qo'shma kompleks kattaliklar va

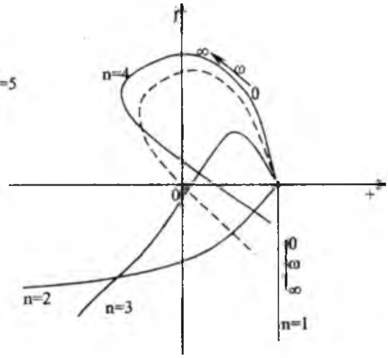
$$\underset{0 < \omega < \infty}{\Delta \arg} A(j\omega) = \underset{\infty < \omega < 0}{\Delta \arg} A(j\omega) \tag{5.11}$$

(5.11) ifodani hisobga olgan holda, argument o‘zgarishi uchun ifoda quyidagicha bo‘ladi:

$$\underset{0<\omega<\infty}{\Delta \arg}\ A(j\omega) = n\frac{\pi}{2}. \tag{5.12}$$



5.3-rasm. Barqaror sistemalar godograflari



5.4-rasm. Nobarqaror sistemalar godograflari

Shunday qilib, Mixaylov kriteriysiga ko‘ra, avtomatik boshqarish sistemasi – ABS (avtomatik rostlash sistemasi – ARS) barqaror bo‘lishi uchun, ω 0 dan +∞ gacha o‘zgarganda A(jω) xarakteristik vektor musbat yo‘nalishda $n\frac{\pi}{2}$ burchakka burilishi kerak (bu yerda, n – A(p)=0 xarakteristik tenglama darajasi) yoki A(jω) godograf ω 0 dan +∞ gacha oshganda haqiqiy sonlar o‘qidan boshlanib, musbat (soat strelkasiga qarama – qarshi) yo‘nalishda ketma-ket n ta kvadratdan o‘tishi lozim.

5.3-rasmda barqaror sistemalar godograflari va 5.4-rasmda nobarqaror sistemalar godograflari ko‘rsatilgan. Agar A(jω) godografi koordinatalar boshidan o‘tsa (rasmda punktir bilan ko‘rsatilgan), sistema barqarorlik chegarasida bo‘ladi. Bu holda A(jω) = 0 va bu Mixaylov kriteriysi bo‘yicha barqarorlik sohalarini tadqiq qilishning asosiy sharti hisoblanadi.

Nazorat savollari:

1. Ildizlar mavhum sonlar o'qidan chap tomonda bo'lishi nimaga olib keladi ?
2. Ildizlar mavhum sonlar o'qidan o'ng tomonda bo'lishi nimaga olib keladi ?
3. Argument prinsipi qanday ta'riflanadi?
4. Mixaylov kriteriysining ta'rifi.
5. Sistema barqarorlik chegarasida bo'lganda Mixaylov godografining ko'rinishi qanday bo'ladi?

5.4. Naykvist barqarorlik kriteriysi

Naykvist kriteriyasiga ko'ra yopiq sistema barqarorligini o'rganish uchun ochiq sistemaning amplituda – faza xarakteristikasini bilish kerak bo'ladi. Bu xarakteristikani analitik usul bilan yoki eksperiment yordamida olish mumkin. Bu hol Naykvist kriteriysini boshqa kriteriylardan farqlab turadi [1-7]. Agar ochiq sistemaning uzatish funksiyasi quyidagi shakldа berilsa:

$$W_{ochiq}(p) = \frac{K(p)}{D(p)} \tag{5.13}$$

u holda,

$$F(p) = 1 + W_{ochiq}(p) = \frac{K(p) + D(p)}{D(p)} = \frac{A(p)}{D(p)} \tag{5.14}$$

Bu funksiyaning surati yopiq sistemaning xarakteristik polinomidan, maxraji esa ochiq sistemaning xarakteristik polinomidan iborat. Agar D(p) ning darajasi n ga teng va K(p) ning darajasi esa m < n bo'lsa, u holda D(p) + K(p) ifodaning darajasi ham n ga teng bo'ladi. Shunday qilib, suratdagi polinom F(p) darajasi maxraj polinomi darajasi bilan teng bo'ladi.

Naykvist kriteriysi ochiq sistema barqaror, nobarqaror va barqarorlik chegarasida bo'lgan holatlar uchun ko'rib chiqiladi:

$$\Delta \arg_{0<\omega<\infty} D(j\omega) = n\frac{\pi}{2} \tag{5.15}$$

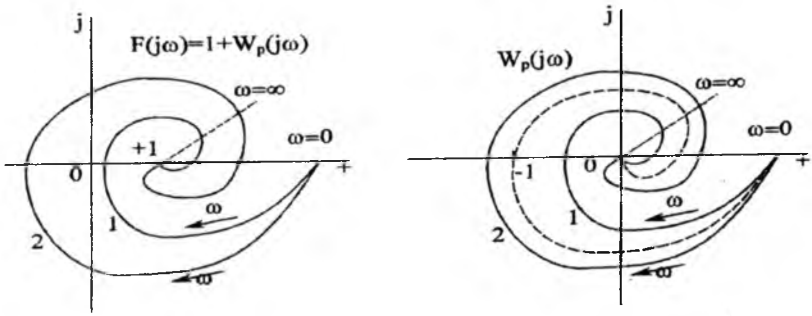
1- holat – sistema ochiq holda barqaror.

Sistema yopiq holda barqaror bo'lishi uchun quyidagi shart bajarilishi kerak:

$$\underset{0<\omega<\infty}{\Delta} \arg[D(j\omega)+K(j\omega)] = n\frac{\pi}{2} \tag{5.16}$$

$$\underset{0<\omega<\infty}{\Delta} \arg F(j\omega) = \underset{0<\omega<\infty}{\Delta} \arg[D(j\omega)+K(j\omega)] - \underset{0<\omega<\infty}{\Delta} \arg D(j\omega) = 0 \tag{5.17}$$

Bu holda:



5.5-rasm.

Shunday qilib, ABS barqaror bo'lishi uchun ω qiymati 0 dan +∞ gacha o'zgarganda, argument vektori F(jω) ning o'zgarishi 0 ga teng bo'lishi kerak. F(jω) qiymat jihatidan $W_p(j\omega)$ dan +1 ga farq qilgani uchun barqarorlik shartini bevosita $W_p(j\omega)$ uchun olishimiz mumkin (5.5– rasm).

Shunday qilib, Naykvist kriteriysining bu hol uchun ta'rifi quyidagicha bo'ladi: Yopiq sistema barqaror bo'lishi uchun ω qiymati 0 dan +∞ gacha o'zgarganda, ochiq sistemaning godografi (–1, j0) nuqtani o'z ichiga olmasligi kerak. Agar godograf (–1, j0) nuqta orqali o'tsa, sistema barqarorlik chegarasida bo'ladi. Bu xarakteristika 5.5 – rasmda punktir chiziq yordamida ko'rsatilgan.

2- holat – sistema ochiq holda barqaror emas.

Agar ochiq sistemaning xarakteristik tenglamasi o'ng yarim tekislikda ildizlarga ega bo'lsa, u holda:

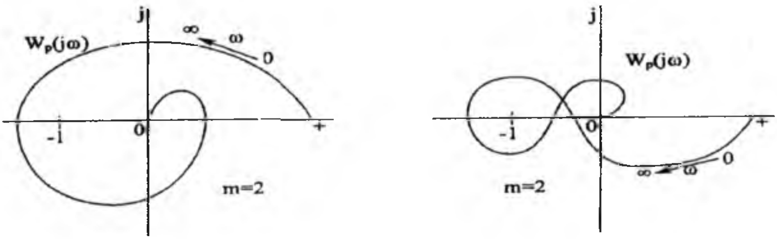
$$\Delta \underset{0<\omega<\infty}{\arg} D(j\omega) = (n-2m)\frac{\pi}{2} \qquad (5.18)$$

Sistema yopiq holda barqaror bo‘lishi uchun, quyidagi shart bajarilishi kerak:

$$\Delta \underset{0<\omega<\infty}{\arg} F(j\omega) = \Delta \underset{0<\omega<\infty}{\arg} [D(j\omega)+K(j\omega)] - \Delta \underset{0<\omega<\infty}{\arg} D(j\omega) = n\cdot\frac{\pi}{2} - (n-2m)\cdot\frac{\pi}{2} = \frac{m}{2}\cdot 2\cdot\pi \qquad (5.19)$$

$$\Delta \underset{0<\omega<\infty}{\arg} [D(j\omega)+K(j\omega)] = n\cdot\frac{\pi}{2} \qquad (5.20)$$

Shunday qilib, ABS barqaror bo‘lishi uchun, ω qiymati 0 dan +∞ gacha o‘zgarganda ochiq sistema godografi $W_r(j\omega)$ musbat yo‘nalishda (–1, j0) nuqtasini m/2 marta o‘z ichiga olishi kerak, bu yerda, m – o‘ng yarim tekislikda yotuvchi xarakteristik tenglama ildizlarining soni.



5.6-rasm.

5.6 – rasmda godograflar ko‘rsatilgan bo‘lib, o‘ng tomondagi grafik barqaror sistemaga mos keladi.

3 -holat – sistema ochiq holatda neytral, ya’ni

$$W_p(p) = \frac{K(p)}{p^{\nu} D_1(p)} \qquad (5.21)$$

bu yerda, ν – ochiq sistema xarakteristik tenglamasi nol ildizlarining soni;

$D_1(p)$ o‘ng yarim tekislikda va mavhum sonlar o‘qida yotuvchi ildizlarga ega emas. Bu holda Naykvist kriteriysini oldin olingan ta'riflaridan foydalanib bo'lmaydi, chunki Naykvist kriteriysi asosini tashkil etuvchi argument kriteriysi xarakteristik tenglama ildizlari mavhum sonlar o'qida joylashgan holatlarni ko'rib chiqmaydi.

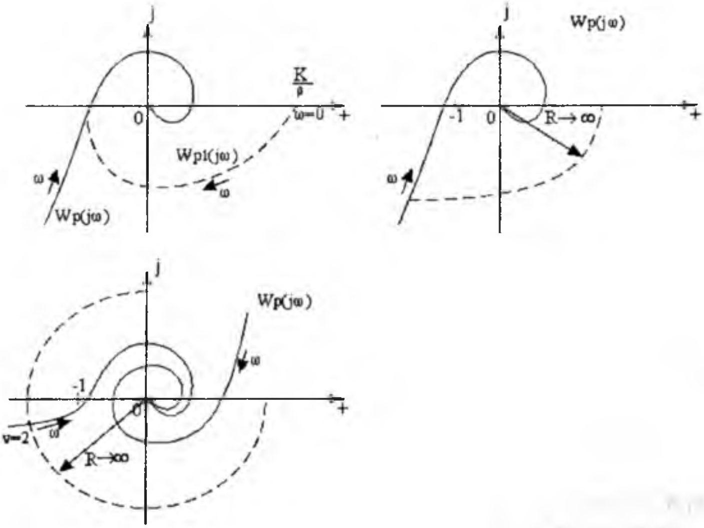
$\omega \to 0$ bo'lganda, $W_P(j\omega) \to \infty$ va shuning uchun $W_{ochiq}(j\omega)$ godograf (–1, j0) nuqtani o'z ichiga olish yoki olmasligi to'g'risida fikr yuritib bo'lmaydi.

Nol ildizlarni ($r_1 = \pm\beta$) sun'iy ravishda surish va so'ngra ($r_1 = -\beta$) o'tish orqali bu holatni sistema barqaror yoki nobarqaror holatga olib kelish mumkin va bu holatlar Naykvist kriteriysi ta'riflarini qo'llash imkonini beradi.

Berilgan sistemani ochiq holatda barqaror ($r_1 = -\beta$) sistema ko'rinishiga olib kelamiz va oddiylik uchun $\nu = 1$ deb qabul qilamiz:

$$W_{ochiq}(p) = \frac{K(p)}{(p+\beta)\cdot D_1(p)} = \frac{1}{\beta}\cdot\frac{K(p)}{(p/\beta + 1)\cdot D_1(p)} \tag{5.22}$$

Bu yerda integrallovchi zveno vaqt doimiysi 1/β ga teng bo'lgan inertsion zvenoga aylandi. Endi ochiq sistemaning kompleks kuchaytirish koeffitsiyenti quyidagicha bo'ladi:



5.7-rasm.

$$W_{t+ee_1}(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{(j\omega+\beta)\cdot D_1(j\omega)} = \frac{1}{\beta}\cdot\frac{K(j\omega)}{({j\omega}/{\beta}+1)\cdot D_1(j\omega)} \qquad (5.23)$$

$W_p(j\omega)$ va $W_{p1}(j\omega)$ chastota godograflari yuqori chastotalarda bir-biriga yaqin va quyi chastotalarda bir- -biridan farq qiladi:

$W_p(j\omega)$ godograf $\omega \to 0$ da mavhum sonlar o‘qining manfiy qismiga qarab pastga yo‘naladi, $W_{R1}(j\omega)$ godograf $\omega \to 0$ da 4 – kvadrant orqali haqiqiy sonlar o‘qi musbat qismidagi (k/β, j0) nuqtaga keladi, bu erda, $k= K(j0)/D(j0)$ – berilgan ochiq sistemaning kuchaytirish koeffitsiyenti.

$\beta \to 0$ bo‘lganda ikkala godograf ham $\omega = 0$ dan tashqari barcha chastotalarda ustma ust tushadi: $W_{p1}(j\omega)$ godograf $W_p(j\omega)$ dan radiusi ($\beta \to 0$ da $K \to \infty$) cheksizga teng bo‘lgan, 4 – kvadrantdan o‘tuvchi va godografni $\omega \to 0$ bo‘lganda haqiqiy sonlar yarim o‘qiga olib keluvchi yoyning borligi bilan farq qiladi. Godografning bu qismi v ning qiymatlariga bog‘liq ravishda cheksiz $\pi/2$, π, $3\pi/2$ burchaklariga to‘ldiruvchi deb ataladi.

Endi cheksiz to‘ldirilgan chastota kriteriylari uchun Naykvist kriteriysining 1 – holati ta’rifidan foydalanish mumkin.

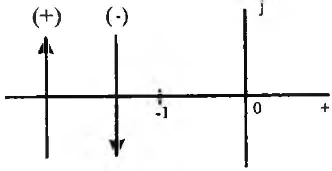
Shunday qilib, ochiq holatda neytral bo‘lgan sistema yopiq holda barqaror bo‘lishi uchun ochiq sistema godografi cheksiz to‘ldirilganda (–1, j0) nuqtani o‘z ichiga olmasligi kerak.

Nazorat savollari:

1. Naykvist kriteriysi bo‘yicha ochiq yoki yopiq sistemaning uzatish funksiyasi ko‘rib chiqiladi va buning afzalligi nimada?
2. Ochiq holda nobarqaror bo‘lgan sistema uchun Naykvist kriteriysining ta’rifi.
3. Ochiq holda neytral bo‘lgan sistema uchun chegaraviy o‘tish.
4. Naykvist kriteriysining uchta holat uchun ta’rifi.
5. Naykvist kriteriysi bo‘yicha chegaraviy parametrlari qanday topiladi?

5.5. Naykvist kriteriysining umumiy ta’rifi

Naykvist kriteriysining oldingi ta’riflarida ishlatilgan (– 1, j0) nuqtani o‘z ichiga olish tushunchasi biroz noaniqlikka ega. Undan ko‘ra Naykvist kriteriysiga boshqacha, ya’ni $W_p(j\omega)$ chastota godografi



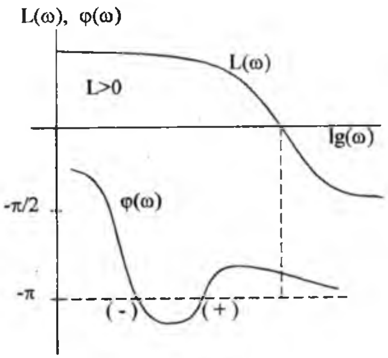
5.8-rasm.

haqiqiy sonlar o‘qining manfiy (– 1 dan – ∞ gacha) qismini kesib o‘tishlar sonini hisoblashga asoslangan ta’rif bergan ma’qul.

Agar godograf ω oshganda yuqoridagi yarim tekislikdan pastdagiga o‘tsa, bunday o‘tishni musbat o‘tish deb va agar godograf pastki yarim tekislikdan yuqoridagisiga o‘tsa, bu o‘tishni manfiy o‘tish deb qabul qilamiz (5.8 – rasm).

Shunday qilib, ARS barqaror bo‘lishi uchun ochiq sistemaning chastota godografi $W_R(j\omega)$ ω qiymati 0 dan +∞ gacha o‘zgarganda, haqiqiy sonlar o‘qining –1 dan –∞ gacha bo‘lgan qismini musbat va manfiy kesib o‘tishlar orasidagi farq m/2 ga teng bo‘lishi kerak. Bu yerda, *m* – ochiq sistema xarakteristik tenglamasining o‘ng yarim tekislikda yotuvchi ildizlar soni.

Agar birinchi holda m = 0, ikkinchi holda esa m = 2 bo‘lsa, yuqorida ko‘rsatilgan godograflar barqaror sistemalarga mos keladi.



5.9- rasm.

Naykvist kriteriysining umumiy ta’rifi ochiq sistemalarning logarifmik chastota xarakteristikalari uchun ham olinishi mumkin.

$W_R(j\omega)$ godografining haqiqiy sonlar o‘qining (- ∞, - 1) bo‘lagi bilan kesishishiga quyidagi nuqtalar mos keladi:

$$L(\omega) = 20\lg|W_p(j\omega)| > 0;$$

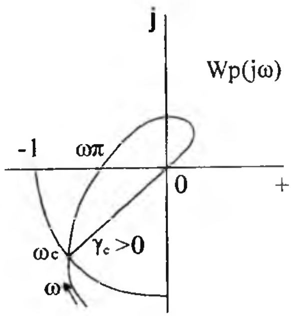
$$\varphi(\omega) = \arg W_p(j\omega) = -\pi, -3\pi, -5\pi, ...$$

$\varphi(\omega)$ logarifmik faza xarakteristikasining L(ω) > 0 shartga mos keluvchi va qiymat jihatdan oshayotganda –π, –3π, –5π, … to‘g‘ri chiziqlarini pastdan yuqoriga kesib o‘tish nuqtalari musbat va yuqoridan pastga kesib o‘tish esa xarakteristikaning manfiy o‘tishlari deyiladi.

Bu hol uchun, agar logarifmik faza – chastota xarakteristikasining musbat va manfiy o‘tishlar orasidagi farq m/2 ga teng bo‘lsa, ARS barqaror bo'ladi, bu yerda m – xarakteristik tenglamaning o'ng yarim tekislikda yotuvchi ildizlar soni.

5.6. Barqarorlik zaxirasi

Sistemalarni loyihalashda ularning barqarorligini biroz zaxira bilan ta'minlashga harakat qilish kerak, ya'ni parametrlarning biroz o'zgarishi barqarorlikni yo'qotishga olib kelmasligi kerak.



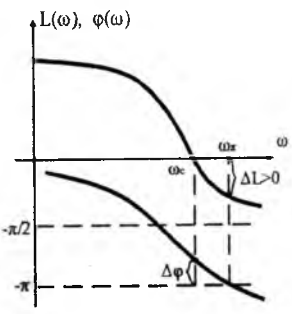
5.10-rasm.

Shu maqsadda ARS ning barqarorlik bo'yicha zaxirasi (zapasi) tushunchasi qo'llaniladi va bu tushuncha Naykvist kriteriysi asosida kiritiladi.

Barqarorlik zaxirasi $W_R(j\omega)$ – ochiq sistema chastota godografini (–1, j0) kritik nuqtasidan qanchalik uzoqda ekanligini xarakterlaydi.

Faza bo'yicha barqarorlik zapasi $\Delta\varphi = \gamma_x$ radiusi birga teng va markazi koordinata boshida bo'lgan aylananing (–1, j0) nuqtadan unga eng yaqin bo'lgan $W_P(j\omega_c)$ chastota godografi nuqtasi orasidagi yoyi bilan o'lchanadi (5.10 – rasm). Birlik aylana va $W_P(j\omega)$ chastota godografi orasidagi kesishuv chastotasi kesishish chastotasi ω_c deyiladi; bu chastotada $|W_P(j\omega)|=1$. Faza bo'yicha barqarorlik sistemadagi kechikish oshganda ham barqarorlikni saqlab qolish imkonini beradi.

Kuchaytirish (modul) bo'yicha barqarorlik zaxirasi barqarorlik shartidan topilgan sistema kritik kuchaytirish koeffitsiyentini ko'rib chiqilayotgan holdagi kuchaytirish koeffitsi-yentiga nisbatiga teng.



5.11-rasm.

$$\beta = {k_{kritik}}/{k} = 1/|W_p(j\omega_\pi)|, \qquad (5.24)$$

Naykvist kriteriysiga ko'ra, bu nisbat $W_P(j\omega)$ godograf haqiqiy sonlar o'qining manfiy qismida hosil qiluvchi OA kesmasiga teskari proporsional bo'ladi,bu erda ω_π – kesishish chastotasi. Kuchaytirish bo'yicha barqarorlik zaxirasi kuchaytirish koeffitsiyenti oshganda barqarorlikni saqlab qolishni ta'minlaydi.

Kuchaytirish (amplituda) bo'yicha barqarorlik zaxirasi logarifmik masshtablarda ko'rsatish qulay:

$$\Delta L(\omega) = 20\lg\beta = -20\lg|W_p(j\omega_\pi)| = -L(\omega_\pi) \qquad (5.25)$$

ΔL kattaligi barqaror sistemalar uchun musbat va nobarqaror sistemalar uchun esa manfiy bo'ladi.

Avtomatik rostlash sistemalarining barqarorlik bo'yicha zapaslarini bilish nafaqat sistema barqarorligini parametrlar o'zgarganda saqlab qolishga kafolat beradi, balki sistemadagi o'tkinchi protsesslar xarakterini ham aniqlaydi. Agar $\Delta L \geq 6$ db, $\Delta\varphi \geq 30^0$ bo'lsa, sistema qoniqarli loyihalangan deyiladi.

Nazorat savollari:

1. Naykvist kriteriyasining umumiy ta'rifi qanday?
2. Barqarorlik zaxirasi nima?
3. Qaysi holda sistema qoniqarli loyihalangan deyiladi?

5.7. O'tkinchi jarayonlar sifati to'g'risida tushuncha

Avtomatik boshqarish sistemalariga quyidagi uchta talab qo'yiladi:

a) muvozanat rejimidagi aniqlik;

b) barqarorlik;

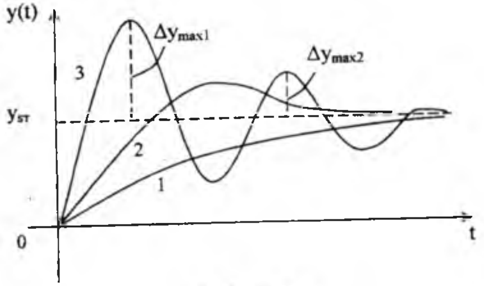
v) o'tkinchi jarayonning sifati.

Dastlabki ikkita talab yuqorida ko'rib o'tildi. ABS barqarorligi uning ishga yaroqliligining zarur, lekin yetarli sharti emas. Rostlash sifatini uchta sifat ko'rsatkichi orqali baholash qabul qilingan [1,4]:

1) tezkorlik;
2) rostlash aniqligi;
3) tebranuvchanlik.

O'tkinchi jarayon vaqti t_p sistemaning tezkorligini xarakterlaydi va o'tkinchi jarayon boshlangandan, to chiqish kattaligining qiymati uning yangi muvozanatlashgan qiymatiga nisbatan 5% dan kam farq qiladigan qiymatga erishguncha o'tgan vaqt oralig'i bilan aniqlanadi. O'tish davridagi maksimal og‘ish bilan bog‘liq bo‘lgan o‘ta rostlash kattaligi quyidagicha topiladi:

$$\sigma = \frac{y_{max} - y_{st}}{y_{st}}.100\% \qquad (5.26)$$



5.12-rasm.

Normal holatda σ =18 –25 %.

O‘tkinchi jarayon tebranuvchanligi t_0 vaqt davomidagi tebranishlar (yoki maksimal og‘ishlar) soni bilan aniqlanadi. Ko‘p hollarda o‘tkinchi jarayon tebranuvchanligi qo‘shni maksimumlar nisbati ko‘rinishida baholanadi. Bu kattalik *tebranuvchanlik* deb ataladi va foizlarda ifodalanadi:

$$\frac{\Delta y_{max2}}{\Delta y_{max1}} \cdot 100\%$$

So‘nmaydigan tebranishlar uchun bu kattalik birga yoki 100% ga teng. Agar ikkinchi maksimum Δy_{max2} nolga intilsa, tebranuvchanlik ham nolga intiladi. Odatda, bitta yoki ikkita tebranish yetarli bo‘ladi, bir xil sistemalarda tebranish bo‘lishi man etiladi, ba’zi sistemalarda esa uchta va undan ortiq tebranishlar bo‘lishiga ruxsat etiladi.

Sifat ko‘rsatkichlariga nisbatan talablar ko‘p hollarda o‘zaro qarama-qarshi ma’nolarga ega. Masalan, kuchaytirish koeffitsiyentining kichik qiymatlarida sistema o‘tkinchi jarayon xarakteristikasi 5.12 – rasmdagi 1-xarakteristikaga o‘xshab monoton bo‘ladi. Kuchaytirish koeffitsiyentini oshirganda, o‘tkinchi jarayon grafigi oldin 2 – ko‘rinish oladi, so‘ngra esa 3 – ko‘rinishga ega bo‘ladi, ya’ni bu holda sistemaning tezkorligi oshadi (t_0 kamayadi), lekin shu bilan bir paytda tebranuvchanlik paydo bo‘ladi va oshib boradi. Kuchaytirish koeffitsiyentini kritik qiymatgacha oshirganda tebranuvchanlik 100% gacha oshadi. Buning oqibatida oldin kamayishni boshlagan o‘tkinchi jarayon davomiyligi t_0 cheksiz qiymatgacha oshadi.

Nazorat savollari:

1. Godograf o'tishi nima?
2. Naykvist kriteriysining umumiy ta'rifi nimadan iborat?
3. Logarifmik xarakteristikaning o'tishi nima?
4. Barqarorlik zahirasi nimani aniqlaydi?
5. Rostlash sifati deganda nimani tushunasiz?
6. O'tkinchi protsess sifatining qanday ko'rsatkichlarini bilasiz?

5.8. Sifatni tadqiq qilishning bevosita metodlari

O'tkinchi jarayonlar sifati to'g'risidagi to'laqonli ma'lumotni faqat u(t) grafigi, ya'ni A(p)·u(p) = K(p)·x(p) tenglamaning yechimi bera oladi. Bu yechim quyidagicha ko'rinishga ega:

$$y(t) = y_{o'rn}(t) + y_n(t) \tag{5.27}$$

bu yerda:

$$y_t(t) = \sum_{i=1}^{n} C_i e^{p_i t} \tag{5.28}$$

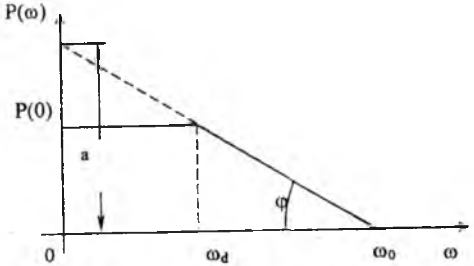
Yuqoridagidan ko'rinadiki, o'tkinchi jarayon sifati (barqarorlikdan farqli o'laroq) nafaqat sistemaning xususiy xossalariga, balki tashqi ta'sirga (uning qo'yiladigan nuqtasiga, kattaligiga, shakliga va vaqt bo'yicha o'zgarish xarakteriga) bog'liq. Bular yuqorida keltirilgan tenglamaning o'ng qismini xarakterlaydi. Bundan tashqari o'tkinchi jarayon sifati boshlang'ich shartlarga bog'liq bo'lib, bu bog'liqlik integrallash doimiysi S_i orqali ifodalanadi. Shuning uchun bir nechta sistemani o'tkinchi jarayon sifatini baholaganda bir xil standart sharoitlarda ko'rib chiqish maqsadga muvofiqdir. Odatda buning uchun birlik pog'onali ta'sir nol boshlang'ich shartda qo'llaniladi (ya'ni o'tkinchi xarakteristika).

Sifatni tadqiq qilishning bevosita metodlari o'tkinchi jarayon xarakteristikasini qurishga asoslangan. Ma'lumki, bu xarakteristikani bir nechta metodlar bilan qurish mumkin: klassik metod, operator metodi, chiziqli integrallash metodi, chastota metodi va h.k. Chastota metodidan boshqa barcha metodlar boshqa kurslarda bundan oldin ko'rib chiqilgan. Chastota metodi asosida birlik funksiyani Furye qatoriga yoyish:

$$1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega \qquad (5.29)$$

va uni yordamida chastotali va vaqt bo‘yicha xarakteristikalar orasidagi farqni topish mumkin:

$$h(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{p(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega \qquad (5.30)$$



5.13-rasm.

Haqiqiy qism chastota xarakteristikasi juda murakkab funktsiya yoki eksperimental jadval ko‘rinishida berilgan bo‘lishi mumkin, ya’ni yuqorida ko‘rsatilgan integral juda murakkab yoki amalga oshirib bo‘lmaydigan bo‘lishi mumkin.

Bunday hollarda Salodovnikov va Voronovning taqribiy metodidan foydalanish maqsadga muvofiqdir [3 - 6]. Bu metodga ko‘ra haqiqiy chastota xarakteristikasi R(ω) bir nechta trapetsiadal yoki uchburchaksimon tipik xarakteristikalarga bo‘linadi. Bu tipik xarakteristikalar uchun o‘tkinchi jarayon jadvallashtirilgan, ya’ni adabiyotda jadval ko‘rinishida berilgan. Bu yerda o‘zgaruvchan parametr bo‘lib, faqat $\lambda = \omega_d / \omega_0$ hisoblanadi va bu yerda ω_0 – o‘tkazish chastotasi; ω_d – bir maromda o‘tkazish chastotasi; $0 \le d \le 1$ (5.13 – rasm).

Jadvallardan λ ni hisobga olgan holda topilgan o‘tkinchi xarakteristikalar (har bir trapetsiya yoki uchburchak uchun) o‘zaro qo‘shiladi va sistemaning o‘tkinchi jarayon grafigi hosil bo‘ladi.

5.9. Sifatni tadqiq qilishning bilvosita metodlari

Ko‘pgina hollarda, ayniqsa, ABS ni sintez qilganda, o‘tkinchi jarayon sifat ko‘rsatkichlari to‘g‘risida o‘tkinchi jarayon grafigini ko‘rmasdan fikr yuritishga imkon beradigan bilvosita alomatlarga ega bo‘lish zarur. Bu alomatlarni topish o‘tkinchi jarayon grafigi x(t) ni qurishga qaraganda ancha oson. O‘tkinchi jarayon sifat ko‘rsatkichlarini sistemaning parametrlari bilan bog‘lashga imkon beradigan bunday bilvosita alomatlar sifat kriteriylari deyiladi. Ularning asosiy afzalligi shundan iboratki, ular sistema parametrlarini o‘tkinchi jarayon sifatiga ta’sirini tadqiq qilishga imkon beradi.

Sifat kriteriylarining 3 ta guruhi mavjud:

a) chastotali;

b) ildizli;

d) integral.

Quyida har bitta kriteriyni alohida ko‘rib chiqamiz.

5.10. Sifatni tadqiq qilishning chastotali kriteriylari

Bu kriteriylar o‘tkinchi jarayon sifati to‘g‘risida yopiq yoki ochiq sistemaning chastota xarakteristikalari bo‘yicha fikr yuritish imkonini beradi.

a) sifat haqida $A_{yopiq}(\omega)$, ya’ni yopiq sistemaning amplituda chastota xarakteristikasi bo‘yicha fikr yuritish;

Bu faqat minimal fazali sistemalarga taalluqli, chunki ular uchun amplituda chastota xarakteristikasi va faza chastota xarakteristikasi orasida bilvosita bog‘liqlik mavjud. $A_{yopiq}(\omega)$ bo‘yicha o‘tkinchi jarayonning tebranuvchanligi va davomiyligi to‘g‘risida fikr yuritish mumkin.

Tebranuvchanlik quyidagicha aniqlanadi:

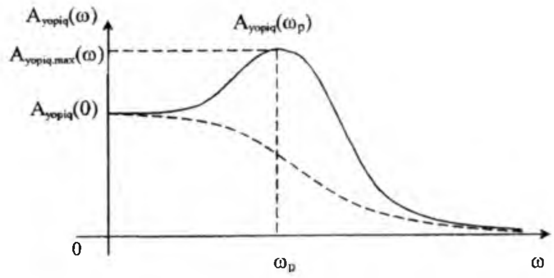
$$M = \frac{A_{yopiq.\,max}}{A_{yopiq}(0)} = \frac{A_{yopiq}(\omega_p)}{A_{yopiq}(0)}$$

va bu tebranuvchanlik ko‘rsatkichi hisoblanadi.

Agar $M < 1$ bo‘lsa, o‘tkinchi xarakteristika tebranuvchan bo‘lmaydi (5.14 - rasmdagi shtrix chiziq).

M qancha katta bo‘lsa, tebranuvchanlik shuncha katta bo‘ladi. $M \to \infty$ da tebranuvchanlik so‘nmaydigan tebranishlar hosil bo‘lguncha oshadi, ya’ni sistema barqarorlik chegarasida bo‘ladi. $M = 1,1 \div 1,5$ optimal qiymat hisoblanadi va bunda $\omega \approx \omega_r$ chastotali kuchsiz tebranishlar bo‘ladi.

Chastota xarakteristikasi qancha keng bo‘lsa, uning o‘tkinchi jarayon xarakteristikasi shunchalik qisqa va t_p shunchalik kichik bo‘ladi.



5.14-rasm.

Birinchi taqribiy yaqinlashishda o‘tkinchi jarayon vaqti $\mathbf{t_p}$ rezonans chastotasi qiymati ω_r bo‘yicha baholanishi mumkin, chunki birinchi maksimum vaqti $t_p \approx \pi / \omega_r$.

Agar $\mathbf{t_p}$ vaqt ichida bitta yoki ikkita tebranish bor deb qabul qilinsa, u holda ushbu vaqt uchun quyidagi ifoda o‘rinli bo‘ladi:

$$t_r = (1 \div 2) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega_\delta} \tag{5.31}$$

b) sifat to‘g‘risida yopiq sistemaning haqiqiy chastota xarakteristikasi – $\mathbf{P_{yopiq}(\omega)}$ asosida fikr yuritish;

Bu barcha barqaror sistemalar uchun o‘rinli, chunki ularda haqiqiy va mavhum chastota xarakteristikalari orasida bir qiymatli bog‘lanish mavjud. Bunday fikr yuritish integralning quyidagi xossalariga asoslangan:

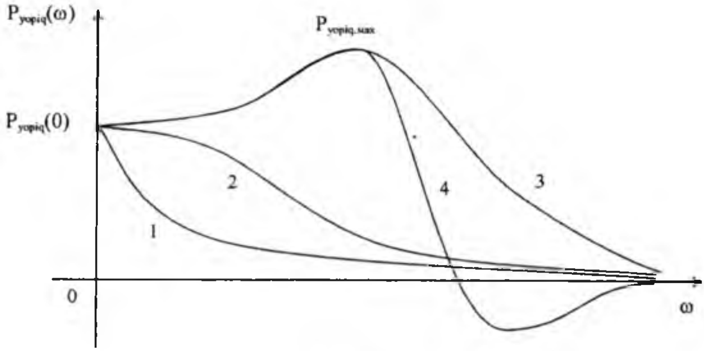
$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{p(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega \tag{5.32}$$

$P_{yopiq}(\omega)$ grafigini tadqiq qilishda tebranuvchanlik va davomiylik ham nisbiy maksimum va chastota xarakteristikasi kengligiga bog‘liq (5.15-rasm). Agar xarakteristika botiq bo‘lsa (1 – grafik), o‘tkinchi xarakteristika o‘ta rostlashga ega bo‘lmaydi.

2 – ko‘rinishdagi grafik ($P_{yopiq.max}/P_{yopiq}(0) = 1$) bo‘lgani uchun, o‘ta rostlash qiymati $\sigma \leq 18$ %. 3 - va 4 - grafiklar tebranuvchan o‘tkinchi jarayon xarakteristikasiga mos keladi va o‘ta rostlash qiymati

$P_{maks}/P_{yopiq}(0)$ o‘sishi bilan oshib boradi. $P_{yopiq.max}/P_{yopiq}(0) \rightarrow \infty$ da tebranishlar so‘nmaydigan darajagacha oshadi, ya’ni sistema barqarorlik chegarasiga kelib qoladi.

3 – grafik uchun $P_{yopiq.maks}/P_{yopiq}(0) = 1{,}2$ bo‘lganda $\sigma \leq 50\%$, $P_{yopiq.max}/P_{yopiq}(0) = 1{,}5$ bo‘lganda esa $\sigma \leq 80\ \%$. 4 – grafikda minimumning borligi o‘tkinchi jarayon tebranuvchanligini oshiradi.



5.15-rasm.

O‘tkinchi jarayon davomiyligi $\mathbf{t_p}$ birinchi yaqinlashishda $P_{yopiq}(\omega)$ ning ω_0 bo‘yicha kengligi bilan aniqlanadi va bu holda $P_{yopiq}(\omega)$ ning musbat qismi 0,2 $P_{yopiq}(0)$ dan kichik bo‘lib qoladi. ω_i kattaligini *musbatlik intervali* deyiladi.

Bu holda doim $t_p > \dfrac{\pi}{\omega_n}$ va 1 – grafik uchun $t_p \geq \dfrac{4 \cdot \pi}{\omega_n}$, 2 – grafik uchun $t_p = (1 \div 4) \cdot \dfrac{\pi}{\omega_n}$. 3 – va 4 – grafiklar uchun t_p ham ω_p bilan teskari proporsional ravishda bog‘liq, lekin bundan tashqari $P_{yopiq.maks}$ bilan ham bog‘liq va u oshishi bilan oshadi. Bu holda t_p keltirilgan qiymatlaridan katta farq qilishi mumkin.

d) sifatni ochiq sistema logarifmik chastota xarakteristikalari bo‘yicha baholash.

Bu baholashlar $W_1(p) = \dfrac{W_p(p)}{1 + W_p(p)}$ bo‘lgan hol uchun o‘rinli bo‘ladi; qolgan hollarda esa ular juda ham taqribiy hisoblanadi, $W_1(p)$ va $W_p(p)$ orasidagi farq qancha katta bo‘lsa, xatolik ham shuncha katta bo‘ladi.

Tebranuvchan o'tkinchi jarayon xarakteristikasi uchun yopiq sistema AChX rezonans chastotasi ω_r ochiq sistema LAX ning kesishish chastotasi ω_s bilan teng, bu yerda ω_s – kesishish chastotasi LAX chastota o'qi bilan kesishishiga mos keluvchi chastota. Bu holda $t_{maks} \approx \pi/\omega_s$, o'tkinchi jarayon vaqti esa $t_p = (1 \div 2)\pi/\omega_s$ ga teng bo'ladi. Agar o'tkinchi jarayon xarakteristikasi monoton bo'lsa, u holda $t_i \approx \pi/\omega_s$. Tebranuvchanlik masalasiga kelsak, o'tkinchi jarayon juda kichik tebranuvchanlikka ega, chunki faza bo'yicha zaxira $\Delta\varphi \geq 30^0$, amplituda bo'yicha zaxira esa $\Delta L \geq 6$ db ga teng va bu chiziqli masshtabda 2 ga mos keladi.

Minimal fazali sistema tebranuvchanligini baholash uchun faqat bitta LAX ga ega bo'lishning o'zi kifoyadir.

Agar kesishish chastotasida LAX 20 db/dek. qiyalikka ega bo'lsa, tebranuvchanlik ruxsat etilgan chegarada bo'ladi. Shu bilan birga bunday qiyalikka ega bo'lgan uchastka qancha keng bo'lsa, tebranuvchanlik shuncha kichik bo'ladi.

Ta'kidlash lozimki, ochiq sistemaning LAX yordamida o'tkinchi jarayon sifati analizi yoki ABS sintezi juda oson amalga oshiriladi.

Nazorat savollari:

1. Sifatni tadqiq qilish bevosita metodlarining afzalliklari.
2. Sifatni tadqiq qilish bilvosita metodlarining ma'nosi.
3. Sifatni tadqiq qilishning qaysi kriteriyalari bilasiz?
4. Sifatni tadqiq qilishning chastotali kriteriyalari qaysi xarakteristikalaridan aniqlanadi?
5. Ochiq holdagi sistemaning logarifmik xarakeristika bo'yicha sifatini aniqlash.

5.11. Sifatni tadqiq qilishning ildizli kriteriylari

Bu kriteriylar guruhi o'tkinchi jarayonlar sifatini uzatish funksiyasi qutblari va nollari orqali baholashga asoslangan:

$$W_K(P) = \frac{b_m \prod_{i=1}^{m}(p - q_i)}{\epsilon_n \prod_{i=1}^{n}(p - p_i)}. \quad (5.33)$$

Qutblar r_i va nollar q_i o‘zgarmas koeffitsiyent $\frac{b_m}{a_n}$ gacha bo‘lgan aniqlik bilan uzatish funksiyasini aniqlaydi. Shuning uchun ularning kompleks sonlar tekisligida joylashishiga qarab o‘tkinchi jarayon sifati haqida fikr yuritish mumkin. Barqarorlikdan farqli o‘laroq, bu holda uzatish funksiyasining nafaqat qutblari, balki nollarini ham hisobga olish kerak.

Faqat xususiy holda:

$$W(P) = \frac{b_m}{a_n \prod_{i=1}^{n} (p - p_i)}$$

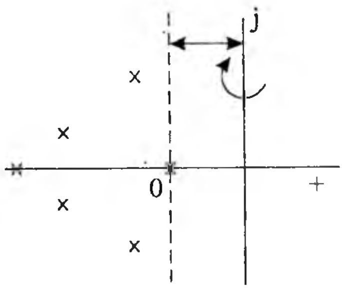
ya’ni, nollar bo‘lmagan holda o‘tkinchi jarayon sifati ham faqat qutblar yordamida aniqlanadi.

Ildizli kriteriylar mazmunini tushuntirish uchun quyidagi holni ko‘rib chiqamiz. Ma’lumki, chiziqli sistemada o‘tkinchi prosess: $x_n(t) = \sum_{i=1}^{n} c_i e^{p_i t}$ so‘nuvchan aperiodik va tebranuvchan tashkil etuvchilar yig‘indisidan iborat bo‘lib, ulardan har biri uzatish funksiyasining har xil qutbiga mos keladi. Agar eng davomiy tashkil etuvchining davomiyligi va eng tebranuvchan tashkil etuvchining tebranuvchanligi topilsa, ular orqali to‘la o‘tkinchi jarayon davomiyligi va tebranuvchanligi qiymatlari yuqoridan baholanishi mumkin (ya’ni, haqiqatda o‘tkinchi jarayon yaxshiroq bo‘lishi ham mumkin).

Davomiylik kriteriysi – barqarorlik darajasi η.

Bu parametr alohida tashkil etuvchining so‘nish vaqti $e^{\alpha_i t}$, kattaligi bilan aniqlanadi, chunki $e^{-\frac{t}{T_i}}$, bu yerda $T_i = \frac{1}{|\alpha_i|}$ – so‘nishning vaqt doimiysi α_i – i – ildizning haqiqiy qismi. Ushbu tashkil etuvchi davomiyligini $t_{n_i} \approx 3T_i$ deb qabul qilish mumkin.

Shunday qilib, davomiylik T_i ga to‘g‘ri proporsional va jarayon davomiyligi to‘g‘risida eng katta T_i yoki eng kichik $|\alpha_i|$ qiymatlari bo‘yicha mulohaza yurgizish mumkin. $|\alpha|_{min}$ absolyut kattalik barqarorlik



5.16-rasm.

darajasi deyiladi va quyidagicha belgilanadi $|\alpha|_{min} = \eta$. Bunda to'la o'tkinchi jarayon davomiyligi $t_п \leq \frac{3}{\eta}$ bo'ladi.

η kattaligi eng yaqin ildizdan mavhum sonlar o'qigacha bo'lgan masofadan iborat, ya'ni ildizlar tekisligida barqarorlik chegarasigacha bo'lgan masofani bildiradi va shuning uchun barqarorlik darajasi deyiladi.

<u>Tebranuvchanlik kriteriysi</u> – tebranuvchanlik darajasi μ.

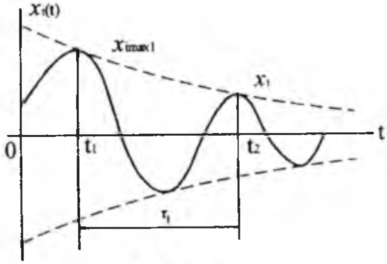
Tebranma tashkil etuvchi $c_i e^{\alpha_i t} \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i)$ning tebranuvchanligi quyidagi nisbat bo'yicha topiladi:

$$\frac{x_{i_{max2}}}{x_{i_{max1}}} = \frac{c_i e^{\alpha_i (t_1 + \tau_i)}}{c_i e^{\alpha_i t_1}} = e^{\alpha_i \tau_i}, \qquad (5.34)$$

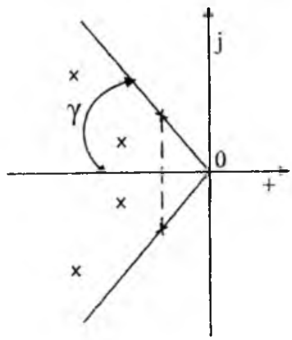
bu yerda, τ_i – tashkil etuvchining tebranish davri.

$$\tau_i = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_i} \qquad (5.35)$$

Shunday qilib, tebranuvchanlik $e^{2\pi \frac{\alpha_i}{\omega_i}}$ ga teng, yoki $\alpha_i < 0$ bo'lgani



5.17-rasm.



5.18-rasm.

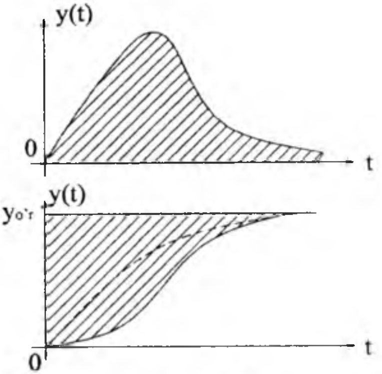
uchun, $e^{-2\pi\frac{|\alpha_i|}{\omega_i}}$. Natijada $\frac{\omega_i}{|\alpha_i|}$ nisbati tebranuvchanlikning o'lchami hisoblanadi, u qancha katta bo'lsa, tebranuvchanlik shuncha katta bo'ladi. Bu nisbat maksimal bo'lgan tashkil etuvchi eng tebranuvchan bo'ladi va bunga mos kelgan $\mu = \left|\frac{\omega}{\alpha}\right|_{max}$ kattalik tebranuvchanlik darajasi deyiladi. Bu o'tkinchi jarayonning yuqoridan baholanishi hisoblanadi, ya'ni uning tebranuvchanligi (5.17 – rasm):

$$\frac{x_{\Pi, \max-2}}{x_{\Pi, \max-1}} \leq e^{-\frac{2\pi}{\mu}} \tag{5.36}$$

Eng tebranuvchan tashkil etuvchiga mos keluvchi va kompleks tekisligida yotuvchi ildiz, u bilan koordinatalar boshini birlashtiruvchi nur hamda absissalar o'qi orasidagi $\gamma = \mathrm{arctg}\left|\frac{\omega_i}{\alpha_i}\right|$ eng katta burchakka to'g'ri keladi. η va μ ning qiymatlarini barqarorlik kriteriylari yordamida sistema parametrlari orqali topish mumkin. Masalan: $A(P) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_0$ ko'phaddan foydalanishga asoslangan barqarorlik kriteriylari (Gurvits, Mixaylov) orqali buni amalga oshirsa bo'ladi.

Yangi q o'zgaruvchini kiritamiz va uni A(P) ifodasiga qo'yamiz: $p = q - \eta$, bu yerda, η – hozircha noma'lum bo'lgan haqiqiy musbat kattalik q o'zgaruvchili yangi ko'phadga ega bo'lamiz: $A(q) = b_n q^n + b_{n-1} q^{n-1} + \ldots + b_0$. Bu ko'phadning b_i koeffitsiyentlari A(P) ko'phadning a_i koeffitsiyentlari va barqarorlik darajasi η orqali ifodalangan. A(q) ning ildizlari $q_{i,i+1} = \alpha_i + \eta \pm j\omega_i = -(|\alpha_i| - \eta) \pm j\omega_i$ A(P) ning ildizlari $P_{i,i+1} = \alpha_i \pm j\omega_i$ dan faqat haqiqiy qismining η kattaligiga (j o'qining chapga η ga siljishi) farq qiladi. Kriteriylardan bittasini qo'llab, η ni kritik qiymatini o'zgaruvchi parametr sifatida topish mumkin, bu holda A(q) ko'phad barqarorlik chegarasida bo'ladi. Bu esa albatta $\eta = |\alpha|_{\min}$ ning izlangan qiymati bo'ladi. Xuddi shunga o'xshash tebranuvchanlik darajasi μ topiladi. Bu holda quyidagi o'zgartirish kiritiladi $p = -jqe^{j\gamma}$, bu yerda, $.\gamma = arctg\mu$.

5.12. Sifatni tadqiq qilishning integral kriteriylari



5.19-rasm.

Sifatni bilvosita baholash uchun integral kriteriylarini ishlatishda quyidagi ifodalardan foydalaniladi:

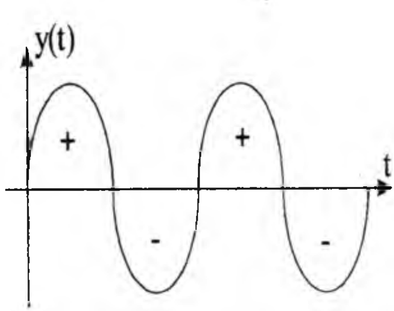
$$
\begin{aligned}
I_1 &= \int_0^{\infty} \Delta y(t)dt; \\
I_2 &= \int_0^{\infty} (\Delta y)^2 dt; \\
I_3 &= \int_0^{\infty} \left[(\Delta y)^2 + T^2 \left(\frac{d\Delta y}{dt} \right)^2 \right] dt,
\end{aligned}
\tag{5.37}
$$

bu yerda, $\Delta y = y_{o'rn} - y(t)$.

Bu kriteriylarni qo'llashning maqsadga muvofiqligi shundan iboratki, ularni sistema uzatish funktsiyasi koeffitsiyentlari orqali ifodalovchi tayyor formulalar mavjud.

I_1 integral rasmlarda shtrixlangan maydon yuzasini ifodalaydi. Bu maydon (integral xatolik) qancha kichik bo'lsa, o'tkinchi jarayon shunchalik yaxshi ko'rinishga ega bo'ladi (5.19-rasm).

Integral kriteriylar o'zgartiriladigan parametrlarning optimal qiymatlarini topishda qo'llaniladi. Integralning absolyut qiymati (masalan, I_1 ning) bu yerda hech qanday rol o'ynamaydi. I_1 uchun tayyor ifodani sistema uzatish funksiyasi koeffitsiyentlari orqali qo'llab, natijada sistemaning o'zgartiriladigan parametrlari orqali bu integral uchun ifodaga ega bo'lamiz. So'ngra $\frac{dI_1}{d\alpha_i} = 0$ shart orqali I_1 ning minimumiga mos keluvchi yuqoridagi parametrlarning optimal qiymatlarini topish mumkin.



5.20-rasm.

I_1 kriteriy, $y_{o'rn} - y(t)$ o'z ishorasini o'zgartirmagan holda, ya'ni faqat monoton o'tkinchi jarayonli sistemalar uchun o'rinli.

Masalan, I_1 kriteriysiga asosan turg'unlashgan tebranishlarda oraliqdagi yuza minimal (0 ga teng), ya'ni tezkorlik eng katta va bu haqiqatga to‘g‘ri kelmaydi.

Shuning uchun o‘tkinchi jarayon tebranuvchan bo‘lishi mumkin bo‘lgan holda, I_2 kvadratli integral kriteriyni qo‘llash lozim. Bu kriteriyga asosan, ishoralar va yuzalar inobatga olinmaydi (5.20-rasm). Biroq I_2 kriteriy bo‘yicha olinadigan natijalar ko‘p hollarda katta tebranuvchanlikni beradi. Bunday hollarda uchinchi integral kriteriy I_3 qo‘llaniladi va u ikkita qismdan iborat: I_2 *va* $f\int_0^\infty T^2\left(\frac{d\Delta y}{dt}\right)^2 dt$. I_3 integralining minimumi I_2 integralining minimumiga qaraganda ancha sekin o‘tkinchi jarayonga mos keladi.

Jarayonning sekinlashish darajasi T^2 koeffitsiyenti qiymatini tashlash bilan aniqlanadi va bu koeffitsiyent I_3 integrali barcha tashkil etuvchilarning Δy *va* $\frac{d\Delta y}{dt}$ ga nisbatan qiymatini aniqlaydi.

$I_2 \to 0$ bo‘lganda ideal o‘tkinchi jarayonga ega bo‘lamiz va bu kattaligi $y_{o'rn}$ ga teng bo‘lgan pog‘onadan iborat, $I_3 \to 0$ bo‘lganda esa ideal o‘tkinchi jarayon $(1-e^{-\frac{t}{T}})y_{o'rn}$ ifoda bilan aniqlanadigan eksponentadir (5.19 – rasmda punktir chiziq bilan ko‘rsatilgan).

Yuqorida avtomatik boshqarish sistemalari barqarorligini aniqlash va o‘tkinchi jarayonlar sifatini aniqlash kriteriylari haqida qisqa ko‘rinishdagi umumiy ma’lumotlar keltirildi. Batafsil ma’lumotlar ro‘yxatda ko‘rsatilgan adabiyotlardan olinishi mumkin.

Nazorat savollari:

1. Sifatni tadqiq qilishning ildizli kriteriylari o‘tkinchi jarayonlar sifatini qanday baholaydi?
2. Davomiylik kriteriysi nima va u qanday aniqlanadi?
3. Tebranuvchanlik kriteriysi qanday aniqlanadi?
4. Sifatni bilvosita baholash uchun integral kriteriylarini ishlatishda qanday ifodalardan foydalaniladi?

FOYDALANILGAN ADABIYOTLAR

1. Karimov X.G'., Bobojanov M.K. Avtomatik boshqarish va rostlash nazariyasi asoslari. Ma'ruzalar matni/ -T., 2000.

2. Аллаев К.Р., Мирзабоев А. Малые колебания электрических систем. под редакцией проф.В.К.Соколова. –Т.: Издательство «Fan va technologiya», 2011.

3. Теория автоматического управления, под редакцией А.В.Нетушила. –М.: «Высшая школа», 1976.

4. Е.И.Юрьевич. Теория автоматического управления, «Энергия», -Л., 1975 г.

5. Бабаков Н.А., Воронов А.А. Теория автоматического управления. –М.: «Высшая школа», 1986.

6. Шаталов А.С. Теория автоматического управления. –М.: «Высшая школа», 1977.

7. Куропаткин Н.В. «Теория автоматического управления». –М.: «Высшая школа», 1973.

8. Miraxmedov D.A. «Avtomatik boshqarish nazariyasi», -T.: «O'qituvchi» nashriyoti, 1993.

9. Сборник задач по теории автоматического управления под ред. Бессекерского В.А. –М.: «Высшая школа», 1985.

10. Методическое указание к практическим занятиям по курсу «Теория автоматического управления». –Т.: Изд. ТашПИ, 1990.

MUNDARIJA

ОГЛАВЛЕНИЕ

CONTENT

X.G'.KARIMOV, M.Q.BOBOJANOV

AVTOMATIK BOSHQARISH VA ROSTLASH NAZARIYASI ASOSLARI

Toshkent – «Fan va texnologiya» – 2015

Muharrir:	Sh.Kusherbaeva
Tex. muharrir:	M.Holmuhamedov
Musavvir:	D.Azizov
Musahhih:	N.Hasanova
Kompyuterda sahifalovchi:	Sh.Mirqosimova

E-mail: tipografiyacnt@mail.ru Tel: 245-57-63, 245-61-61.
Nashr.lits. AI№149, 14.08.09. Bosishga ruxsat etildi 28.08.2015.
Bichimi 60x84 $^{1}/_{16}$. «Timez Uz» garniturasi.
Ofset bosma usulida bosildi. Shartli bosma tabog'i 6,75.
Nashriyot bosma tabog'i 7,0. Tiraji 75. Buyurtma №113.

«Fan va texnologiyalar Markazining bosmaxonasi» da chop etildi.
100066, Toshkent sh., Olmazor ko'chasi, 171-uy.

Karimov Xurshid G'ozievich – texnika fanlari doktori, professor, 1963 yili Moskva Energetika institutini «Elektr yuritma va sanoat qurilmalarini avtomatlashtirish» mutaxassisligi bo'yicha tugatgan.

Ilmiy va pedagogik faoliyatini 1963 yili Toshkent politexnika institutida (hozirda Toshkent davlat texnika universiteti) boshlab, assistentdan professorgacha bo'lgan yo'lni bosib o'tgan. Energetika fakultetida dekan muovini, dekan va «Elektr ta'minoti» kafedrasi mudiri lavozimlarida ishlagan.

1992 yili «O'zgaruvchan tokda ishlovchi va keng qo'llanilish sohasiga ega bo'lgan rostlanuvchan, kontaktsiz elektr yuritmalar ishlab chiqish nazariyasi asoslari» mavzusida doktorlik dissertatsiyasini yoqlagan.

Karimov X.G'. dunyo olimlari tomonidan tan olingan ilmiy maktab yaratish bilan birga «Avtomatik boshqarish va rostlash nazariyasi asoslari» fanidan 45 yildan oshiq vaqt davomida ma'ruza va amaliy mashg'ulotlar o'tkazish tajribasiga ega.

Buyuk Britaniya, Germaniya, Gretsiya, Rossiya va boshqa davlatlarning yetakchi universitetlarida malaka oshirgan va ilmiy ma'ruzalar bilan ishtirok etgan.

2014 yil 22 mart kuni Toshkent shahrida vafot etgan.

Bobojanov Maxsud Qalandarovich – texnika fanlari doktori, professor, 1985 yili Toshkent politexnika institutini «Elektr yuritma va sanoat qurilmalarini avtomatlashtirish» mutaxassisligi bo'yicha tugatgan. O'z ilmiy va pedagogik faoliyatini shu fakultetning «Elektr ta'minoti» kafedrasida boshlagan. «Elektr texnologik qurilmalar», «Avtomatik boshqarish va rostlash nazariyasi asoslari», «Elektr ta'minoti» va boshqa fanlardan ma'ruza, tajriba va amaliy mashg'ulotlar o'tkazgan.

Ilmiy tadqiqotlarni prof. X.G'.Karimov rahbarligida olib borib, 1994 yili «Qutblar soni o'zgaruvchan chulg'amli motorlar asosidagi lift qurilmalari elektr yuritmasi» mavzusidagi nomzodlik va 2007 yili esa «Elektr energiyasi va resurslarni tejash maqsadida qo'llaniladigan qutblar soni o'zgaruvchan chulg'amli elektr mashinalari» mavzusidagi doktorlik dissertatsiyalarini yoqlagan.

Shveytsariya, Germaniya, Ispaniya, Daniya, Rossiya, Malayziya va Turkiyaning taniqli universitetlari va sanoat firmalarida malaka oshirgan va ilmiy ma'ruzalar bilan ishtirok etgan.

ISBN 978-9943-983-89-2

FAN VA TEXNOLOGIYALAR

9 789943 983892