ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА
ЎРТА МАХСУС ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ
АБУ РАЙҲОН БЕРУНИЙ НОМИДАГИ
ТОШКЕНТ ДАВЛАТ ТЕХНИКА УНИВЕРСИТЕТИ

ЮСУПБЕКОВ Н.Р.
ИГАМБЕРДИЕВ Х.З.
МАЛИКОВ А.В.

ТЕХНОЛОГИК ЖАРАЁНЛАРНИ АВТОМАТЛАШТИРИШ АСОСЛАРИ

Ўқув қўлланма
1-қисм

ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА
ЎРТА МАХСУС ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ
АБУ РАЙҲОН БЕРУНИЙ НОМИДАГИ
ТОШКЕНТ ДАВЛАТ ТЕХНИКА УНИВЕРСИТЕТИ

ЮСУПБЕКОВ Н.Р.
ИГАМБЕРДИЕВ Х.З.
МАЛИКОВ А.В.

ТЕХНОЛОГИК ЖАРАЁНЛАРНИ АВТОМАТЛАШТИРИШ АСОСЛАРИ

Ўқув қўлланма
1-қисм

УДК 66.012

Технологик жараёнларни автоматлаштириш асослари:
Ўқув қўлланма. 1-қисм. Юсупбеков Н.Р., Игамбердиев Х.З., Маликов А.В. – Тошкент, ТошДТУ, 2007. - 261 бет.

Ўқув қўлланмада технологик жараёнларни автоматлаштириш ва бошқариш тизимларини қуриш масалалари баён қилинган бўлиб, у «Технологик жараёнлар ва ишлаб чиқаришни автоматлаштириш», «Автоматлаштириш ва бошқарув», «Метрология, стандартлаштириш ва сертификатлаштириш» ҳамда турдош ва технологик ихтисосликлар бакалавриат таълим йўналишлари бўйича таҳсил олаётган талабалар учун мўлжалланган.

ТошДТУ илмий-услубий кенгашининг қарорига асосан босмага тайёрланган.

Тақризчилар: т.ф.д., проф. Исмаилов М.А.
(ЎзР ФА Информатика институти)

т.ф.д. Адилов Ф.Т.
(«Химавтоматика» ОАЖ)

КИРИШ

Автоматика фан ва техниканинг автоматик бошқариш назарияси ва амалиёти, автоматик тизимларни қуриш принциплари ва техник жиҳатларини ўз ичига олади. Автоматлаштириш – бу техник жиҳозларнинг қўлланилиши, математик усуллар ва бошқариш тизимларида, бунинг натижасида инсон қисман ёки бутунлай информация олишда ўзгартириш, узатиш ва энергияни ишлатишдан озод бўлади.

Автоматлаштиришнинг мақсади – меҳнат унумдорлиги ва ишлаб чиқаришнинг сифатини ошириш режаларини автоматлаштириш, оптималлаштириш ва бошқариш, инсонни зарарли шароитларда ишлашдан озод қилишдир. У фан ва техникани умумий ривожлантириш натижасидир. Технологик жараёнларни автоматлаштиришнинг ривожланиши асосан 50-60 - йилларда бошланган. Техника сиёсатини мақсад сари йўналтирилганлиги ҳисобига кимёвий ишлаб чиқаришнинг турли соҳаларида автоматлаштиришнинг даражаси ошди. Технологик жиҳозланишнинг яхлитлиги ва ундаги ўзлаштирилган технологик жараёнларни бошқаришни технологик жараёнда амалга оширилиши, технологик объектни бошқаришни ташкил қилади. Ахборотларни автоматлаштирилган ҳолда йиғиш ва қайта ишлашни таъминловчи ҳамда инсон фаолиятининг турли соҳалардаги оптимал бошқариш учун зарур бўлган инсон-машина тизимига – автоматлаштирилган бошқариш тизими (АБТ) дейилади.

«Технологик жараёнларни автоматлаштириш» курсининг асосий мақсади: автоматиканинг замонавий техник воситалари ҳамда ЭҲМ билан бошқариладиган микропроцессорли техника базаси асосида автоматик ростлаш тизимлари (АРТ) қуриш усуллари ва принципларини тўла-тўкис ўрганишдан иборат. Курснинг амалий моҳияти мамлакатимиз халқ хўжалиги тараққиётидаги устувор вазифалар билан боғланган.

Техник жараёнларда одамнинг иштирок этишига кўра автоматлаштиришни қуйидагиларга ажратиш мумкин: автоматик назорат, автоматик ростлаш ва автоматик бошқариш.

Автоматик назорат – технологик жараёнларда тезкор маълумотларни автоматик равишда қабул қилиш ва уни қайта ишлаш учун керакли бўлган шароитларни таъминлайди.

Автоматик ростлаш – технологик жараёнларнинг тегишли параметрларини автоматик ростловчи асбоблар ёрдамида талаб қилинган сатҳда сақланишини назарда тутади. Бу ҳолда одам фақат автоматик ростлаш тизимининг (АРТ) тўғри ишлашини назорат қилади.

Автоматик бошқариш – технологик операцияларни белгиланган кетма-кетликда автоматик равишда бажарилишини ва бошқарув объектига нисбатан бўладиган таъсирларнинг муайян муттасиллигини ишлаб чиқишдан иборат.

Автоматлаштириш – технологик жараёнларни одам иштирокисиз бошқарадиган техник воситаларни жорий этиш демакдир. Автоматлаштириш ишлаб чиқариш жараёнидаги одам иштирок этмаган саноатнинг янги босқичи бўлиб, бунда технологик ва ишлаб чиқариш жараёнларини бошқариш функциясини автоматик қурилмалар бажаради. Автоматлаштиришни жорий этиш ишлаб чиқаришнинг асосий техник – иқтисодий кўрсаткичларининг яхшиланишига, яъни ишлаб чиқарилаётган маҳсулот микдори ва сифатининг ошиши ҳамда таннархининг камайишига олиб келади.

Ишлаб чиқариш жараёнларининг автоматлаштирилиши ҳозирги вақтда уч даврга бўлинади.

Биринчи давр - бунда асбобларни машина ва аппаратлар яқинига жойлаштириш деярли қийинчиликлар туғдирган. Автоматлаштиришнинг бу даврида шкаласи яхши кўринадиган йирик ўлчамли асбоблар ишлатилади. Бунда бир корпусга ўлчаш асбоби, ростлагич ва топшириқ берувчи қурилма жойлаштирилади.

Иккинчи давр – айрим жараёнларнинг комплекс автоматлаштирилишидир. Бунда ростлаш алоҳида шчитга ўрнатилган асбоблар бўйича олиб борилади. Йирик ўлчамли асбоблардан фойдаланиш бу шчитнинг бир неча метрга чўзилиб кетишига олиб келади ва шчитни назорат қилиш қийинлашади, автоматлаштиришнинг бу даврида шчитдаги асбобларнинг ҳажмини кичиклаштириш зарурати пайдо бўлади. Бу масалани ҳал қилиш учун кичик ўлчамли иккиламчи асбоблар ишлатилади.

Учинчи давр (тўлиқ автоматлаштириш даври) – агрегат ва цехларни ялписига автоматлаштириш билан характерланади. Бу даврнинг характерли хусусияти шундаки, бошқариш ягона назорат пунктига марказлаштирилади. Шу билан бирга, митти иккиламчи асбобларни ишлатиш эҳтиёжи пайдо бўлади. Доимий назоратни талаб қилинадиган ўлчаш ва ростлаш асбоблари (йирик ўлчамли) щчитдан ташқарига ўрнатилади.

Ҳар бир технологик жараён (*технологик жараён параметрлари* деб аталувчи) ўзгарувчан физикавий ва кимёвий катталиклар (босим, сарф, ҳарорат, намлик, концентрация ва ҳоказо) билан характерланади. Технологик аппаратура жараённинг турли оқиб ўтишини таъминлаши учун муайян жараённи характерловчи параметрларни берилган қийматда сақлаши лозим.

Қийматини барқарорлаш – ёки бир текисда ўзгаришини таъминлаш зарур бўлган параметрга *ростланувчи катталик* деб аталади. Ростланувчи катталикнинг қийматини барқарорлаш ёки маълум қонун бўйича ўзгаришини амалга ошириш учун мўлжалланган асбоб *автоматик ростлагич* дейилади. Ростланувчи катталикнинг айни пайтда ўлчанган қиймати, ростланувчи катталикнинг *ҳозирги қиймати* дейилади. Ростланувчи катталикнинг технологик регламент бўйича айни вақтда доимий сақланиши шарт бўлган қиймати ростланувчи катталикнинг *берилган қиймати* дейилади. Технологик регламент ростланувчи катталикнинг ҳозирги ва берилган қийматларини вақтнинг ҳар бир онида тенг бўлишини талаб қилади. Аммо ички ёки ташқи шароитларнинг ўзгариши сабабли ростланувчи катталикнинг ҳозирги қиймати берилган қийматидан четга чиқиши мумкин. Шу пайтда ҳосил бўлган қийматлар фарқини *хато* ёки *номослик* дейилади.

Хато ёки номослик нолга тенг бўлган технологик жараён *тургунлашган режим* дейилади. Турғунлашган режимда моддий ва энергетик баланслар қатъий сақланади.

Амалда кўпинча хом ашёнинг сарфи ва таркиби, аппаратлардаги ҳарорат, босим ва ҳоказоларнинг ўзгариши кузатилади. Технологик жараённинг мақсадга мувофиқ равишда оқиб ўтишига тескари таъсир кўрсатувчи ҳамда тизимлардаги моддий ва энергетик балансни бузувчи ўзгарувчилар *галаёнланишлар* деб аталади. Ғалаёнланишлар таъсирида хато пайдо бўладиган технологик жараён режими *тургунлашмаган режим* дейилади.

Ҳар бир бошқариш тизимида кириш ва чиқиш параметрлари (ўзгарувчилари) бўлади. Кириш параметрларига хом ашёнинг бошланғич ҳолатини характерловчи ўзгарувчи ҳамда вақт ўтиши билан ўзгарадиган ускуна параметрлари, технологик жараённинг оқиб ўтишини аниқловчи ўзгарувчилар киради. Кириш ўзгарувчилари ростланадиган ва ростланмайдиган бўлиши мумкин. Чиқиш параметрларига чиқарилган маҳсулот сифатини (кимёвий таркиб, зичлик ва бошқалар) характерловчи кўрсаткичлар, шунингдек, ҳисоблаш йўли билан аниқланадиган техник-иқтисодий (ускуналарнинг ишлаб чиқариш унумдорлиги, маҳсулотнинг таннархи) кўрсаткичлар киради.

Шундай қилиб, саноатнинг энг муҳим талабларидан бири – технологик жараённинг турғунлашган режимини сақлашдан иборат. Моддий ва энергетик балансга риоя қиладиган машина ёки аппарат *ростланувчи объект* дейилади.

Технологик жараёнларни автоматик бошқаришнинг вазифаси ростлагич ёрдамида ростланувчи объектдаги керак бўлган технологик шароитни автоматик равишда сақлаш, агар бу шароит бузилса, уни қайта тиклашдан иборатдир. Автоматик ростлаш вақтида (ростланувчи объектга ростлагичнинг таъсири туфайли) ростланувчи катталикнинг ҳозирги қиймати берилган қийматига тенг ёки шунга яқин бўлади.

Автоматик тизимлар бир-бирлари билан маълум кетма-кетликда боғланган бўлиб, ҳар бири тегишли вазифани бажарувчи алоҳида элементлардан иборат. Мустақил функцияни бажарувчи автоматик тизим таркибининг бирор қисми *автоматика элементи* дейилади. Автоматика элементларини уларнинг функционал вазифасига кўра таснифлаш мақсадга мувофиқдир. Автоматик тизим элементларининг таркибига кирувчи функционал боғланишни ифодаловчи схема эса *функционал схема* деб аталади. Бундан ташқари, шу автоматик тизимни турли динамик хусусиятларга эга бўлган ва бир – бирлари билан боғланган содда звенолар шаклида тасвирлаш ҳам мумкин. Бу ҳолда автоматик тизимнинг схемаси звеноларнинг боғланишини акс эттиради ва *тизимнинг тузилиш схемаси* дейилади.

Ростланувчан объект ва автоматик ростлагич бирлиги автоматик ростлаш тизими (АРТ)ни ташкил қилиб, ростлаш *контури* номли туташ занжирни ҳосил қилади. Бу занжир АРТнинг тузилиш схемасига эмас, балки функционал схемасига тегишли бўлади.

I БОБ. ТЕХНОЛОГИК ЖАРАЁНЛАРНИ АВТОМАТИК БОШҚАРИШ ТИЗИМЛАРИ

1.1. Автоматлаштирилган тизимларнинг вазифаси бўйича таснифи

Замонавий техникада кўп сонли хилма-хил автоматик қурилмалар ва тизимлар ишлатилади. Улар бир-биридан физик табиати, ишлаш принципи, схемаси ва конструктив ечимлари ва ҳ.к. лар билан ажралиб туради. Бу қурилма ва тизимлар, фақатгина бир нечта асосий автоматлаштириш масалаларини хал қилиш учун мўлжалланган. Уларга қуйидагилар киради: сигнал бериш; назорат; блокировка ва ҳимоя; ишга тушириш ва тўхтатиш; бошқариш.

Автоматик сигнал бериш тизимлари хизмат кўрсатувчи шахсга у ёки бу техник қурилманинг ҳолати, у ёки бу жараённинг кечиши ҳақидаги хабарни етказиш учун хизмат қилади.

Автоматик назорат тизимлари инсоннинг иштирокисиз бирор бир техник агрегатнинг, қурилманинг ишини ёки бирор бир жараённинг кечишини тавсифлайдиган турли хил параметр ва катталикларни назорати (ўлчаш) ни амалга оширади.

Автоматик блокировка ва *ҳимоя тизимлари* техник агрегатлар ва қурилмаларда пайдо бўлиши мумкин бўлган авария ҳолатларининг олдини олиш учун хизмат қилади. Агар ҳимоя қилинувчи агрегатни тавсифловчи бирор бир катталик, ўзининг критик қийматига эришганда ҳамда автоматик блокировка ва ҳимоя тизими инсоннинг иштирокисиз ҳимоя қилинувчи агрегатга кисман ёки тўлиқ таъсир қилиб, унинг ишини тўхтатиб қўяди.

Автоматик ишга тушириш ва *тўхтатиш тизимлари* олдин киритилган дастур бўйича турли хил юритгич ва узатмаларни ишга тушириш ва тўхтатишни таъминлайди.

Автоматик бошқариш тизимлари инсоннинг бевосита иштирокисиз у ёки бу техник агрегатларнинг ишини бошқариш ёки бирор бир жараёнларнинг кечишини бошқариш учун мўлжалланган.

Санаб ўтилган автоматик тизимларнинг асосийси автоматик бошқариш тизимлари ҳисобланади.

Бошқариш деганда, қуйилган мақсадга етишишни таъминловчи бирор бир жараённи ташкил қилиш тушунилади.

Белгиланишига қараб барча автоматик бошқариш тизимлари автоматик ростлаш тизимларига ва кибернетик тизимларга бўлиниши мумкин.

Автоматик ростлаш деганда, инсоннинг бевосита иштирокисиз бирор бир катталикнинг талаб этилган қонун бўйича ўзгариши тушунилади. Ростланувчи физик катталик ростланувчи катталик ва автоматик ростлаш амалга оширилувчи техник агрегат эса ростланувчан объект деб аталади.

Кибернетик тизимлар, автоматик ростлаш масалаларидан анча мураккаброқ бўлган масалаларни ечиш учун мўлжалланган. Бундай масалаларга қуйидагилар киради: экстремал ростлаш, ўзини-ўзи созлаш, ўзгарувчан ташқи шароитда техник қурилмаларнинг ишини оптимал таъминлаш, бошқариш тизимларининг энг яхши иш режимларини танлаш ва бошқалар.

Кибернетик тизимларнинг пайдо бўлиши замонавий автоматиканинг имкониятларини анча кенгайтирди. Ҳозирги вақтда бундай тизимларнинг назарияси ва амалиёти жадал ривожланиб бормоқда.

1.2. Бошқариш объектлари ва тизимларининг бошқа элементларининг динамик хоссаларини тасвирлаш усуллари

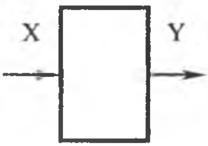
Тизимнинг ўзаро боғланган элементлар кўринишида ифодаланиши структура схемаси дейилади.

Автоматик тизимларнинг ўзига хос томони шундаки, ундаги элементлар орқали сигналлар йўналтирилган ҳолда ўтади. У ҳолда элементда кириш ва чиқишни ажратса бўлади. Кириш – ташқи таъсир бериладиган жой, чиқиш – элементнинг кириш таъсирига бўлган реакцияси. Структура схемасининг ажратилган кириш ва чиқиши мавжуд бўлган элемент звено деб аталади. Тизимлар ва алоҳида звенолар статик ва динамик тавсифларга эга. Статик тавсифлар барқарорлаштирилган режимда тизимнинг чиқиш сигналининг кириш сигналига боғлиқлигини тасвирлайди.

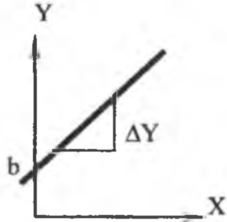
$$t \to \infty \text{ да } Y = f(X).$$

Агар статик тавсиф (1.2–расм) $y=k{\cdot}x+b$ тенгламаси билан тасвирланса, у ҳолда звено чизиқли дейидади. k коэффициенти узатиш коэффициенти деб аталади ва статик тавсифнинг оғиш бурчагини билдиради, b – константа, координата бошини танлашга боғлиқ.

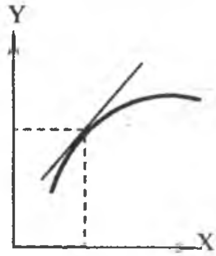
Агар тизимда ҳеч бўлмаса битта ночизиқли звено бўлса (1.3–расм), у ҳолда тизим ҳам ночизиқли бўлади. Ночизиқли тизимларни тадқиқ қилиш чизиқлиларга нисбатан анча мураккабдир. Шунинг учун имконият бўлса, чизиқлантириш амалга оширилади.



1.1 – расм. Звенонинг кўриниши



1.2 – расм. Чизиқли статик тавсиф



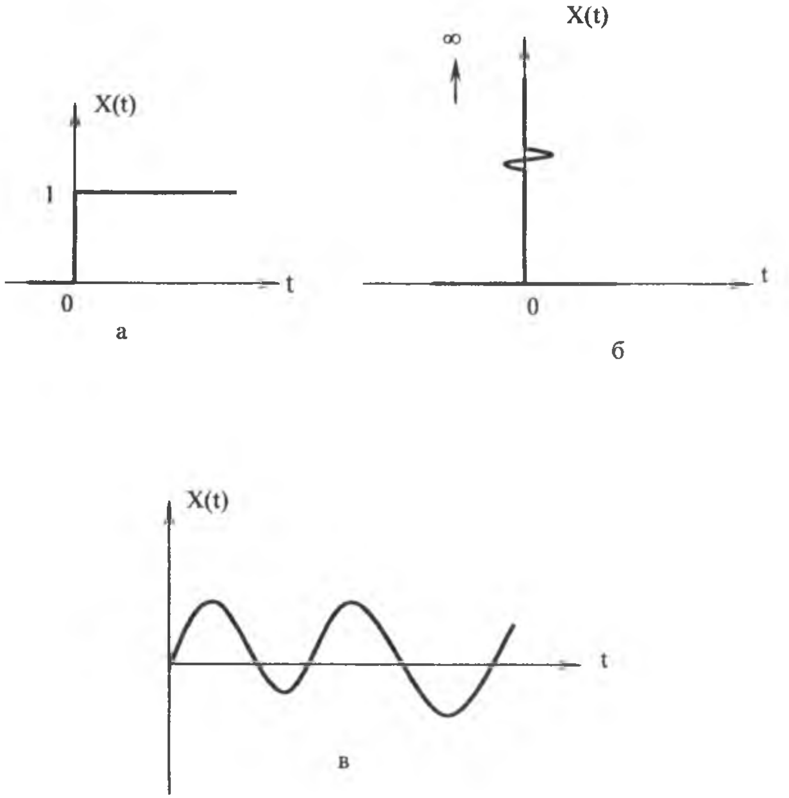
1.3 – расм. Ночизиқли

Звено ва тизимларнинг динамик хусусиятларини дифференциал тенгламалар, узатиш функциялари ва частотавий тавсифлар ёрдамида тасвирласа бўлади. Замонавий бошқариш назарияси ҳолатлар фазосида тизимларни вектор-матрица усулида тасвирлайди.

Умумий ҳолда звенолар динамикаси бир жинсли бўлмаган дифференциал тенглама ёрдамида тасвирланади.

$$a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + .. + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = \qquad (1.1)$$
$$= b_n \frac{d^m x(t)}{dt^m} + .. + d_1 \frac{dx(t)}{dt} + b_0 x(t), \; m \le n$$

Динамиканинг дифференциал тенгламасини ечиш натижасида маълум кириш сигнали $x(t)$ учун звенонинг чиқиш сигнали ўзгаришининг вақт функцияси $y(t)$ ни оламиз. Звеноларнинг тавсифларини солиштириш учун уларга типик кириш таъсирлари берилади. Улар қуйидагилар: а) бирлик поғонали; б) бирлик импульсли; в) синусоидал (гармоник) (1.4–расм).



1.4-расм. Бирлик погонали (а), бирлик импульсли (б) ва синусоидал типик кириш таъсирлари (в)

Бирлик поғонали сигнал $x(t) = 1(t) = \begin{cases} 0, & t \langle 0, \\ 1, & t \geq 0 \end{cases}$ тенгламаси билан аниқланади ва звено юкламасининг поғонали ўзгаришини тасвирлайди.

Бошланғич шартлари ноль бўлганда звено (тизим) нинг бирлик поғонали кириш таъсирига бўлган реакцияси звенонинг ўтиш тавсифи дейилади. Бирлик импульсли таъсирнинг тенгламаси қуйидагича:

$$x(t) = \delta(t) = \begin{cases} 0 & t \neq 0 \\ \infty & t = 0 \end{cases}$$

Бошланғич шартлари ноль бўлганда звено (тизим) нинг бирлик импульсли кириш таъсирига бўлган реакцияси звенонинг импульсли ёки вазн тавсифи дейилади.

Синусоидал кириш таъсирлар $[x(t) = \sin \omega t]$ ишлатилганда звено ва тизимларнинг частотали тавсифлари олинади.

Узатиш функциясига ўтиш учун дифференциал тенглама оператор шаклида ёзилади. $p = \dfrac{d}{dt}$ операторини киритамиз.

$$a_n p^n Y(p) + a_{n-1} p^{n-1} Y(p) + .. + a_n pY(t) + a_n Y(p) =$$
$$= b_m p^m X(p) + ... + b_1 pX(p) + b_0 X(p)$$

ёки

$$\left[a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + ... + a_1 p + a_0\right] \cdot Y(p) =$$
$$= \left[b_m p^m + ... + b_1 p + b_0\right] \cdot X(p)$$

x(t), y(t) бошланғич вақт функциялари ва тенгламалар функциясининг оригиналлари дейилади. *X(p), Y(p)* – уларнинг оператор тасвири деб аталади.

Узатиш функцияси деб чиқиш катталиги оператор тасвирининг кириш катталигининг оператор тасвирига нисбатига айтилади.

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_m p^m + \ldots + b_1 p + b_n}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_1} = \frac{K(p)}{D(p)} \quad (1.2)$$

Звено ва тизимларнинг динамик хусусиятларини тасвирлаш учун частотавий тавсифлар жуда кенг ишлатилади. Звенонинг киришига синусоидал сигнал $x(t) = A_{кир} \cdot sin(\omega t)$ берилган бўлсин, бунда ω – тебранишларнинг бурчак частотаси. Агар тизим чизиқли бўлса, вақт ўтиши билан звенонинг чиқишида лекин бошқа амплитуда ва фазалар фарқи билан ўша частотадаги синусоидал тебранишлар пайдо бўлади (1.5-расм), $y(t) = A_{ЧИК} \cdot sin(\omega t + \varphi)$.

1.5-расм. Барқарорлашган тебранишлар

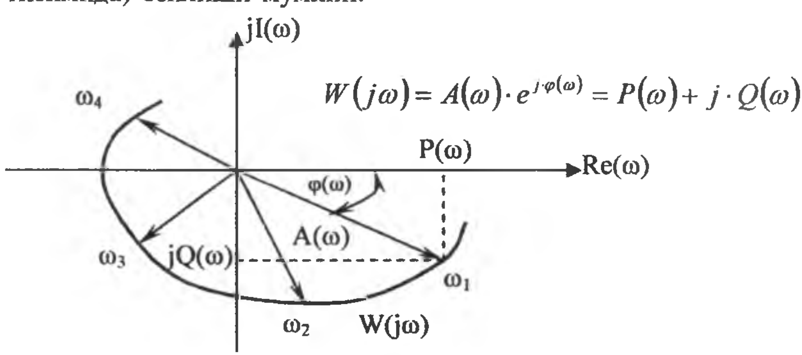
$$X(T) = A_{КИР} \cdot e^{j\omega t}, \quad y(t) = A_{ЧИҚ} \cdot e^{j\cdot(\omega t+\varphi)}, \quad \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{A_{ЧИК}}{A_{КИР}} \cdot e^{j\cdot\varphi}.$$

Частотанинг ҳар хил қийматлари учун $(0<\omega<\infty)$ звенонинг ҳаракатини тасвирловчи функцияни $p = j\omega$ алмаштириш билан узатиш функцияси (1.2) дан олса бўлади.

$$W(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{b_m(j\omega)^m + \ldots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \ldots + a_1(j\omega) + a_n}$$

ω частотаси ўзгарганда $W(j\omega)$ вектори текисликда бурила бошлайди, вектор охирининг траекторияси (годограф) (1.6-расм) муҳим тавсиф ҳисобланади. Бу тавсиф звенонинг амплитуда-фазали тавсифи (АФТ) дейилади.

Барча комплекс функциялар қатори АФТ кўрсаткич ва алгебраик шаклда (қутбли ёки декарт координаталар тизимида) ёзилиши мумкин:



1.6-расм. АФТ годографи

бунда $A(\omega)$ – звенонинг амплитуда-частотавий тавсифи (АЧТ); $\varphi(\omega)$ – звенонинг фаза-частотавий тавсифи (ФЧТ); $P(\omega)$ – звенонинг ҳақиқий частотавий тавсифи (ҲЧТ); $Q(\omega)$ – звенонинг мавҳум частотавий тавсифи (МЧТ).

Муҳандислик амалиётида логарифмик частотавий тавсифлар (ЛЧТ) кенг қўлланила бошлади. АЧТ логарифмик масштабининг бирлиги сифатида децибелл (дБ) ишлатилади. Бир белл қувватнинг ўн марта ошишини билдиради. Бу жуда катта қиймат эканлиги учун ундан ўн марта кичик бўлган бирлик – децибелл ишлатила бошланди.

Частотанинг логарифмик масштаби учун декада ёки октава ишлатилади. Бир декада частотанинг 10 марта ўзгаришини билдиради. Бир октава частотанинг 2 марта ўзгаришини билдиради.

Тизимнинг динамикасини тасвирлаш учун ҳолатлар фазосида (1.3) тизимнинг оператор шаклидаги дифференциал тенгламани оламиз

$$a_n p^m y(t) + a_{n-1} p^{n-1} y(t) + \ldots + a_1 p y(t) + a_0 y(t) = b_0 u(t). \quad (1.3)$$

Бу тенгламани биринчи тартибдаги дифференциал тенгламалар тизими кўринишида қайта ёзамиз. Янги координаталар сифатида $y(t)$ чиқиш катталигини ва унинг n-1 - ҳосиласини оламиз. Ҳар бир вақт моментида тизим ҳолатини бир хил тасвирлайдиган n ўзгарувчиларни оламиз. Бу ҳолатни ҳолатлар фазоси деб номланувчи i - ўлчамли фазодаги геометрик нуқта кўринишида фараз қилса бўлади. Тизимнинг ҳаракати ҳолатлар фазосидаги тасвирловчи нуқта траекторияси кўринишида берилади.

$$y(t) = x_1; \qquad y^1(t) = x_2; \; \ldots.. \; y^{(n-1)} = x_n.$$

У ҳолда $x_n^1 = -\dfrac{a_0}{a_n} x_1 - \dfrac{a_1}{a_n} x_2 - \dfrac{a_2}{a_n} x_3 - \cdots\cdots - \dfrac{a_{n-1}}{a_n} x_n + \dfrac{b_0}{a_n} u.$

Ўзгарувчиларни вектор кўринишида ёзамиз

$$X=\begin{vmatrix}x_1\\x_2\\x_3\\\cdots\\x_n\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}y(t)\\\frac{dy(t)}{dt}\\\frac{d^2y(t)}{dt^2}\\\cdots\ \cdots\ \cdots\\\frac{d^{n-1}y(t)}{dt^{n-1}}\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}y\\py\\p^2y\\\cdots\ \cdots\\p^{n-1}y\end{vmatrix}$$

Коши шаклида *I* тартибли тенгламалар тизимини тузамиз.

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\\dot{x}_2=x_3\\\\\dot{x}_n=-\frac{a_0}{a_n}x_1-\frac{a_1}{a_n}-x_2-\frac{a_2}{a_n}x_3-\cdots\cdots-\frac{a_{n-1}}{a_n}x_n+\frac{b_0}{a_n}u\end{cases}$$

олинган тизимни вектор шаклида ёзса бўлади

$$\dot{X}=A\cdot X+B\cdot u,$$

бунда А-коэффициентлар матрицаси; В – устун матрица

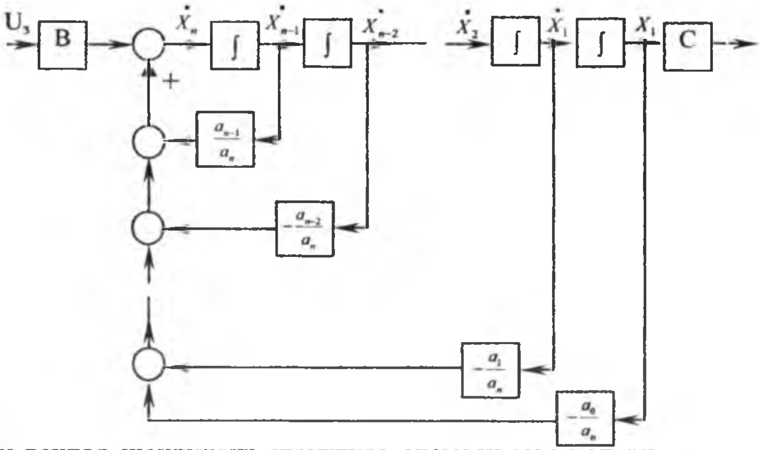
$$A=\begin{vmatrix}0&1&0&\cdots&0\\0&0&1&\cdots&\cdots\\\cdots&\cdots&\cdots&\cdots&\cdots\\\cdots&\cdots&\cdots&\cdots&1\\-\frac{a_0}{a_n}&-\frac{a_1}{a_n}&-\frac{a_2}{a_n}&\cdots&-\frac{a_{n-1}}{a_n}\end{vmatrix},\qquad B=\begin{vmatrix}0\\0\\0\\\cdots\\\frac{b_0}{a_n}\end{vmatrix}.$$

Ҳолатлар фазосининг ўзгарувчиларини боғловчи $Y=C*X$ чиқиш ўзгарувчиси билан тенгламани ёзамиз, бунда С – чиқиш матрицаси, $k=1$, $C=|100\cdots0|$.

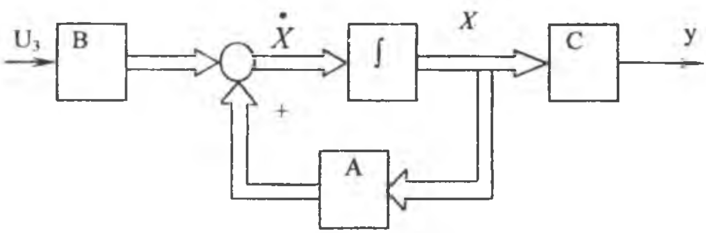
Натижада тизим динамикаси қуйидаги вектор матрицали тенгламалар тизими билан ифодаланади

$$
\begin{cases}
X = A \cdot X + B \cdot u \\
Y = C \cdot X,
\end{cases}
$$

Бу тенгламага қуйидаги структура схемаси



ёки вектор шаклидаги структура схемаси мос келади.



1.3. Технологик бошқариш объектлари

Автоматик ростлаш тизимларини ишлаб чиқишдан олдин технологик бошқариш объекти (ТБО) ни таҳлил қилиб чиқиш керак. Бунда технологик жараён, ростлаш жараёни сифатига бўлган талаблар, ростловчи ва топшириқ берувчи таъсирларни танлаш сабаби, қуйидаги ҳолатлар бўйича бошқариш объектининг ҳолатини аниқловчи ғалаёнлантирувчи таъсирлар ва ўзгарувчиларнинг тавсифлари кўриб чиқилиши лозим:

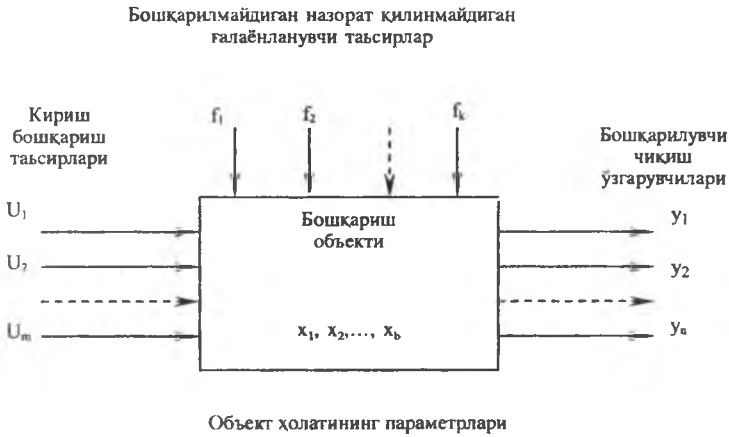
1. Ишлаб чиқаришнинг умумий оқимида ТБО нинг белгиланиши ва маҳсулотининг тавсифи: маҳсулот сифатини баҳолаш параметрлари, бу параметрларнинг номинал қийматлари ва рухсат этилган четланишлари; ТБО маҳсулотининг сифат кўрсаткичларининг четга чиқишларининг ишлаб чиқаришнинг тайёр маҳсулотлар сифатига бўлган таъсири; сифат кўрсаткичларини автоматик ўзгартириш имконияти ва ТБО га бўлган бошқариш таъсирларининг кўринишлари.

2. Моддий ва энергетик оқимларнинг тавсифи: моддий ва энергетик оқимлар сарфининг номинал қийматлари; ТБО нинг турли хил режимларидаги сарфларнинг ўзгариш доираси; оқимларнинг физик параметрларининг номинал ва чегаравий қийматлари; ТБО нинг моддий ва энергетик оқимларининг маҳсулот сифатига ва уни ишлаб чиқариш жадаллигига таъсир характери.

3. ТБО технологик ускуналарининг тавсифи: ускунанинг таркиби ва унинг техник тавсифлари; ускунада кечувчи физик-кимёвий жараёнлар; ускуналарнинг иш режимини тавсифловчи параметрлар, уларнинг рухсат этилган ўзгариш чегаралари, параметрларни автоматик назорат қилиш имконияти; талаб этилувчи режимларни ўрнатишга имкон берувчи ускуналарга таъсир этиш усуллари; ускуналарнинг авария ҳолатлари, ишлаб чиқаришга бўлган таъсири, авария ҳолатларини йўқотиш усуллари.

ТБО нинг динамикасини кириш ва чиқиш ўзгарувчилари билан аниқланувчи вақт ҳолатларининг кетма-кет ўзгариши сифатида кўриб чиқилади (1.7-расм).

Кириш ўзгарувчилари ташқи муҳитнинг объектга бўлган таъсирини акслантиради ва таъсирлар деб номланади. *U* векторининг координаталари бошқарувчи координаталар дейилади. Бошқариш қурилмасига боғлиқ бўлмаган кириш таъсирлари f – ғалаёнлантирувчи таъсирлар деб аталади. Булардан бир қисми ўлчаниши мумкин – бу назорат қилинувчи ғалаёнлар. Ғалаёнлантирувчи таъсирларнинг икки кўриниши мавжуд: юклама ва халақит. Юклама деб, бошқариш объектига қўйилган, бошқариш қурилмасига боғлиқ бўлмаган ва объект иши билан белгиланган ташқи таъсирга айтилади. Халақитлар – бу бошқариш учун зарур бўлган ахборотга эга бўлмаган, бошқариш қурилмаси ёки бошқариш объектининг алоҳида элементларига бўлган ташқи таъсирлардир. y_1, y_2 – чиқиш ўзгарувчилари бўлиб, тайёр маҳсулотларнинг моддий ва энергетик оқимларининг физик параметрлари ҳисобланади. Чиқиш ўзгарувчиларидан айримлари ўлчаниши ва оптималлаштириш мезонлари сифатида қабул қилинишлари мумкин. Бошқариш мақсадлари шаклланадиган координаталар, бошқарилувчи координаталар деб номланади.



1.7-расм. Ростлаш объектининг умумий структураси

Технологик ускуналарнинг ички ҳолати, x_1, x_2,..., x_i – объект ҳолати параметрлари билан тавсифланади.

Кириш ва чиқиш ўзгарувчилари орасидаги алоқа математик моделлар ёрдамида тавсифланади, у ошкор бўлмаган кўринишда берилиши мумкин:

$$Y_1, Y_2, \ldots, Y_n = F(u_1, u_2, \ldots, u_m; f_1, f_2, \ldots, f_k; x_1, x_2, \ldots, x_1) \quad (1.4)$$

ТБО нинг математик моделларини аниқлаш учун аналитик ёки тажрибавий усуллар ишлатилади. Аналитик усуллар асосида тадқиқ қилинувчи технологик жараённинг табиати ҳақидаги назарий қарашлар ётади ва изланаётган математик боғлиқликлар ТБО да кечувчи физик-кимёвий қонуниятларни кўриб чиқишдан келтириб чиқарилади. Лекин аналитик усул реал таъсир қилувчи факторларнинг хилма-хиллигини ҳисобга олмайди, яъни ТБО ни жуда идеаллаштиради. Тажриба усуллари ҳам актив, ҳам пассив тажрибаларга асосланади. Актив тажрибаларда ТБО нинг киришига типик таъсирлар берилади ва унинг чиқишидаги реакциялар таҳлил қилинади. Пассив тажрибаларда ТБО нинг нормал режимлари бузилмайди ва унинг кириш ва чиқишидаги маълумотлар статистик усуллар ёрдамида қайта ишланади.

ТБО нинг математик моделини тузишда қуйидагиларга амал қилинади: модель қўйилган масалага аниқ жавоб бериши зарур, таҳлил учун содда ва қулай бўлмоғи ва шу билан бир вақтда тадқиқ қилинувчи ўзгарувчиларга жуда сезгир бўлмоғи зарур.

Моделлаштиришда, ТБО қайси режимда – статик ёки динамик режимда ишлашини билиш зарур. Бу ТБО нинг ўтиш жараёнининг $T_ў$ вақтига ва иккита кетма-кет ғалаёнлантирувчи таъсирларнинг ўртача T_B вақт оралиғига боғлиқ.

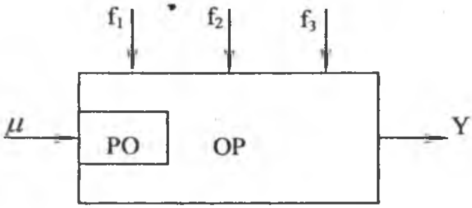
Агар $T_B >> T_У$ шарт бажарилса, ТБО статик режимда ишлайди. Бу режим алгебраик тенгламалар билан тасвирланади. $T_ў$ ва T_B нинг ўлчанувчи қийматларида ТБО нинг режими динамик ҳисобланади. Йиғиқ параметрли ТБО учун динамик жараён оддий дифференциал тенгламалар ёрдамида, тақсимланган параметрли ТБО учун – хусусий ҳосилалардаги дифференциал тенгламалар ёрдамида тасвирланади.

Агар бошқариш объекти битта бошқарувчи ва битта бошқарилувчи катталик билан тавсифланса, яъни y ва u векторлари биттадан координатага эга бўлса, у ҳолда объект содда, бир ўлчамли ёки бир алоқали деб номланади. Агар y ва u векторлари бир неча координаталарга эга бўлса, у ҳолда объект кўп ўлчамли дейилади.

Агар тенгламалар тизими чизиқли дифференциал тенгламалар тизимига олиб келинса, у ҳолда объект чизиқли дейилади. Объект ночизиқли дифференциал тенгламалар тизими билан ифодаланса, у ночизиқли ҳисобланади.

Статикани ўрганишда объектнинг статик тавсифи аниқланади. Статик тавсиф деганда барқарорлашган режимда, y бошқарилувчи координаталарининг u бошқарувчи таъсирга боғлиқлиги тушунилади.

Ростлаш объектига бўлган бошқариш таъсирларинии шакллантириш учун, у кўпинча ростлаш органлари билан таъминланади. Ростлаш органларига бўлган таъсир μ ҳарфи билан белгиланади.



1.8-расм. Бир ўлчамли бошқариш объктининг схемаси

Ҳамма ғалаёнлантирувчи таъсирлар ичидан кўпинча бир ёки бир нечта ростлаш катталигига кўпроқ таъсир қилувчиларни ажратиш мумкин. Бундай ғалаёнлантирувчи таъсирлар асосий, қолганлари эса иккинчи даражали дейилади. 1.8-расмда ростлаш объектига таъсир қилувчи учта ғалаёнланишлар кўрсатилган.

1.4. Ростлаш тизимларининг тузилиш принциплари

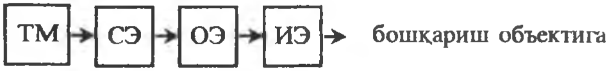
Росланувчи катталикнинг вақт бўйича ўзгаришини тасвирловчи функция y(t), ростланувчи катталикнинг ўзгариш қонунини тавсифлайдиган функция g(t). У ҳолда автоматик ростлашнинг асосий вазифаси бу

$$y(t)=g(t), \tag{1.5}$$

тенглигини тизим иши вақтининг ҳамма онларида берилган аниқлик даражасида таъминлашдан иборат. Бундан сўнг g(t) функцияси *топшириқ берувчи таъсир* деб юритилади.

1.4.1. Туташмас ростлаш

Туташмас цикл бўйича ишловчи автоматик тизимнинг умумий схемаси 1.9- расмда тасвирланган. Бунда ТМ – таъсир манбаи (ташқи шароитнинг ўзгариши, инсон ёки автоматик қурилма, таймер бўлиши мумкин); СЭ – сезгир элемент; ИЭ – ижро элементлари; ОЭ – оралиқ элементлар.



1.9-расм. Туташмас цикл бўйича ишловчи автоматик тизимнинг функционал схемаси

Туташмас тизимларнинг энг яхши хусусияти бу – унинг соддалигидир. Шунинг учун бундай тизимлар автоматик ростлашдан кўра анча соддароқ автоматлаштириш масалаларини ечиш учун ишлатилади (автоматик хабарлаш, назорат, блокировка ва ҳимоя, ишга тушириш ва тўхтатиш ва ҳ.к.). Шунингдек, очиқ цикл бўйича ишловчи автоматик тизимларга техникада кенг тарқалган ҳар хил турдаги пневмо ва гидроэлектроклапанлар киради. Улар бирор бир электр сигнални қабул қилгандан сўнг у ёки бу агрегатларга бўлган йўлни очади ёки ёпади. Автоматик станция линиялари, сотув автоматлари ва кўпгина бошқа қурилмалар очиқ цикл бўйича ишлайди.

1.4.2. Ғалаёнланиш бўйича ростлаш

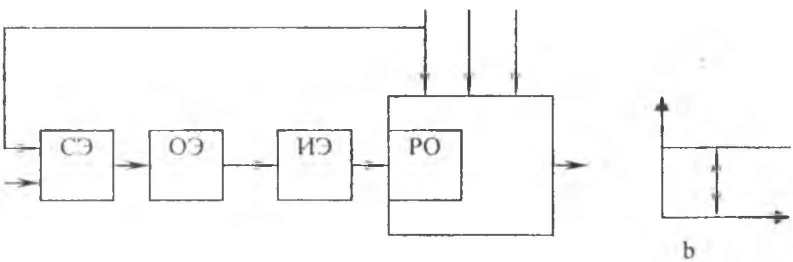
1830 йилда француз математиги Понселе галаёнланиш бўйича ростлаш принципини (Понселе принципи) таърифлаб берган. Ижро этувчи механизм ростловчи органининг объект юки таъсирида ҳаракатга келадиган ростлаш тизими ғалаёнланиш бўйича автоматик ростлаш тизими (АРТ) дейилади.

Ғалаёнланиш бўйича ростлаш сезиларли тенгсизлик пайдо бўлишидан аввалроқ ғалаёнланишнинг зарарли таъсирини йўқотишга имкон беради.

АРТ билан ғалаёнланиш компенсациясининг хусусияти – улар туташмас ростлаш тизимларидан иборат эканлигидадир. Бу тизимларда ростланувчи параметр билан автоматик ростлаш ўртасида алоқа йўқ. Бундай туташмас ростлаш тизимларининг камчилиги ростлагич иши ва натижаси орасида алоқа йўқлигидадир. Вақт ўтиши билан тизимда пайдо бўлган энг кичик хато ҳам ростланувчи катталикнинг четга чиқишига олиб келади. Шунинг учун юқори даражадаги аниқликка эга бўлган ростлагичларни яратиш зарур бўлиб, буни амалга ошириш жуда катта қийинчиликлар билан боғлиқ.

Юқорида кўриб чиқилган ғоя ғалаёнланишлар бўйича ростлаш принципини ташкил қилади. Уни амалга ошириш учун автоматик ростлагичнинг таркибига ғалаёнланиш таъсирини ўлчовчи қурилмалар (сезгир элементлар – СЭ), ростланувчи объектга бўлган ростлаш таъсирини ишлаб чиқарувчи қурилмалар (ижро элементлари – ИЭ) кириши керак. СЭ ва ИЭ лари орасида оралиқ элементлар (ОЭ) бўлиши мумкин. Улар СЭ нинг чиқиш сигналини қувват бўйича кучайтириш учун, бу сигнални ўзгартириш учун хизмат қилади. Оддий ҳолларда ростлаш таъсири СЭ томонидан ишлаб чиқарилиши мумкин, бунда ижро ва оралиқ элементлари ростлагичнинг таркибида бўлмайди.

Ғалаёнланиш бўйича ростлаш принципини амалга оширувчи АРТ нинг умумий схемаси 1.10,а – расмда кўрсатилган (ростлаш f_I ғалаёнланиш бўйича амалга оширилади). Сезгир, ижро ва оралиқ элементлар биргаликда автоматик ростлагич (АР) ни ташкил қилади. Бундай АРТ лар учун ғалаёнланиш сигнали ўтишининг параллел каналлари мавжудлиги одатий ҳол ҳисобланади.



a

1.10-расм. Ғалаёнланиш бўйича ишловчи АРТ нинг функционал схемаси

Расмда кўрсатилган АРТ нинг функционал схемасида ростлаш тизими қандай элементлардан ташкил топгани ва бу элементлар ўзаро қандай боғлангани кўрсатилган. Элемент деганда – маълум бир мустақил функцияни бажарувчи АРТ нинг бир қисми тушунилади. Функционал схемаларда элементлар тўғри тўртбурчак шаклида тасвирланади, уларнинг кириш ва чиқиш қийматлари эса таъсир йўналишини кўрсатувчи стрелкалари тўғри чизиқлар кўринишида бўлади. Автоматик тизимларнинг функционал схемалари принципиал ва конструктив схемалар билан бир қаторда ростлаш ва бошқариш назариясида кенг қўлланилади. Улар охиргилари билан умумийлиги юзасидан ажралиб туради. 1.10,Ь-расмда қолган ғалаёнлантирувчи таъсирларни йўқлигида турғунлашган режимда ростланувчи катталикнинг f_1 ғалаёнланишга боғлиқлиги кўрсатилган.

Кўриниб турибдики, тўғри тузилган ростлагич ростланувчи катталикнинг ғалаёнланиш таъсири f_1 дан мустақиллигини таъминлаб беради. Бундан ташқари ғалаёнланиш фаркини камайтириш билан АРТ нинг афзаллиги бу унинг тезкорлигидир, чунки у четга чиқишни кутмасдан, унинг сабабига таъсир қилади.

Ғалаёнланишлар бўйича ишловчи АРТ ларнинг асосий камчиликлари:

а) ғалаёнланишлар бўйича ишловчи АРТ да ростланувчи катталикнинг инвариантлиги фақат ростлагичнинг сезгир элементи билан ўлчанган ғалаёнланиш таъсирига нисбатан таъминланади (1.10, а–расм).

Бу ғалаёнланиш сифатида асосий ғалаёнларнинг бири танлаб олинади. Ростлагич билан назорат қилинмайдиган кўп сонли бошқа ғалаёнлар таъсирининг бўлиши (1.10, а – расмда f_2, f_3) кўпинча ростланувчи катталик унинг талаб қилинган ўзгариш қонунидан анча фарқланишига олиб келади, яъни ростлаш вазифаси бажарилмайди. Ҳар бир ғалаёнланиш бўйича алоҳида ростлагични яратиш АРТ нинг мураккаблашувига олиб келади. Бундан ташқари ҳамма ғалаёнлантирувчи таъсирларни ўлчаб бўлмайди;

б) ростлагичнинг сезгир элементи билан ўлчанган ғалаёнланишга нисбатан инвариантлик, қурилаётган АРТ да фақатгина ростлагичлар объект параметрларининг уларнинг ҳисоб қийматларига қатъийян мос келгандагина таъминланади, яъни ғалаёнланиш канали ва бошқариш канали бўйича аниқ математик модель бўлиши зарур. Ростлагич ёки объект параметрларининг ўзгариши (эскиришнинг натижаси, ташқи шароитларнинг таъсири ва ҳ.к.) ғалаёнланиш фаркини камайтириш шароитларининг бузилишига ва ростланувчи катталикнинг талаб қилинган қийматдан четга чиқишига олиб келади.

Ҳисобга олинмаган ғалаёнланишлар таъсирида ва асосий ғалаёнланишнинг ноаниқ фарқини камайтириш натижасида чиқиш катталиги берилган қийматдан четга чиқади, лекин, ростлагич буни сезмайди, чунки бундай тизимларда ростланувчи катталикнинг ҳақиқий қиймати Y ўлчанмайди ва назорат ҳам қилинмайди (бу 1.10,а–расмда кўриниб турибди). Ростловчи таъсир μ ростланувчи катталик Y га боғлиқ эмас. Тизим таъсирларни узатишнинг туташмас циклига эга (ғалаёндан – ростланувчи катталикка), яъни туташмас цикл бўйича ишлайди.

Кўрилган жиддий камчиликлари учун туташмас цикл бўйича ишловчи тизимлар автоматик ростлаш масалаларини ечиш учун мустақил равишда деярли ишлатилмайди. Кўпинча улар қўшма АРТ ларда таркибий қисм сифатида қўлланилади.

1.4.3. Четга чиқишлар бўйича ростлаш

Четга чиқишлар бўйича ростлаш принципидан биринчи марта 1765 йили И.И.Ползунов ўзи яратган буғ машинаси қозонидан сув сатҳини ростлаш тизимида фойдаланган. 1784 йилда Ж.Уатт ҳам буғ машинаси валининг айланиш тезлигини ростлаш тизимида шу принципни қўллаган. Шунинг учун четга чиқиш бўйича ростлаш принципи Ползунов-Уатт принципи деб номланади. АРТ нинг сифатини ростловчи катталик $g(t)$ нинг талаб қилинган ўзгариш қонуни билан унинг ҳақиқий ўзгариш қонуни y(t) орасидаги фарқ билан тавсифласа бўлади:

$$x(t) = g(t) - y(t). \tag{1.6}$$

$x(t)$ функцияси АРТ ишининг хатолигини аниқлайди: x қанча кичик бўлса, тизим шунчалик яхши. АРТ нинг идеал ишида, ҳамма вақт моментларида

$$x(t) = 0. \tag{1.7}$$

Ҳақиқий тизимлар учун (1.7) хатолиги нольдан фарқли ва сўз фақат унинг мумкин бўлган чегараларини камайтириш ҳақида бориши мумкин.

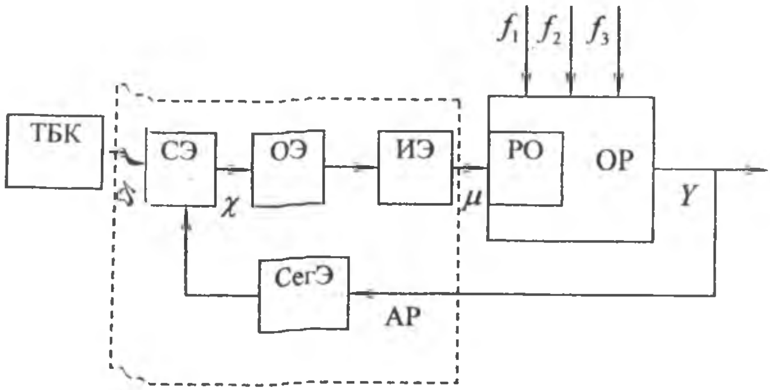
АРТ нинг сифатини баҳолаш учун айрим ҳолда чиқиш катталигининг четга чиқиши ишлатилади

$$\Delta y(t)=y(t) - g(t). \quad (1.8)$$

Бирлик асосий тескари алоқада четга чиқиш ва хатолик фақат белги билан фарқ қилади.

Хатолик бўйича ростлаш принципи асосида ётувчи ғоя жуда содда. Хатоликни (1.6) ўлчаш керак ва бу хатоликнинг катталиги ва ишорасига боғлиқ ҳолда ростланиш объектига шундай таъсир бериш керакки, бунда хатолик камайиши керак (нольгача чегарада).

$x>0$ да ростловчи таъсир y ростланувчи катталикни ошириши керак, $x<0$ да эса камайтириши керак. $x=0$ да ростланувчи катталик талаб қилинган қийматга тенг ва ростловчи орган ҳаракатсиз бўлиши керак.



1.1.1-расм. ________________________

Бу схемада y ростланувчи катталик сезгир элемент (СЭ) билан ўлчанади ва унинг киришига берилади. СЭ нинг бошқа киришига топшириқ берувчи элемент (ТБЭ) да ишлаб чиқилган ТБ таъсир g киради. СЭ нинг чиқишида x (1.6) хатолик сигнали ҳосил бўлади. Оралиқ элемент (ОЭ) ларда ўзгартирилгандан сўнг хатолик сигнали ИЭ га боради. У эса ростловчи орган (РО) ни шундай ҳаракат қилдирадики, y хатолик сигналини нольга келтиради.

Сезгир, оралиқ ва ижро элементлари биргаликда автоматик ростлагич (АР) ни ҳосил қилади.

Ростлагичнинг оралиқ элементлари ўз ичига хатолик сигналининг физик табиатини ўзгартирувчи қурилмаларни (модуляторлар, демодуляторлар ва ҳ.к.), қувват бўйича хатолик сигналларини кучайтирувчи қурилмалар ва тўғрилаб турувчи қурилмалар деб номланувчи, хатолик сигналининг функционал ўзгартиришларини амалга оширувчи ва ростлаш тизимига талаб қилинган хоссаларни берувчи қурилмаларни олади. Оддий ҳолларда оралиқ ва ижро элементлари бўлмаслиги мумкин.

Шундай қилиб, хатолик бўйича ишловчи АРТ ўзаро боғланган автоматик ростлагич (АР) ва ростланиш объекти (РО) дан иборат. Ростлагичнинг киришига топшириқ берувчи таъсир g ва ростланувчи катталик y берилади. Ростлагичнинг чиқиш катталиги бўлиб, ростлаш органига қўйилган ростлаш таъсири μ хизмат қилади. топшириқ берувчи таъсир $g(t)$ ва f_1, f_2, f_3 ғалаёнланишлар ростлаш тизимига ташқаридан қўйилган ва шунинг учун *ташқи таъсирлар* деб аталади, лекин ростлаш тизимининг уларга бўлган муносабати умуман бошқача: топшириқ берувчи таъсир АРТ нинг чиқишида шаклланиши керак, f_1, f_2, f_3 ғалаёнларнинг зарарли таъсири ростлаш тизими орқали йўқотилиши керак.

Хатолик бўйича ишловчи АРТ ларнинг, ғалаёнланиш бўйича ростлаш принципини амалга оширувчи АРТ лар олдидаги афзаллиги бу уларнинг исталган миқдордаги ғалаёнлантирувчи таъсирлар бўлганда ҳам ростлаш вазифасини бажара олишидир. Бу шу билан тушунтириб бериладики, хатолик бўйича ишловчи АРТ ларда бирорта ҳам ғалаён ўлчанмайди; тизимнинг иши хеч бир муайян ғалаёнланиш билан боғланмаган. Ғалаёнланиш таъсири ўрнига бундай тизимларда узлуксиз равишда хатолик (1.6) ўлчаб турилади. Хатолик $x \neq 0$ бўлган ҳолатда, яъни ростланувчи катталик талаб қилинган қонун бўйича ўзгармаса, ростлагич x хатоликни нольгача камайтирадиган ростлаш таъсирини ишлаб чиқаради. Бунда тизим қайси сабаб ва қайси муайян ғалаёнлар ростлаш катталигини талаб қилинган қонундан четга чиқарилгани билан умуман «қизиқмайди». Тизим хатолик пайдо бўлишини қайд қилади ва уни йўқотиш чораларини кўради.

Хатолик бўйича ишловчи АРТ ларнинг иккинчи устунлиги бу ростлагич ва объект элементлари тавсифларининг барқарорлигига бўлган қатъий талабларнинг йўқлигидадир. Бу шу билан тушунтириладики, ростлагич ва объект параметрларининг ўзгариши хатоликнинг пайдо бўлишига олиб келади, у эса тизим билан аниқланиб йўқотилади.

Шундай қилиб хатолик бўйича ишловчи АРТ лар ғалаёнланиш бўйича ишловчи АРТ ларнинг асосий камчиликларидан холи. Шу сабабли хатолик бўйича ишлаш принципи техниканинг турли соҳаларидаги автоматик ростлагичларнинг энг асосий принципи ҳисобланади.

Хатолик бўйича ишловчи АРТ ларнинг афзаллиги шундан иборатки, бу тизимларда манфий тескари алоқалар ишлатилади. Тескари алоқа деганда сигналнинг қурилманинг чиқишидан киришига узатилиши тушунилади. Тескари алоқа сигнали кириш сигнали билан қўшилганда тескари алоқа – мусбат, айирилса – манфий дейилади. Ростлаш тизимлари учун g топшириқ берувчи таъсир кириш сигнали ҳисобланади, y ростланувчи катталик чиқиш сигнали ҳисобланади. АРТ даги тескари алоқанинг маъноси шундаки, y ростланувчи катталик сезгир элемент билан ўлчанади ва солиштириш элементининг киришига берилади. y сигнали g сигналидан айирилгани учун хатолик бўйича ишловчи АРТ лар манфий тескари алоқали тизимлар дейилади.

Хатолик бўйича ишловчи АРТ ларда тескари алоқанинг мавжудлиги, таъсирларни узатиш туташ контурининг пайдо бўлишига олиб келади. Ростлагич объектга таъсир қилади, объект ўз навбатида ростлагичга таъсир қилади. Шунинг учун хатолик бўйича ростлаш принципини амалга оширувчи АРТ лар туташ тизимлар деб номланади.

Тескари алоқали тизимлар юқорида айтиб ўтилган афзалликлари учун техникада жуда кенг тарқалган. Бунда бу тизимларнинг ишлатилиш соҳаси фақат автоматик ростлаш масалалари билангина чегараланиб қолмайди. Туташ цикл бўйича кўпгина ўлчаш ва ҳисоблаш қурилмалари, ҳар хил кучайтиргичлар ва ҳ.к. лар ишлайди.

Ҳар хил тескари алоқали тизимлар анча кенг тарқалган бўлиб, тирик табиатда ҳам мавжуд. Масалан, одам организмининг нормал ҳаёт фаолияти учун кўпгина физик-кимёвий параметрлар (тана ҳарорати, қон босими, қондаги шакар улушининг фоизи ва ҳ.к.) қатъий аниқланган доимий қийматларга эга бўлиши керак. Инсон ҳаётининг ҳар хил шароитларида талаб қилинган қийматларга нисбатан юқорида айтиб ўтилган параметрларнинг барқарорлаш вегетатив нерв тизимига кирувчи тескари алоқали тизимлар ёрдамида автоматик тарзда амалга оширилади.

Тескари алоқа тушунчаси инсоннинг техник қурилмалар билан ўзаро алоқа масалаларини кўриб чиққанда катта фойда келтиради. Кўрсатиш мумкинки, исталган физик катталикнинг қўлда ростлаш жараёни шартли равишда 1.11-расмда кўрсатилган схема кўринишида берилиши мумкин, унда оддий ҳолатда инсон-оператор, топшириқ берувчи ва солиштирувчи элементлар функциясини бажариши мумкин.

Келтирилган мисоллардан кўриниб турибдики, тескари алоқа принципи техникада ҳам, тирик организмларда ҳам ростлаш ва бошқаришнинг асосий принципларидан бири ҳисобланади.

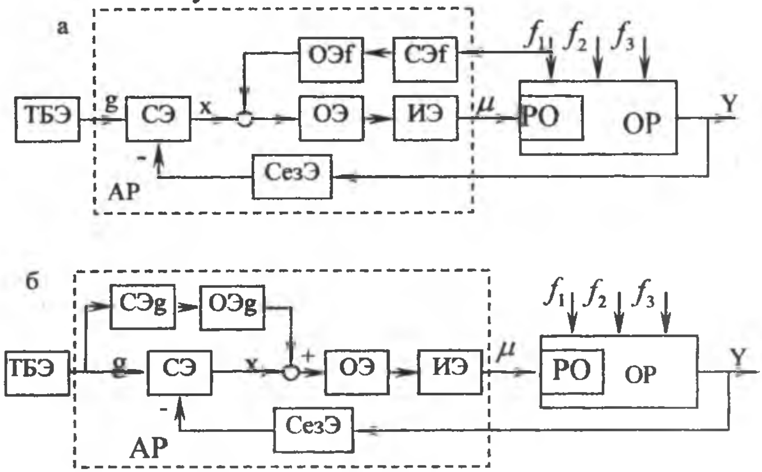
Шу билан бир вақтда тескари алоқали тизимларнинг камчиликлари ҳам бор. Аввало, хатолик бўйича ростлаш принципи ички томондан ўзи-ўзига тескари. Чунки, x хатоликни йўқотишга йўналган ростловчи таъсир $x \neq 0$ да пайдо бўлади, демак хатоликни йўқотишдан олдин уни хосил қилиш керак. Бундан ташқари туташ тизимлар табиатан тебранишларга мойил. Шунинг учун бундай тизимларнинг ҳисоби, туташмас цикл бўйича ишловчи тизимларнинг ҳисобидан анча мураккаброқдир.

Хатолик бўйича ишловчи АРТ ларнинг белгиланган иккита камчилиги ғалаёнланишлар бўйича ишловчи тизимларда йўқдир. Бу билан бир вақтда олдин кўрсатилишича, хатолик бўйича ишловчи тизимлар ғалаёнланишлар бўйича ишловчи тизимларнинг асосий камчиликларидан холи. Шунинг учун, табиийки, қуйидаги ғоя пайдо бўлади: ростлашнинг иккита асосий принципини битта тизимда ишлатиш ва бу иккита принципга тегишли бўлган камчиликлардан холи бўлган АРТ ни яратиш.

1.4.4. Қўшма бошқариш тизимлари

Бир вақтнинг ўзида ҳам хатолик бўйича, ҳам ғалаёнланиш бўйича ростлаш тизимларини ўз ичига олган тизимлар қўшма ростлаш тизимлари (ҚРТ) деб номланади (1.12,а-расм). Туташмас цикл бўйича ростлаш y ростланувчи катталикнинг, унга нисбатан кучлироқ таъсир қиладиган ғалаёнланишларнинг бирига нисбатан инвариантликни таъминлаб беради (1.12,а-расмда f_1). Асосий ғалаённинг нотўлиқ фарқини камайтириш ва бошқа ҳамма ғалаёнлантирувчи таъсирлар туташ контур бўйича ростлаш билан йўқотилади.

Иккала тизимларнинг оралиқ ва ижро элементлари кўпинча умумий бўлиб ҳисобланади. Ғалаёнланиш сигналини ўлчаш (ўзгартириш) учун мустақил оралиқ элементлар ишлатилиши мумкин.



1.12-расм. Ғалаёнланиш (а) ва топшириқ берувчи (б) таъсирлар бўйича инвариант бўлган қўшма АРТ нинг функционал схемаси

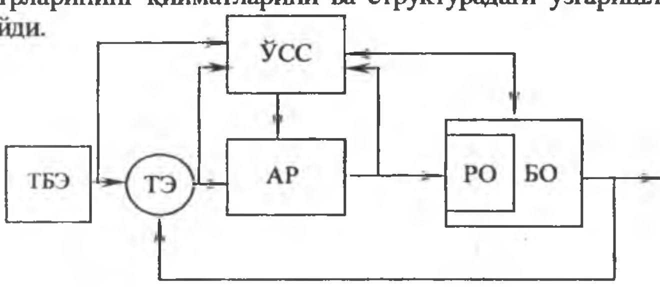
Қўшма ростлаш тизимлари энг мукаммаллашган АРТ турларидан бири саналади. Улар АРТ ишига катта талаблар қўйилганда жуда кенг қўлланилади. Қўшма АРТ ларни ишлатиш учун, ҳеч бўлмаса асосий ғалаёнлардан бири ўлчаниши мумкин бўлиши керак.

Қачонки $g(t)$ ростланувчи катталикнинг талаб қилинган ўзгариш қонуни анча мураккаб вақт функцияси бўлса, у ҳолда кўпинча топшириқ берувчи таъсир бўйича ишловчи (1.12,б-расм) туташмас циклли қўшма АРТ лар ишлатилади. Бу ерда энди туташмас цикл бўйича ишловчи тизимга нисбатан "ғалаёнланиш бўйича ростлаш" атамасини қўллаш мумкин эмас. Бунда топшириқ берувчи таъсир бўйича ростлаш тўғрисида сўз юритиш лозимдир. Бу ростлашнинг мақсади шундан иборатки, $y(t)$ ростланувчи катталикни $g(t)$ қонун бўйича имкон борича аниқроқ ўзгаришига мажбур қилишдир.

1.12,б-расмда кўрсатилган тизимдаги ғалаёнлантирувчи таъсирларнинг зарарли таъсири туташ цикл бўйича ишловчи тизим билан фарқи камайтирилади.

1.4.5. Адаптив бошқариш тизимлари

Адаптив бошқариш тизими (АБТ) иш шароити ҳақидаги тахминий ахборот тўлиқ бўлмаганда динамик хоссаларнинг кенг ўзгариш доираси мавжуд бўлганда технологик бошқариш обекти (ТБО) учун қўлланилади. Ахборотнинг тўлиқмаслиги шунчалик сезиларлики, тизимга қўйилган талабларни таъминлаш учун иш жараёнида тизим тавсифларини аниқлаш ва ростлагичнинг структура ва параметрларини қайта созлаш керак. Тизимнинг иш шароити ҳақидаги қўшимча ахборотни олиш жараёни ва бу ахборотни тизимга созлаш учун ишлатиш – *тизимнинг адаптациялаш* деб номланади. Бунинг учун адаптив АРТ нинг функционал схемаси (1.13-расм) ўзини-ўзи созлаш схемасига (ЎСС) эга. Берилган тизимнинг иш принципи қуйидагича: Q сифат ўлчови берилади (самарадорлик кўрсаткичи). Умумий ҳолда бу g, y, f, x, μ, t тизим координата ва параметрларига боғлиқ бўлган функционал ёки функция бўлиши мумкин. Иш жараёнида Q нинг ўлчов қиймати ўзгариб туриши мумкин. Ўзини-ўзи созлаш схемаси блоки бу ўлчовни ҳисоблаб топади ва Q минимумини таъминлаш учун керак бўлган АР созлаш параметрларининг қийматларини ва структурадаги ўзгаришларни аниқлайди.



1.13-расм. Адаптив АРТ нинг функционал схемаси

Q минимуми қувват сарфининг минимумига, ўтиш жараённинг минимал вақтига, ўртача квадратик хатоликнинг минимуми ва ҳ.к. га тўғри келиши мумкин. Q_{min} ни излаш процедураси қуйидагича бўлиши мумкин: а) излаш йўли билан, бунда тизимнинг қўшилиши шаклланади ва Q ўлчов қиймати ҳисобланади, градиент аниқланади ва Q_{min} га етишиш учун ҳаракат қилинади; б) изламайдиган йўл билан, у бошқариш тизимининг априор эталон математик моделининг мавжудлигини тахмин қилади ва бу йўл бўйича Q_{min} ни таъминлайдиган АР параметрлари ҳисобланади.

1.5. Автоматлаштирилган бошқариш тизимлари сифатини баҳолаш

1.5.1. Турғунлик

Автоматик ростлашнинг ҳар қандай тизими ҳам турғун бўлиши керак. Фақат нодаврий ёки сўнувчи тебранишли жараёнларга хос бўлган чизиқли АРТ турғун тизим деб аталади.

Ўтиш жараёнининг турғунлигини тадқиқ қилиш дифференциал тенглама ёки ростлаш тизими частота тавсифининг таҳлилига асосланган. АРТ нинг турғунлиги таркибий звеноларнинг динамик хусусиятлари бирикмасига боғлиқ. Тузилиши жиҳатидан турғун тизимлар объектдаги динамик тавсифлар ва ростлагичлар параметрларининг муайян қийматида нотурғун тизимга айланади.

А.М.Ляпунов чизиқли тизимлар турғунлигининг қуйидаги шартларини ифодалаган: 1) агар характеристик тенгламалар илдизларининг барча ҳақиқий қисмлари манфий бўлса, тенглама турғун бўлади; 2) агар бу тенглама илдизларидан биронтаси мусбат бўлса, тизим нотурғун бўлади.

АРТ нинг эркин ҳаракати бир жинсли дифференциал тенглама орқали тавсифланади:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}\frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \ldots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = 0 \ .$$

Бу чизиқли дифференциал тенгламанинг ечими:

$$y = C_1 e^{W_1 t} + C2 e^{W_2 t} + \ldots + C_n e^{W_n t} \ ,$$

бу ерда C_1, C_2, C_3, ... C_n – бошланғич шартлардан аниқланадиган ихтиёрий доимийлар; w_1, w_2, w_3, ... w_n – характеристик тенглама илдизлари:

$$a_n w^n + a_{n-1} w^{n-1} + ... + a_1 w + a_0 = 0.$$

Шундай қилиб, дифференциал тенгламани ўзгартирсак, характеристик тенглама деб аталадиган алгебраик тенглама ҳосил қиламиз.

Агар характеристик тенглама тўртинчи тартибдан юқори бўлса, у умумий ҳолда ечилмайди. Шунинг учун тизимнинг турғунлиги ҳақида фикр юритиш учун баъзи белгиларни аввалдан билиш мақсадга мувофиқдир. Бу белгилар вазифасини турғунлик мезонлари бажаради.

Раусс – Гурвиц алгебраик мезони. Бу мезон 1877 йилда инглиз олими Раусс ва 1893 йилда немис математиги Гурвиц томонидан таърифланган:

n-тартибли чизиқли тизимнинг турғун бўлиши учун берилган тизимнинг характеристик тенгламасида коэффициентлардан ташкил топган n та аниқловчилар мусбат бўлиши зарур ва етарли:

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + ... + a_{n-1} p + a_n = 0\ . \tag{1.9}$$

Бунда қуйидаги қоидаларга асосан коэффициент $a_0 > 0$ бўлиши керак:

1)асосий диагонал бўйича ўсиш тартибида a_1 дан a_n гача барча координаталар кўчириб ёзилади;

2) аниқловчининг барча устунлари диагоналдан юқорига индекслари ўсаётган коэффициентлар, диагонал элементларидан пастга эса индекслари камаювчи коэффициентлар билан тўлдирилади;

3) энг катта тартибли Гурвиц аниқловчиси тизимнинг характеристик тенгламаси даражасига тўғри келади;

4) n дан катта индексли коэффициентлар нольга тенг;

5) индекслари нольдан кичик бўлган коэффициентлар нольга тенглаштирилади;

6) охирги Δ_n аниқловчи $a_n \Delta_{n-1}$ га тенг. Шунга мувофиқ Гурвиц аниқловчилари қуйидагича бўлади:

$$\Delta_1 = a_1;\ \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix};\ \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix}\ \text{ва ҳоказо.}$$

Гурвиц аниқловчисининг умумий кўриниши эса:

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & a_7 & \dots & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 & \dots & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{vmatrix}$$

Раусс-Гурвиц мезони асосида энг содда тизимлар турғунлигининг қуйидаги шартлари келиб чиқади: 1) агар биринчи ва иккинчи тартибли тизимларда характеристик тенгламанинг барча коэффициентлари мусбат бўлса, бу тизимлар турғун бўлади; 2) агар учинчи тартибли тизимда характеристик тенгламанинг барча коэффициентлари мусбат бўлиб, $a_1 \cdot a_2 > a_0 \cdot a_3$ бўлса, тизим турғун бўлади; 3) агар характеристик тенгламанинг барча коэффициентлари мусбат бўлиб, $a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 > a_0 \cdot a_3^2 \cdot a_4 \cdot a_1^2$ бўлса, тўртинчи тартибли тизим турғун ҳисобланади.

Раусс-Гурвиц мезонидан фойдаланилганда Δ_1 дан Δ_n гача барча аниқловчиларни ҳисоблашнинг кераги йўқ. Масалан, учинчи тартибли тизимнинг турғунлигини аниқлаш керак бўлса, учта аниқловчидан бирини топишнинг ўзи кифоя. a_4 ва a_5 коэффициентлар Δ_3 аниқловчида нольга тенг:

$$\Delta_2 < \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 a_2 - a_0 a_3 \cdot$$

Агар Δ_2 аниқловчи мусбат бўлса, Δ_3 аниқловчи ҳам мусбат бўлади. $\Delta_3 = a_3 \Delta_2 > 0$, чунки $a_3 > 0$. Δ_1 аниқловчи эса маълум ($\Delta_1 = a_1$) ва мусбат (чунки $a_1 > 0$). Алгебраик мезон бешинчи тартибдан ошмайди ва у кечикишсиз чизиқли тизимлар учун анча қулай.

Михайлов геометрик мезони. Чизиқли автоматик ростлаш тизимининг турғунлик мезони А.В. Михайлов томонидан 1938 йилда таклиф этилган. Комплекс ўзгарувчининг текислигидаги ростлаш тизимининг характеристик тенгламаси орқали аниқланувчи вектор тизимнинг характеристик тенгламаси (1.9) даги ω катталик мавҳум $j\omega$ аргумент билан алмаштириш йўли билан топилади:

$$L(j\omega) = a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0 . \qquad (1.10)$$

$j = \sqrt{-1}; \quad j^2 = -1; \quad j^3 = -j; \quad j^4 = 1; \dots$ эканлигини эсга оламиз. (1.10) характеристик функция таркибига кирган барча жуфт даражали $j(\omega)$ қўшилувчилар ҳақиқий, тоқ даражалиги эса мавҳум катталик бўлади. Демак:

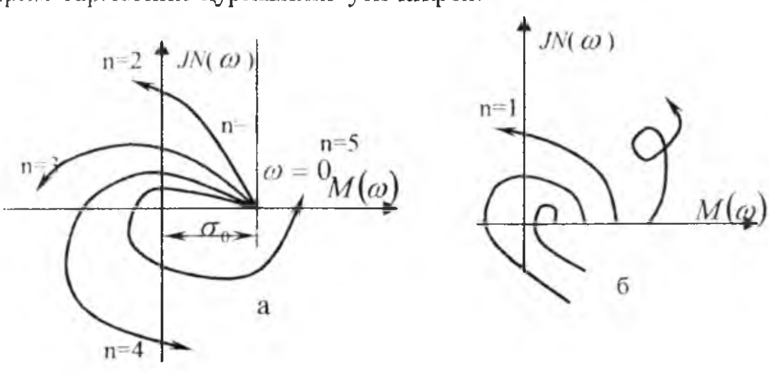
$$L(j\omega) = M(\omega) + jN(\omega),$$

бунда

$$M(\omega) = a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \ldots,$$
$$N(\omega) = a_1 - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 - \ldots.$$

Агар ω ни 0 дан ∞ гача кетма-кет ўзгартирсак, вектор Михайлов годографи номли эгри чизиқни ҳосил қилади. Комплекс текисликдаги годограф шакли бўйича тадқиқ қилинаётган тизимнинг турғунлиги ҳақида фикр юритиш мумкин. Михайлов критерийси қуйидагича ифодаланади: Агар $L(j\omega)$ характеристик функциясининг годографи ω нинг 0 дан ∞ гача ўзгаришида мусбат йуналишда комплекс текисликнинг n квадрантларнинг биронтасини ҳам тушириб қолдирмай айланиб чиқса (n – қурилаётган тизим характеристик тенгламасининг даражаси), ростлаш тизими турғун бўлади. Бу хусусий ҳолда соат стрелкасининг ҳаракатига тескари йўналиш мусбат ҳисобланади.

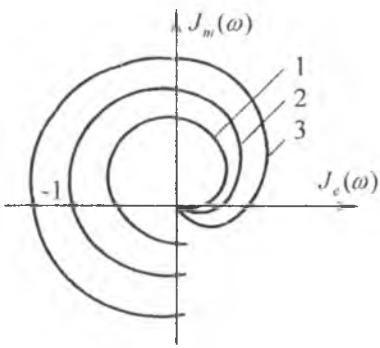
Агар (1.9) ёки (1.10) ифодаларда $\omega=0$ деб фараз қилинса, $L(j\omega)=a_0$ бўлади. Бошқача қилиб айтганда $\omega=0$ бўлса, годограф ҳақиқий ўқни координата бошидан a_0 масофада турган нуқтада кесиб ўтади. Агар $M(\omega)$ ўзгарувчи ω нинг жуфт, $N(\omega)$ эса тоқ функцияси эканлигини эътиборга олсак, годограф ҳақиқий ўққа нисбатан симметрик жойлашади деган хулосага келамиз. Шунинг учун ω нинг 0 дан ∞ гача ўзгаришида годографнинг ярим тармоғини қуришнинг ўзи кифоя.



1.14 – расм. Михайлов годографлари:
а – турғун тизимлар учун; б – нотурғун тизимлар учун

1.14-расмда биринчи тартибдан бешинчи тартибгача бўлган турғун ва нотурғун тизимлар учун Михайлов годографлари кўрсатилган. Биринчи тартибли тенгламага – мавҳум ўққа параллел бўлиб, ундан a_0 масофада турган тўғри чизиқ мос келади. Юқори тартибли тизимларга эгри чизиқлар мосдир. Михайлов мезонидан кечикишга эга бўлган турғун чизиқли тизимларни ўрганишда ҳам фойдаланиш мумкин.

Найквист-Михайлов частота мезони. Бу мезон 1932 йилда электрон кучайтиргичларнинг турғунлигини тадқиқ қилиш учун Найквист томонидан таклиф этилган. Автоматик ростлаш назариясида частота мезони 1936 йилда умумлаштирилган ҳолда қўлланилган. Туташмас тизимнинг таҳлилида Найквист-Михайлов амплитуда-фаза мезонидан фойдаланиб, ростлаш тизимининг турғунлиги ҳақида фикр юритилади. Турғунликни бу метод бўйича ўрганишда тажриба усулида аниқланган амплитуда-фаза тавсифлардан фойдаланилади. Ниҳоят, мезон тизимнинг турғунлик даражаси ҳақида маълумот олишга имкон беради. Агар тизим нотурғун бўлса, Найквист-Михайлов мезони тизимни стабиллаштириш ва тўғриловчи звено ҳамда контурлар ёрдамида туташ тизимнинг исталган тавсифига эришиш йўлларини кўрсатади.



1.15-расм. Турли тизимлар учун амплитуда-фаза тавсифларининг намуналари:
1 – турғун тизимлар учун; 2 – турғунликка яқин тизимлар учун; 3 –нотурғун тизимлар учун

Бу мезоннинг ифодаси қуйидагича: туташмас ҳолатда турғун бўлган автоматик ростлаш тизими агар туташмас тизимнинг амплитуда-фаза тавсифи ω нинг 0 дан ∞ гача ўзгаришида (-1,i0) координаталарга эга бўлган нуқтага етмаса, ёпиқ холатда ҳам турғун бўлади.

1.15-расмда турғун ва нотурғун, шунингдек, турғунлик чегарасида турган тизимларнинг очиқ ҳолатидаги амплитуда-фаза тавсифлари келтирилган. Биринчи тартибли дифференциал тенгламалар орқали тавсифланувчи тизимларнинг АФТ бир квадрантда жойлашади. Иккинчи тартибли дифференциал тенгламалар орқали тавсифланувчи тизимларнинг АФТ икки квадрантга жойлашади. Характеристик тенгламаларнинг коэффициентлари мусбат бўлса, бу тизимлар турғун бўлади.

1.5.2. Чизиқли тизимларнинг ростлаш сифатини баҳолаш усуллари

Турғунлик техникавий тизимлар яроқлилигининг зарурий, лекин етарли шарти эмас.

Тизим турғунликдан ташқари олдиндан берилган сифат кўрсаткичини ҳам қаноатлантириши керак.

Сифат кўрсаткичи деганда ростлаш вақти, ўтаростлаш, статик ва динамик аниқликлар тушунилади.

Сифатни баҳолаш тўғри ва воситали усулларга бўлинади.

Сифат кўрсаткичлари ўтиш жараёни эгри чизиғи орқали топилса, сифат баҳолашнинг тўғри усули дейилади.

Сифатни воситали баҳолаш усули ўтиш жараёнининг графигини топишни талаб қилмайди.

Сифатни баҳолаш усуллари асосан уч гуруҳга бўлинади:

1. Илдизлар усули.
2. Интеграллар усули.
3. Частота усули.

Поғонали функция таъсир қилганда ўтиш жараённинг асосий сифат кўрсаткичлари. Тизимнинг киришига бирлик поғонали функция таъсир қилаётган бўлсин,

$$1(t)=\begin{cases}1, & t>0 \quad \textit{бўлганда}\\ 0, & t\le 0 \quad \textit{бўлганда}\end{cases}$$

у ҳолда чиқиш координаталарининг реакцияси ўтиш жараёнини ифодалайди.

Асосий сифат кўрсаткичларига қуйидагилар киради:

1. t_p – ростлаш вақти, яъни бу минимал вақт ўтиши билан ростланувчи катталик барқарор қийматга яқинлашиб боради.

2. Ўта ростлаш σ – ўта ростлаш тавсифи ростланувчи катталикни барқарор қийматдан максимал четланишлари нисбий фоизларда қуйидагича ифодаланади:

$$\sigma = \frac{h_{\max} - h_{бар}}{h_{бар}} \cdot 100\%$$

Одатда ўта ростлаш катталиги қуйидаги чегарада бўлади:

$$\sigma = 10 \div 30\ \%$$

3. Тебранишлар частотаси $\omega = \dfrac{2\pi}{T}$, бу ерда Т – ўтиш жараёнлар учун тебраниш даври.

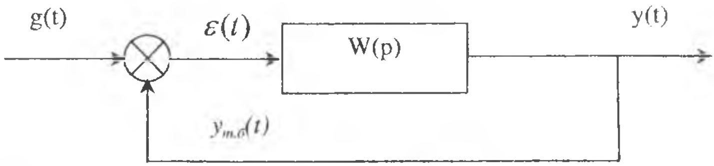
4. Ўтиш тавсифининг тебранишлар сони $n = 1 \div 4$.

5. t_{max}, t_{min} – га эришиш вақти.

6. Ўтиш жараёнининг ўсиш вақти t_0

7. Сўниш декременти $\chi = \dfrac{\left|h_{\max_1} - h_{бар}\right|}{\left|h_{\max_2} - h_{бар}\right|}$, χ – иккита ёнма-ён ўта ростлаш модулларининг нисбати.

Автоматик тизимларнинг барқарор режимдаги аниқлиги. Қуйидаги блок-схемани кўриб чиқамиз:



$$\varepsilon(t) = g(t) - y_{т.б.}(t)$$

$$y_{т.б.}(t) = W(p) \cdot \varepsilon(t)$$

$$\varepsilon(t) = g(t) - y_{т.б.}(t) = g(t) - W(p)\varepsilon(t)$$

$$\varepsilon(t)\left[(1+W(p))\right]=g(t)$$

Тасвирларга ўтиб ёзамиз

$$\varepsilon(p)\left[1+W(p)\right]=g(p)$$

$$W_{xamo}(p)=\frac{\varepsilon(p)}{g(t)}=\frac{1}{1+W(p)}$$

$W_{xamo}(p)$ – хатолик бўйича узатиш функцияси.

Агар $g(t), 0 \le t \le \infty$ ораликда дифференциалловчи бўлса, тизимнинг хатолиги $\varepsilon(t)$ ни қуйидагича ифодалаш мумкин.

$$\varepsilon(t)=C_0 g(t)+C_1 g'(t)+\frac{C_2}{2!}g''(t)+\ldots+\frac{C_m}{m!}g^{(m)}(t). \quad (1.11)$$

Бу ерда C_0, C_1, C_2, …, C_m – хатолик коэффициентлари деб аталади. Хатолик коэффициенти хатолик бўйича узатиш функцияси асосида қуйидаги формула билан аниқланади:

$$C_0=\left[W_{xamo}(p)\right]_{p=0}$$

$$C_1=\left[\frac{dW_{xamo}(p)}{dp}\right]_{p=0}$$

. . . .

$$C_m=\left[\frac{d^m W_{xamo}(p)}{dp^m}\right]_{p=0}$$

Агар g(t)=1(t) бўлса, $C_0=[W_{xamo}(p)]_{p=0}$, $C_1=C_2=\ldots=C_m=0$.

Агар g(t) = t бўлса, $C_0=[W_{xamo}(p)]_{p=0}$, $C_1=\left[\frac{dW_{xamo}(p)}{dp}\right]$

$C_2=C_3=\ldots=C_m$ ва ҳоказо.

C_0 – статик хатолик коэффициенти дейилади.

C_1 – хатоликнинг тезлик коэффициенти.

C_2 – хатоликнинг тезланиш коэффициенти.

Статик тизимларда C_0 коэффициенти нольдан фарқли.

1 – тартибли астатизмли тизимларда $C_0=0;\ C_1\neq 0$.

2 – тартибли астатизмли тизимларда $C_0=0;\ C_1=0;\ C_2\neq 0$.

Интеграл звеноларнинг сони ошиши билан тизимнинг аниқлиги ошади, лекин бу ҳолда тизимнинг турғунлиги жиддий равишда камаяди.

Нисбатан секин ўзгарувчи таъсирларда одатда хатолар коэффициенти усули қўлланилади.

1.5.3. Характеристик тенгламалар илдизларининг жойлашиши бўйича сифат таҳлили

Бу усул характеристик тенгламанинг чегараларини аниқлашга ва ўтиш жараёнининг сифати билан кўрсатилган чегаралар орасидаги боғлиқликни аниқлашга асосланган.

Бу усул ўтиш жараёнининг тебранувчанлигини ва ростлаш вақтини етарли даражада тез аниқлашга имкон беради.

Қуйидаги характеристик тенгламани кўриб чиқамиз

$$C_0 p^n + C_1 p^{n-1} + ... + C_n = 0$$

Агар ўзгарувчи х ростланувчи катталик бўлса, қуйидаги тенглама билан ифодаланади:

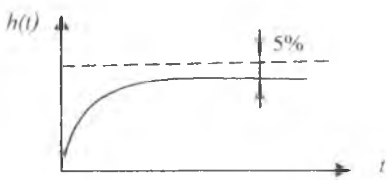
$$x(t)=\sum_{i=1}^{n} A_i e^{p_i t}$$

бу ерда P_i – (1.11)-характеристик тенгламани ифодалайди. i=1,2,3,…n – илдизлар.

Ростлаш вақти t_p ичида ўзгарувчи $x/t_p=1/m$ бўлганда ўзининг бошланғич қийматига тенглик шартини ёзиш талаб қилинади.

Бу ерда m бирорта бутун мусбат сон. m – кўпинча 20 га тенг қилиб олинади, шунда 1/m=1/20=5% бўлади(1.15а-расм).

Бу ҳолда характеристик тенглама турғунлик шартларинигина қаноатлантириб қолмайди.



1.15а-расм. Тизимнинг ўтиш графиги

Бу тенгламанинг илдизлари мавҳум ўқдан α - катталигидан кичик масофада бўлмаслиги керак.

α - катталиги t_p ва $1/m$ лар билан қуйидагича боғланган.

$$1/m = e^{-\alpha t_p}$$

Бу ифодани логарифмлаймиз - $\ln m = -\alpha t_p$, $\alpha = \dfrac{\ln m}{t_p}$

Шундай қилиб, мавҳум ўқ билан унга яқин жойлашган илдизлар орасидаги масофа $\dfrac{\ln m}{t_p}$ ростлаш вақтидан катта бўлмаслиги зарур.

Текшириш учун янги ўзгарувчи киритамиз: $z = p + \dfrac{\ln m}{t_p}$ ва қуйидаги шарт бажарилишини кўриб чиқамиз. $1/m = e^{-\alpha t}$

Янги ўзгарувчи z – учун мавҳум ўқ P – текислигида $\ln m / t_p$ катталикда чапга сурилган бўлади, у ҳолда характеристик тенглама қуйидаги кўринишда бўлади.

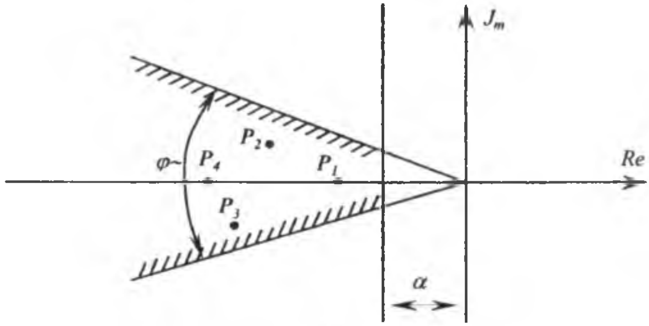
$$C_0\left(z - \frac{\ln m}{t_p}\right)^n + C_1\left(z - \frac{\ln m}{t_p}\right)^{n-1} + \ldots + C_n = 0. \qquad (1.12)$$

Охирги тенгламадаги ҳар бир айирманинг даражаси даражали қаторга ёйилиши мумкин:

$$\left(z - \frac{\ln m}{t_p}\right) = z^n - nz^{n-1}\frac{\ln m}{t_p} + \frac{n(n-1)}{2!}z^{n-2}\left(\frac{\ln m}{t_p}\right)^2 - \qquad (1.13)$$
$$-\frac{n(n-1)(n-2)}{3!}z^{n-3}\left(\frac{\ln m}{t_p}\right)^3 + \ldots + (-1)^n\left(\frac{\ln m}{t_p}\right)^n$$

Агар (1.12) – тенглама учун (1.13) – қаторга ёйиш шартини ҳисобга олган ҳолда турғунлик шарти бажарилса, тизимнинг ростлаш вақти t_p дан катта бўлмайди.

Бу усулнинг геометрик шарҳи қуйидагича.



$\cos\varphi$ катталиги тизимнинг сўниш коэффициенти дейилади. Бу катталик қанча кичик бўлса, тизим шунчалик тебранишларга мойил бўлади. α катталиги эса турғунлик даражасини аниқлайди.

1.5.4. Интеграл тавсифлар асосида ростлаш жараёнининг сифат таҳлили

Бу усул асосида идеал тизимга нисбатан реал тизимларда ўтаётган ўтиш жараёнининг четланишини тавсифловчи интеграл кўрсаткичлар ётади.

Идеаллаштирилган ўтиш жараёни сифатида поғонали ёки экспоненциал ўтиш жараёнлари олинади.

Интеграл кўрсаткичлар ёки интеграл баҳолаш ростланаётган катталикларнинг берилган қийматидан олинган хусусий интегрални аниқлайди.

Қуйидаги 3 та интеграл баҳолаш кўп қўлланилади:

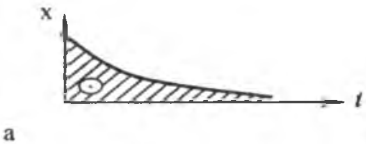
$$J_1 = \int_0^\infty x dt\,,\ J_2 = \int_0^\infty x^2 dt\,,\ J_3 = \int_0^\infty \left[x^2 + \tau^2 (x^1)^2\right] dt$$

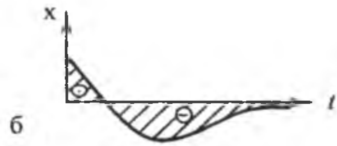
x=x(t) – ростланаётган катталикнинг берилган қийматдан четланиш функцияси. τ – вақт ўлчовига эга бўлган катталик.

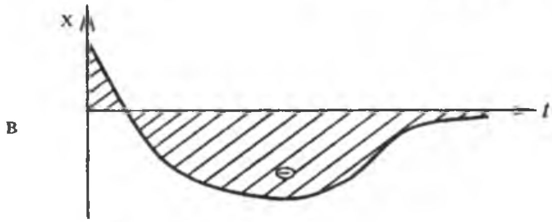
Қуйида келтирилган интеграл баҳолашни таҳлил қиламиз:

Ўтиш жараёни монотон характерга эга бўлганда J_l баҳолаш қўлланилади (а-расм). J_l – қанчалик кичик бўлса, жараён шунча яхши бўлади.

J_l баҳолаш тебранма ўтиш жараёнлари учун қўлланилса, нотўғри натижа беради (б-расм).







Тебранма ўтиш жараёнларининг сифатини баҳолаш учун J_2 баҳолашдан фойдаланиш керак (б-расм).

J_2 ни қўллашда жуда ҳам эҳтиёт бўлиш керак, чунки аниқ доимий вақтли ўтиш жараёнларига нисбатан кучли тебранма ўтиш жараёнлари ҳоллари бўлиши мумкин, у ҳолда сифатни J_2 орқали ифодалаш мумкин.

J_2 ўтиш жараёнининг равонлигини акс эттирмайди, шунинг учун J_2 баҳолашда ўтиш жараёнининг равон ўтишини ҳисобга олувчи баъзи бир параметрларни қўшиш зарурати туғилади. J_3 баҳолаш ўтиш жараёнининг равон ўтишини ҳисобга олади.

J_3 баҳолашга мувофиқ идеаллаштирилган ўтиш жараёни қилиб поғонали функция эмас, балки экспоненциал функция олинади.

1.5.5. Ўтиш жараёнини қуришнинг частотали усули

Автоматик тизимларнинг сифатини таҳлил қилишда бу усул кенг қўлланилади.

Бизга ўнг ва ноль қутблари бўлмаган тизимнинг узатиш функцияси $W(p)$ берилган бўлсин. Бу тизимнинг вазн функциясини аниқлаш учун Фурьенинг тескари алмаштиришидан фойдаланиш мумкин.

$$\omega(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega)e^{j\omega t}\,d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega)(\cos\omega t + \sin\omega t)d\omega \qquad (1.14)$$

(1.14)– тенгламани қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\omega(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty \mathrm{Re}\,W(j\omega)\cos\omega t d\omega-\frac{1}{\pi}\int_0^\infty J_m W(j\omega)\sin\omega t d\omega` \quad (1.15)$$

t<0 бўлганда, вазн функцияси нольга тенг бўлишини ва $\sin\omega t$ тоқ функция эканлигини ҳисобга олиб, (1.15) тенгламани қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\omega(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty \mathrm{Re}\,W(j\omega)\cos\omega t d\omega+\frac{1}{\pi}\int_0^\infty J_m \sin\omega t d\omega=0` \quad (1.16)$$

(1.14)– тенгламадан

$$\mathrm{Re}\,W(j\omega)\cos\omega t=-J_m W(j\omega)\sin\omega t \quad (1.17)$$

(1.14)ва (1.17) – тенгламалар асосида ёзишимиз мумкин.

$$\left.\begin{aligned}\omega(t)&=\frac{2}{\pi}\int_0^\infty \mathrm{Re}\,W(j\omega)\cos\omega t d\omega\\ \omega(t)&=-\frac{2}{\pi}\int_0^\infty J_m W(j\omega)\sin\omega t d\omega\end{aligned}\right\} \quad (1.18)$$

Агар тизимнинг киришига бирлик поғонали функция таъсир қилаётган бўлса, ўтиш функцияси *h(t)* ни қуйидагича ифодалаш мумкин:

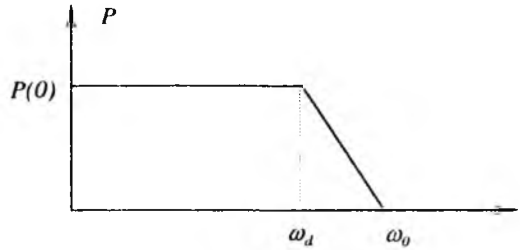
$$\begin{aligned}h(t)&=\int_0^t \omega(t)dt=\int_0^t\left[\frac{2}{\pi}\int_0^t \mathrm{Re}\,W(j\omega)\cos\omega t d\omega\right]dt=\\ &=\frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{P(\omega)\sin\omega t}{\omega}d\omega\end{aligned} \quad (1.19)$$

P(ω) – туташ тизимнинг ҳақиқий частота тавсифи.

(1.19) – тенглама автоматик тизимларнинг сифат таҳлилида асос қилиб олинади. (1.19) – тенглама асосида ўтиш жараёнини қуришнинг трапеция усули ёки В.В.Солодовниковнинг *h* функция усулини кўриб чиқамиз.

Бу усулга асосан бошлағич ҳақиқий частота тавсифи типик трапецияларга бўлинади ва Солодовниковнинг h – функция жадвали бўйича ҳар бир трапеция учун ўтиш жараёни қурилади ва типик ўтиш функцияларини алгебраик қўшиш йўли билан изланаётган ўтиш жараёни ҳосил қилинади.

Фараз қиламиз, туташ тизимнинг ҳақиқий частота тавсифи қуйидагича:



бу ерда ω_0 – тизимнинг ўтказиш йўли, ω_d – тизимнинг бир текис ўтказиш йўли.

Ўтиш функцияси қуйидаги ифода билан аниқланади.

$$h(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\omega d}\frac{P_0 \sin \omega t}{\omega}d\omega + \frac{2}{\pi}\int_{\omega d}^{\omega_0}\frac{a - b_\omega}{\omega}\sin t d\omega$$

Охирги тенгламада a ва b ни қуйидагича аниқлаш мумкин:

$$a = P(0)\cdot\frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_1} = P(0)\frac{1}{1-\lambda}; \quad \lambda = \frac{\omega_d}{\omega_0}$$

$$b = \frac{P(0)}{\omega}\cdot\frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_1} = \frac{P(0)}{\omega}\cdot\frac{1}{1-\lambda}; \quad 0 \le \lambda \le 1$$

Қабул қилинган белгилашни ҳисобга олиб, $P(0)=1$ учун охирги ифодани интеграллаймиз

$$h_\lambda(t) = \frac{2}{\pi}\cdot\frac{1}{1-\lambda}\left[si\tau - \lambda si\tau + \frac{\cos\tau - \cos\tau}{\tau}\right]$$

бу ерда

$$si\tau = \int_0^\infty \frac{\sin \omega t}{\omega}d\omega \qquad \text{– интеграл синус}$$

$$\tau = \omega_0 \cdot t$$

Охирги ифода бирлик трапеция учун ўтиш функциясини тасвирлайди ва у вақтга нисбатан ўлчамсиздир. Қуйидаги тенгламалар орқали ўлчамли вақт ва модулга ўтиш мумкин:

$$h(t) = h_\lambda(\tau)\cdot P(0); \qquad t = \frac{\tau}{\omega_0}$$

Ҳақиқий частота тавсифининг ва уларга мос келадиган ўтиш жараёнининг асосий хоссаларини кўриб чиқамиз:

1) Чизиқли хоссаси: агар ҳақиқий частота тавсифини йиғинди ҳолда ифодалаш мумкин бўлса, у ҳолда

$$\left.\begin{aligned} P(\omega) &= \sum_{i=1}^{n} P_i(\omega) \\ h_i(t) &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{P_i(\omega)}{\omega}\sin\omega t d\omega \end{aligned}\right\} \quad (1.20)$$

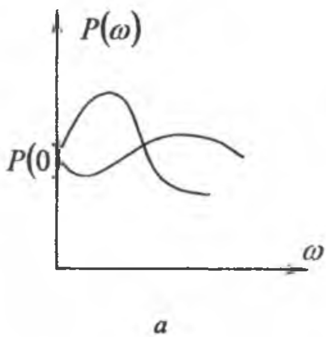
Ўтиш жараёнини ҳам йиғинди ҳолда ифодалаш мумкин:

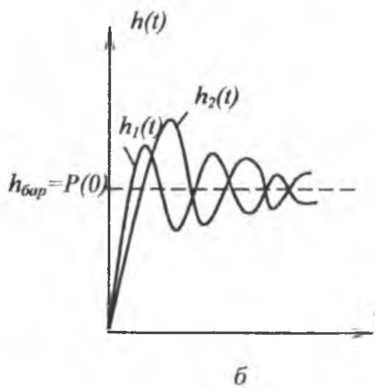
$$h(t) = \sum_{i=1}^{n} R_i(t) \quad (1.21)$$

2) ордината ўқи бўйича $P(\omega)$ ва $h(t)$ масштабининг мос келиши. Агар $P(\omega)$ ни доимий кўпайтувчи a га кўпайтирилса, $h(t)$ нинг мос қийматлари ҳам a кўпайтувчига кўпаяди.

3) $P(\omega)$ ва $h(t)$ нинг абсцисса ўқи бўйича масштабларининг мос келиши.

Агар аргумент ω частота тавсифининг мос ифодаси доимий сонга кўпайтирилса, у ҳолда аргумент ўтиш жараёнига мос келадиган ифодада шу сонга бўлинади (1.16-расм а ва б).





1.16-расм.

4) Ҳақиқий частота тавсифининг бошланғич қиймати ўтиш тавсифининг охирги қийматига тенг:

$$\lim_{\omega\to 0} P(\omega) = \lim_{\omega\to\infty} x(t) = \lim_{\omega\to 0} h(t)$$

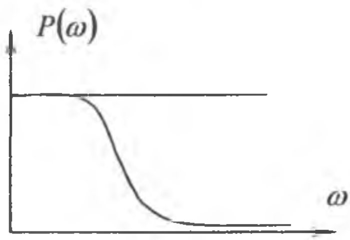
Мавҳум частота тавсифининг бошланғич қиймати

$$Q(0)=0$$

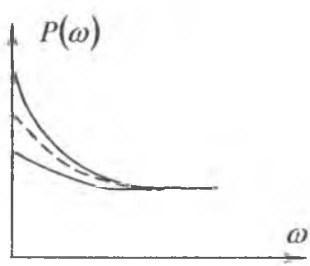
5) Ҳақиқий частота тавсифининг охирги қиймати ўтиш тавсифи оригиналининг бошланғич қийматига тенг:

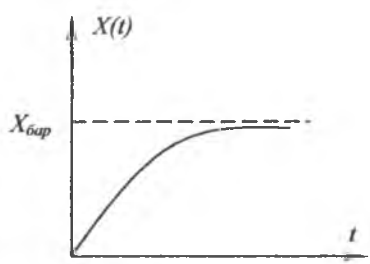
$$\lim_{t\to 0} P(0) = \lim_{t\to\infty} x(t) = \lim_{t\to 0} h(t)$$

6) Тизим ўтиш тавсифининг ўта ростланиши 18% дан ошмаслиги учун $(\sigma \le 18\%)$ ҳақиқий частота тавсифи частотанинг мусбат ўсиб бормайдиган функцияси бўлиши керак, яъни $t(\omega)>0$ да $\frac{dp(\omega)}{d\omega} \le 0$ бўлиши керак



7) Ўтиш жараёнининг монотон бўлиш шарти.





$$P(\omega) > 0 \text{ да } \left|\frac{dP}{d\omega}\right| < 0$$

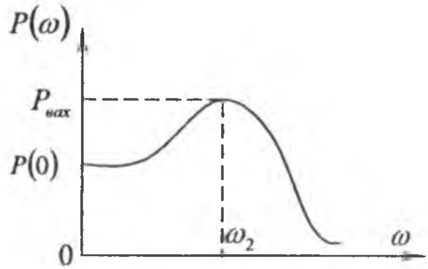
Ўтиш жараёни монотон характерга эга бўлиши учун, унга мос келадиган ҳақиқий частота тавсифи мусбат ва частотанинг функцияси бўлиши ҳамда унинг ҳосиласи манфий ва абсолют қиймати камайиб борувчи бўлиши керак, яъни

$$P(\omega) > 0 \qquad \left|\frac{dP(\omega)}{d\omega}\right| < 0$$

8) Ўтиш жараёнининг ўта ростланиши энг катта қийматини ҳақиқий частота тавсифининг максимуми бўйича топиш

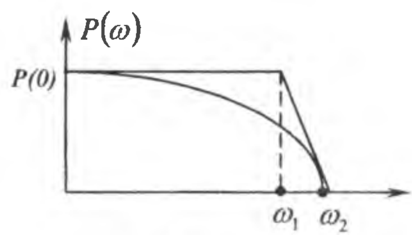
$$\sigma_{max} = [1.18P_{max} - P(0)]/P(0)$$

бу ерда $P_{max} - P(\omega)$ нинг максимал қиймати, $P(0) - P(\omega)$ нинг бошланғич қиймати;



9) Агар ҳақиқий частота тавсифи трапеция кўринишига яқин бўлса, уни частоталар доираси ω_2 ва нишаблик коэффициенти $\chi = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ орқали аппроксимация қилиш мумкин.

Бунда $\frac{\pi}{\omega_2} < t_p \frac{4\pi}{\omega_2}$ агар *P(ω)* максимумга эга бўлса, $\frac{3\pi}{\omega_2} < t_p \frac{8\pi}{\omega_2}$ бўлади.



1.6. Типик звенолариинг таснифи ва асосий тавсифи

Бошқариш вазифалари нуқтаи назаридан автоматик тизимлар ва уларнинг таркибий звенолари ўзларининг статик ва динамик тавсифларига кўра таснифланади. Бундай тасниф чиқиш ва кириш катталикларининг турғунлашмаган режимда вақт функциясидаги боғланишига асосланган. Тадқиқ қилинаётган автоматик тизимнинг динамик тавсифлари олдиндан маълум бўлган ва бир-бири билан боғланган элементар (ёки типик) звенолар шаклида келтирилади. Қуйидаги учта талабни қаноатлантирадиган звено шартли равишда элементар звено дейилади: 1) звенонинг дифференциал тенгламаси иккинчи тартибдан юқори бўлмаслиги шарт; 2) звено детекторлаш қобилиятига эга бўлиб, сигналларни бир йўналишда – киришдан чиқишга томон ўтказиши керак; 3) звенога бошқа звенолар уланганда, у ўзининг динамик хусусиятларини ўзгартирмаслиги лозим.

Элементар звеноларнинг тавсифларини таҳлил қилиш учун стандарт шаклда ёзилган динамик тенгламалар ишлатилади. Звеноларнинг таҳлили қириш таъсири бирламчи бўлганда ўтиш тавсифи бўйича, киришга гармоник синов таъсир кўрсатилганда эса частота тавсифи бўйича ўтказилади.

Кучайтирувчи звено. Агар звено тизимга кечикиш ва бошқа хатолар киритмай фақат киришга берилган сигналнинг масштабини ўзгартирса, бу звено кучайтирувчи (идеал, инерциясиз, пропорционал) звено дейилади. У статиканинг алгебраик тенгламаси орқали ифодаланади:

$$y = Kx,$$

бунда y – звенонинг чиқиш катталиги; K – звенонинг кучланиш коэффициенти; x – звенонинг кириш катталиги.

Кучайтирувчи звено динамикасининг тенгламаси:

$$y(t) = Kx(t)$$

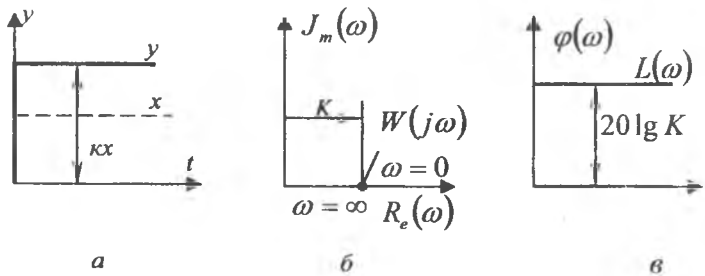
Звенонинг узатиш функцияси:

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = K$$

Охирги ифодада P оператор ўрнига $j\omega$ ни қўйсак, звенонинг амплитуда-фаза тавсифи келиб чиқади:

$$W(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = K.$$

Кучайтирувчи звено берилган сигналларга фаза силжишларини киритмайди ва барча частотали сигналларни равон ўтказади. *АФТ* нинг годографи (1.17-расм) комплекс текисликдаги ҳақиқий ўқда бошланғич координаталардан К масофага кечиккан нуқта билан ифодаланади. Звенонинг $A(\omega)$ амплитуда-частота тавсифи частоталар ўқидан $A(\omega) = K$ миқдорга кечиккан тўғри чизиқдир. *Ф(W)=0* фаза-частота тавсиф фаза силжишларнинг (олдинга кетиш ёки кечикиш) йўқлигини билдиради. Амалда частотанинг чексизликка интилган ҳар бир қийматида исталган реал кучайтирувчи звенонинг кучайтириш коэффициенти нольгача камайиб кетади.



1.17-расм. Кучайтириш звеносининг тавсифи:
а – югуриш эгри чизиғи; б – амплитуда-фаза тавсифи;
в – логарифмик частота тавсифлари

Звенонинг логарифмик амплитуда-частота тавсифи қуйидаги ифодадан аниқланади:

$$L(\omega) = 20\lg|W(j\omega)| = 20\lg A(\omega) = \lg A(\omega) = 20\lg K.$$

Ушбу звенонинг фазаси минимал қийматга эга ёки нольга тенг; бу звено минимал фазалидир. Кучланиш коэффициенти *K* чизиқли звено учун доимий, чизиқли бўлмаган звено учун эса ўзгарувчандир.

Биринчи тартибли нодаврий звено. Баъзан нодаврий звено инерцион звено дейилади. Нодаврий звенолар учун чиқиш ва кириш катталикларини боғловчи тенглама биринчи тартибли дифференциал тенгламадан иборат:

$$T\frac{dy}{dt}+y=Kx, \qquad (1.22)$$

бу ерда T – звенонинг вақт доимийси; K – звенонинг кучланиш коэффициенти.

Бошланғич шартларнинг ноль қийматида (1.22) тенгламани ечсак, қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$y=Kx(1-e^{\frac{t}{T}});$$

t – ўтаётган вақт.

Агар ноль қийматли бошланғич шартларда (1.22) тенгламага Лаплас алмаштириши қўлланилса, оператор шаклида ёзилган қуйидаги тенглама ҳосил бўлади:

$$(T_p+1)\cdot y(p)=Kx(p).$$

Бу оператор тенглама асосида биринчи тартибли нодаврий звенонинг узатиш функциясини ёзишимиз мумкин:

$$W(p)=\frac{y(p)}{x(p)}=\frac{K}{T_p+1}. \qquad (1.23)$$

Лаплас тескари алмаштириши ёрдамида (1.23) ифодадан ўтиш функциясини топиш мумкин:

$$h(t)=L^{-1}\left[\frac{K}{T_p+1}\cdot\frac{1}{p}\right]=K\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)\cdot 1(t);$$

бунда $1\ (t)$ – поғонали ғалаёнловчи таъсир.

Кўрилаётган звенонинг амплитуда-фаза тавсифи (1.18) ифодадаги P операторни $j\omega$ қийматга алмаштириш йўли билан аниқланади:

$$W(j\omega)-\frac{K}{1+j\omega T}. \qquad (1.24)$$

Аниқланган ҳақиқий ва мавҳум қисмларининг қийматлари қуйидаги кўринишга эга:

$$\mathrm{Re}(\omega)=\frac{K}{1+\omega^2T^2};$$

$$Jm(\omega)=\frac{K\omega T}{1+\omega^2T^2}.$$

Инерцион звенонинг амплитуда-частота тавсифи:

$$A(\omega)=\sqrt{\mathrm{Re}^2(\omega)+Jm^2(\omega)}=\frac{K}{1+\omega^2T^2}.$$

Шу звенонинг фаза-частота тавсифи:

$$\varphi(\omega)=arctg\frac{Jm(\omega)}{\mathrm{Re}(\omega)}=-arctg\omega T.$$

Частота нольга интилганда

$$A(\omega)\to K;\quad \varphi(\omega)\to 0;\quad Jm(\omega)\to 0;\quad \mathrm{Re}(\omega)\to 0.$$

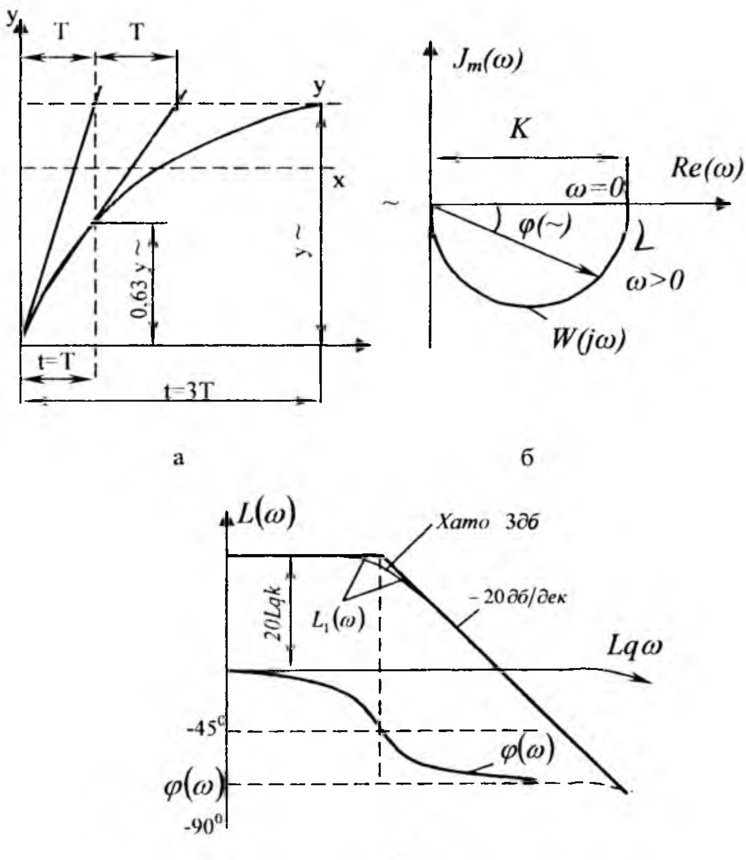
Частота чексизликка интилганда эса

$$A(\omega)\to 0;\quad \varphi(\omega)\to -\frac{\pi}{2};\quad Jm(\omega)\to 0;\quad \mathrm{Re}(\omega)\to 0$$

Звенонинг комплекс текисликда тасвирланган амплитуда-фаза тавсифининг (1.18-расм) диаметри звенонинг K кучланиш коэффициентига тенг ярим айланадан иборат. Инерцион звенонинг тарқалиш эгри чизиғи экспонентадан иборат. Унинг хусусияти шундаки, T вақт доимийсини уринманинг чиқиш катталиги X_∞ турғунлашган қийматининг чизиғига проекцияси ва уринманинг $У_\infty$ чизиғи кесишган нуқтаси оралиғидаги кесма каби топиш мумкин. Биринчи тартибли нодаврий звенолар тарқалиш эгри чизиғининг исталган нуқтасига ўтказилган уринмалар чиқиш катталигининг турғунлашган қиймати чизиғидан бир хил Т кесмаларни кесиб ўтади. t=Т вақтдаги чиқиш координатаси 63% га ўзгаради:

$$t = T \text{ бўлганда } X = 0{,}63X_\infty.$$

Агар $t\to\infty$ бўлса, чиқиш параметрининг қиймати кириш параметрининг қийматига интилади $(y\to x)$, яъни чиқиш катталиги кириш сигнали таъсирида чексиз вақт мобайнида кириш катталиги билан тенглашишга интилади. Амалда ўткинчи жараённинг вақти $T\approx 3T$ деб қабул қилинади, чунки уч доимийликка тенг вақт давомида тарқалиш эгри чизиғи чиқиш катталигининг янги, турғунлашган Y_∞ тўғри чизиғига қўшилиб кетади. $T\to\infty$ даги турғунлашган режим учун (1.22) ифодадан $y=K_x$ эканлиги келиб чиқади. Бу демак, ўтиш жараёни тугагач, биринчи тартибли нодаврий звено кучайтирувчи звено каби ишлайди.



1.18 – расм. Биринчи тартибли нодаврий звено тавсифлари: а – югуриш эгри чизиги; б – амплитуда-фаза тавсифи; в – логарифмик частота тавсифлари

Қурилаётган звенонинг ЛАЧТ ини қурамиз. Бунинг учун амплитуданинг децибелдаги функциясини аниқлаймиз:

$$L(\omega) = 20\lg A(\omega) = 20\lg\left|\frac{K}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\right| = 20\lg K - 20\lg(1+\omega^2T^2)^{1/2} \qquad (1.25)$$

Иккинчи чегарали ҳолларни кўриб ўтамиз:

а) $\omega < \dfrac{1}{T}$ ва $(\omega T)^2 << 1$ даги кичик частоталарда

$$L(\omega) = 20\lg K - 20\lg \approx 20\lg K;$$

б) $\omega > \dfrac{1}{T}$ ва $(\omega T)^2 >> 1$ даги кичик частоталарда

$$L(\omega) \approx 20\lg K - 20\lg \omega T;$$

Демак, кичик частоталар соҳасида $L(\omega)$ функция абсцисса ўқига параллел ва ундан $20lgK$ масофага кечиккан тўғри чизиқ (асимптота) орқали аппроксимация қилинади. Иккинчи, частоталари юқори соҳада тавсиф ω частотага боғлиқ. Частотанинг бир декададаги орттирмасини $\omega_2 = 10\omega_1$ деб фараз қиламиз. У ҳолда децибел бирлигида ўлчанадиган амплитуда қуйидаги катталикка ўзгаради.

$$\Delta L = L(10\omega_1) - L(L(\omega_1)) = [20\lg K - 20\lg 10\omega_1 T] - [20\lg K - 20\lg \omega_1 T] =$$
$$= -20\lg \omega_1 T + 20\lg \omega_1 T = -20\lg 10 = -20 \text{ дб / дек}$$

Демак, бир декадага 20 децибел тўғри келадиган тескари оғишга эга бўлган тўғри чизиқдан иборат (частотанинг 1 декадага ортишида, амплитуда 20 дб га камаяди). Тўғри чизиқлар логарифмик тавсифнинг асимптоталари дейилади. Икки асимптотанинг туташиш нуқтасини аниқлаш мумкин:

$$20\lg K - 20\lg 1 = 20\lg K - 20\lg \omega_T T;$$

демак,

$$\omega_T = \frac{1}{T};$$

ω_T – туташиш частотаси дейилади.

Ушбу ҳолда бу частотанинг қиймати звенонинг вақт доимийсидан аниқланади. Логарифмик фаза-частота тавсифининг кўриниши:

$$\varphi(\omega_T) = -arctg\omega T,$$

туташ частота учун:

$$\varphi(\omega) = -arctg(\omega_T / \omega_T) = -arctg 1 = 45^0$$

Кўрилаётган звено минимал фазалидир

Интегралловчи звено. Чиқиш катталиги кириш катталигига боғлиқ бўлмаган, лекин чиқиш координата ўзгаришининг тезлиги звено киришидаги сигналга мутаносиб бўлган звено интегралловчи звено дейилади. Унинг тавсифи қуйидагича:

$$\frac{dy}{dt} = Kx\,. \tag{1.26}$$

Бу ерда K – звенонинг кучайтириш коэффициенти ва унинг вақт доимийси нисбатига тенг звенонинг тарқалиш тезлиги.

(1.26) ифодани интеграллаб ўтиш жараёни тенгламасини ҳосил қиламиз:

$$y = K\int_0^t x dt \tag{1.27}$$

(1.27) ифодадан чиқиш катталиги кириш катталигининг интегралига пропорционал эканлиги келиб чиқади. (1.26) ифодага Лаплас алмаштиришини қўлласак, интегралловчи звенонинг тенгламасини оператор шаклида ҳосил қиламиз (нольлик бошланғич шартларда):

$$y = \left(\frac{K}{p}\right)xp$$

Кўрилаётган элементар звенонинг узатиш функцияси:

$$W(p)\frac{y(p)}{x(p)} = \frac{K}{p} \tag{1.28}$$

(1.28) ифодадаги Р операторни $j\omega$ билан алмаштирсак, звенонинг амплитуда-фаза тавсифи келиб чиқади:

$$W(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{K}{j\omega} = \frac{K}{\omega}e^{-j\frac{\pi}{2}}\,. \tag{1.29}$$

(1.29) ифодадан амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифларининг тенгламалари топилади:

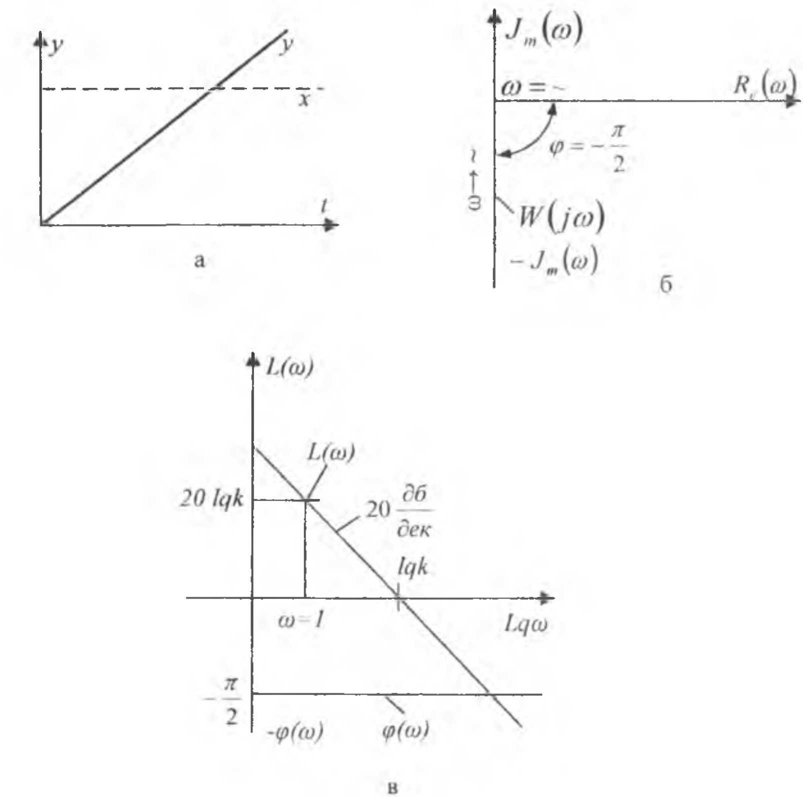
$$A(\omega)\frac{K}{\omega}; \tag{1.30}$$

(1.28) ифодадаги Р операторни $j\omega$ билан алмаштирсак, звенонинг амплитуда-фаза тавсифи келиб чиқади:

$$W(j\omega)=\frac{y(j\omega)}{x(j\omega)}=\frac{K}{j\omega}=\frac{K}{\omega}e^{-j\frac{\pi}{2}}. \qquad (1.29)$$

(1.29) **ифодадан** амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифларининг тенгламалари топилади:

$$A(\omega)\frac{K}{\omega}; \qquad (1.30)$$



1.19-расм. Интегралловчи звено тавсифи:
а – югуриш эгри чизиги; б – амплитуда-фаза тавсифи; в – логарифмик частота тавсифи.

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} \qquad (1.31)$$

(1.30) ва (1.31) тенгламалардан қуйидагича хулоса келиб чиқади: частота чексизликка интилганда *АЧХ→0* бўлиб, $A(\omega)\to\infty$ интегралловчи звено ҳосил қилган фазалар силжиши доимий бўлади ва у ω га боғлиқ эмас.

Комплекс текисликда интегралловчи звенонинг амплитуда-фаза тавсифи комплекс текисликнинг манфий ярим ўқига мос келадиган вектор орқали ифодаланади ва чексизликдан (ω=0 бўлса) нольгача (ω=∞) ўзгаради. (1.27) тенглама асосида звенонинг ЛАЧТ нинг ифодасини ёзиш мумкин:

$$L(\omega) = 20\lg A(\omega) = 20\left|\lg K\right| - 20\lg\omega \qquad (1.32)$$

Агар (1.20) ва (1.32) ифодаларни солиштирсак, уларнинг ўхшашлигини кўрамиз. Демак, ЛАЧТ нинг асимптотаси 20 дб/с га тенг манфий оғишли абсциссалар ўқидаги $\omega=K$ частотага мос бўлган нуқтасидан ўтадиган тўғри чизиқдан иборат. Логарифмик фаза-частота тавсифи (1.31) ифодадаги частотага боғлиқ эмас. Интегралловчи звено минимал фазалидир. Унинг тавсифи 1.19-расмда келтирилган.

Дифференциалловчи звено. Чиқиш катталиги кириш параметрининг ўзгариш тезлигига пропорционал бўлган звено дифференциалловчи звено дейилади. Бу идеал дифференциалловчи звенонинг хусусиятлари

$$y = K\frac{dx}{dt} \qquad (1.33)$$

тенглама орқали тавсифланади.

Нольли бошланғич шартларда (1.33) ифодага Лаплас алмаштиришини қўлласак, бу тенгламанинг оператор шаклини ҳосил қиламиз:

$$y(p) = KP_x(p) \qquad (1.34)$$

Звенонинг узатиш функцияси қуйидагича аниқланади:

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = KP;$$

амплитуда-фаза тавсифи эса

$$W(j\omega) = K(j\omega) = K\omega e^{\frac{\pi}{2}}.$$

Маълумки, амплитуда-частота тавсифи

$$A(\omega) = K\omega \tag{1.35}$$

частотага пропорционал равишда ўзгаради; фаза-частота тавсифи эса

$$\varphi(\omega) + \frac{\pi}{2} \tag{1.36}$$

кириш сигнали частотасининг ўзгаришига боғлиқ эмас. (1.36) ифодадан қуйидаги хулоса келиб чиқади: дифференциалловчи звено ўзининг чиқишида кириш катталигидан $+\frac{\pi}{2}$ бурчакка тенг ўзишни ҳосил қилади. Қўрилаётган звено учун $y(t) = K\frac{d[1(t)]}{dt} = \infty$

Лаплас тескари алмаштиришидан фойдаланилса,

$$y(t) = \frac{K}{T}e^{-\frac{1}{T}}.$$

Бу звено кириш катталигининг сакрашсимон ўзгаришида чиқиш сигналининг бир онда чексизликкача ўсиб, шу заҳоти нольга тушиб кетиши билан таърифланади. Ҳақиқатда эса звеноларда бундай ҳолатни амалга ошириб бўлмайди.

Дифференциалловчи звенонинг ЛАЧТ ни қурамиз:

$$L(\omega) = 20\lg A(\omega) = 20\lg K\omega \tag{1.37}$$

(1.37) ифодадан логарифмик амплитуда-частота тавсифи +20 дб/дек га тенг мусбат оғишли ва абсциссалар ўқини $\omega_T = K$ нуқтада кесиб ўтувчи тўғри чизиқдан иборат эканлиги келиб чиқади. Агар $K=1$ бўлса, тўғри чизиқ координаталар бошидан ўтади $(\lg\omega_T = 0)$.

(1.26) ифодадан маълумки, ФЧХ абсциссалар ўқига параллел ва ундан $\frac{\pi}{2}$ масофага орқада қолган тўғри чизиқдан иборат.

Реал дифференциалловчи звенолар динамикасининг умумий тенгламаси қуйидагича:

$$T\frac{dy}{dt} + y = K\frac{dx}{dt} \tag{1.38}$$

Бошланғич шартлар нольга тенг бўлганда бу тенгламанинг оператор шаклидаги кўриниши қуйидагича бўлади:

$$(T_p+1)\cdot y(p)=Kpx(p).$$

Бундан реал дифференциалловчи звеноларнинг узатиш функцияси келиб чиқади:

$$W(p)=\frac{K\cdot p}{1+T_p};$$

амплитуда-фаза тавсифи эса:

$$W(j\omega)=\frac{j\omega K}{1+j\omega K}=\frac{K\omega}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}e^{j\left(\frac{\pi}{2}-arctg\,\omega T\right)}$$

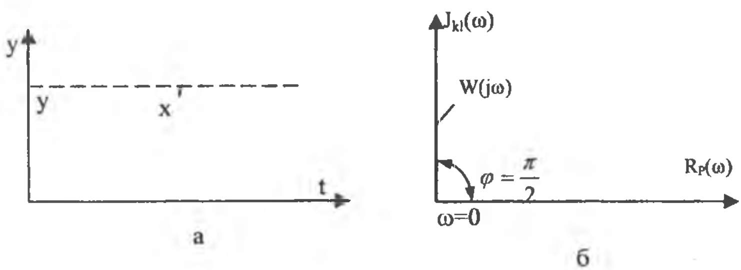
Охирги тенгламалардан, реал дифференциалловчи звено бир-бирига кетма-кет уланган идеал дифференциалловчи ва нодаврий звенолардан иборат деган хулоса чиқариш мумкин.

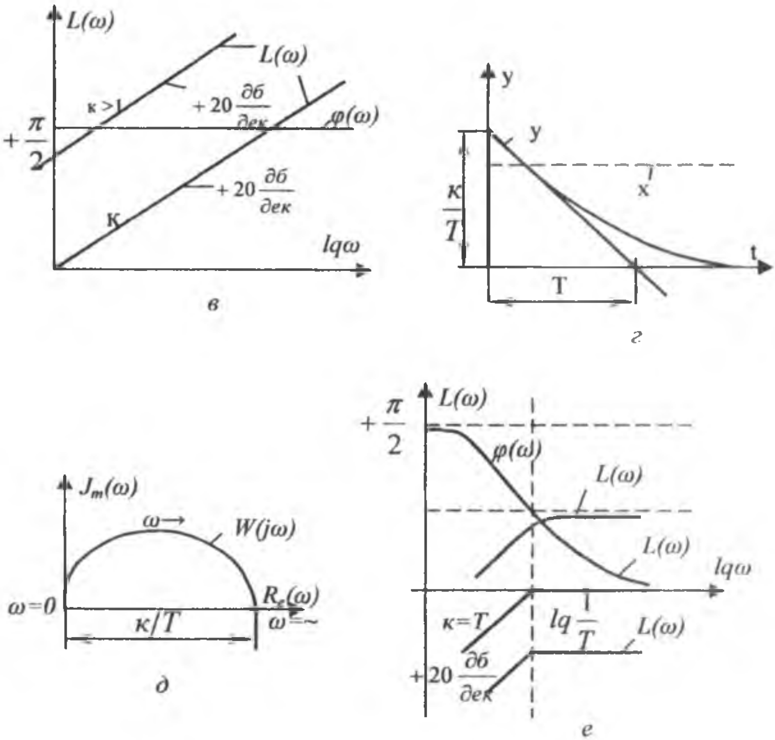
(1.38) динамика тенгламасининг ечими қуйидагича:

$$y(t)=\frac{K}{T}xe^{-\frac{t}{T}}$$

Реал дифференциалловчи звенонинг киришига сакрашсимон ғалаёнловчи таъсир кўрсатилса, чиқиш катталиги вақтнинг дастлабки даврида $\frac{K}{T}$ қийматга эга бўлади, кейин $t\to\infty$ да нольга айланади.

Реал дифференциалловчи звенонинг $A(\omega)$ амплитуда-частота ва $\varphi(\omega)$ фаза-частота тавсифларининг тенгламалари қуйидагича:





1.20-расм. Идеал (а,б,в) ва реал (г,д,е) дифференциалланувчи звенонинг тавсифлари:
а – идеал дифференциаллувчи звенонинг югуриш эгри чизиги; б – идеал дифференциаллувчи звенонинг АФТ; в – идеал дифференциаллувчи звенонинг логарифмик частота тавсифлари; г – реал дифференциаллувчи звенонинг югуриш эгри чизиги; д – реал дифференциаллувчи звенонинг АФТ; е – реал дифференциаллувчи звенонинг логарифм частота тавсифлари.

1.20-расмда реал ва идеал дифференциалловчи ззеноларнинг тавсифлари тасвирланган.

Иккала звено ҳам минимал фазали тизимлар синфига киради.

Тебранма звено. Тебранма звеноларнинг чиқиш ва кириш катталиклари ўртасидаги боғланиш иккинчи тартибли дифференциал тенгламалар орқали аниқланади:

$$T_1^2\frac{d^2y}{dt^2}\pm T_2\frac{dy}{dt}+y=kx \tag{1.39}$$

бунда T_1 – тебранма звенонинг вақт доимийси.

T_2 – ўтиш жараёнининг сўниш вақт доимийси.

T_1 ва T_2 вақт доимийлари сўниш нисбий коэффициенти орқали ўзаро боғланган:

$$T_2=2\xi T_1$$

Бошланғич шартлар нольга тенг бўлганда, (1.39) ифодадан Лаплас алмаштириши орқали топилган оператор тенглама ўринлидир:

$$\left(T_1^2p^2\pm T_2R+1\right)\cdot y(p)=K_x(p) \tag{1.40}$$

Шунга мувофиқ звенонинг узатиш функцияси:

$$W(p)=\frac{K}{T_1^2p^2+T_2p+1}. \tag{1.41}$$

Энди тебранма звенонинг амплитуда-фаза тавсифини ифодалаш мумкин:

$$W(j\omega)=\frac{K}{(j\omega)^2T_1^2\mp(j\omega)T_2+1}=\frac{K}{\sqrt{(1-\omega^2T^2)^2+\omega^2T_2^2}}e-$$

$$-jarctg\frac{\omega T_2}{T-\omega^2T_1^2}$$

Амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифларига ўтсак. қуйидаги муносабатларга эга бўламиз:

$$A(\omega)=\frac{K}{\sqrt{(1-\omega^2T_1^2)^2+\omega^2T_2^2}}; \tag{1.42}$$

$$\varphi(\omega)=-arctg\frac{\omega T_2}{T-\omega^2T_1^2}. \tag{1.43}$$

Тебранма звенолар турғунлашган ёки турғунлашмаган бўлади. Звенонинг турғун ёки нотурғунлигини (1.39) дифференциал тенгламанинг чап томонидаги иккинчи қўшилувчининг ишораси таърифлайди. Агар ишора мусбат бўлса, тебранма звено турғун, манфий бўлса, нотурғун бўлади.

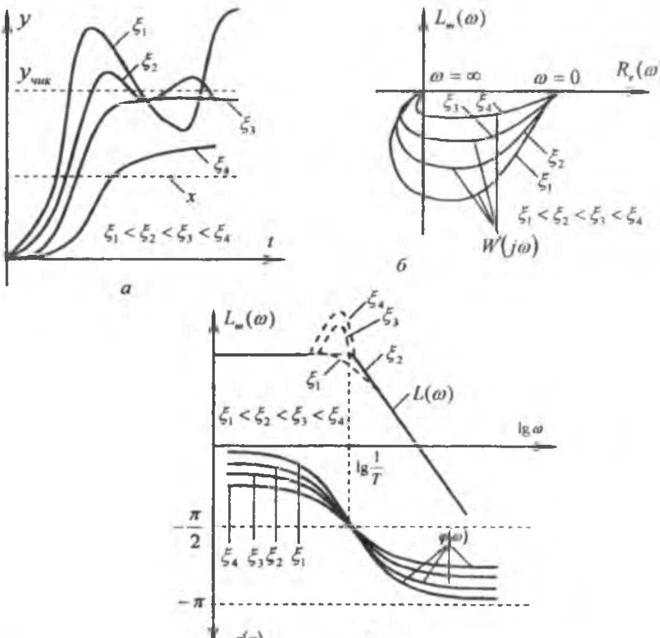
Ўтиш тавсифи (1.41) узатиш функциясидан аниқланиши мумкин, бунда Лаплас тескари алмаштиришини қўллаш лозим:

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{K}{p^2T_1^2 + 2\xi pT_1 + 1}\cdot\frac{1}{p}\right] = K\cdot\left[1 - e^{-\xi\frac{t}{T}}(\cos\omega t + \frac{\xi}{p}t\cdot\sin\omega_1 t)\right];$$

бунда

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{T} = \omega_0\sqrt{1-\xi^2}\,.$$

Тебранма звенонинг ўтиш жараёни эгри чизиғининг характери сўниш нисбий коэффициенти ξ нинг қийматига боғлиқ. Агар $\xi > 1$ бўлса, ўтиш жараёни нодаврий жараён хусусиятларига эга, агар ξ нольдан 1 гача ўзгарса, ўтиш жараёнининг характери тебранма сўнувчи бўлади. Сўниш коэффициенти $\xi = 0$ бўлса, звенонинг чиқишидаги тебранишлар сўнмайди. Нотурғун тебранма звенонинг сўниш коэффициенти манфийдир.



1.21–расм. Тебранма звенонинг тавсифлари:
а – югуриш эгри чизиғи; б – амплитуда-фаза тавсифи;
в – логарифмик частота тавсифлари

Частота $\omega = \frac{1}{T}$ бўлганда, АФТ нинг $W(j\omega)$ вектори мавҳум ўқ билан мос келади. Бундай частота резонанс частота дейилади. Частота 0 дан ∞ гача кучайтирилса, чиқиш тебранишлар фазаси π га яқинлашади. Дифференциал тенгламанинг тартибига мувофиқ тебранма звенонинг АФТ икки квадрантдан ўтади (1.21-расм).

Логарифмик тавсифларни тузишда (1.42) ва (1.43) ифодалардан фойдаланамиз:

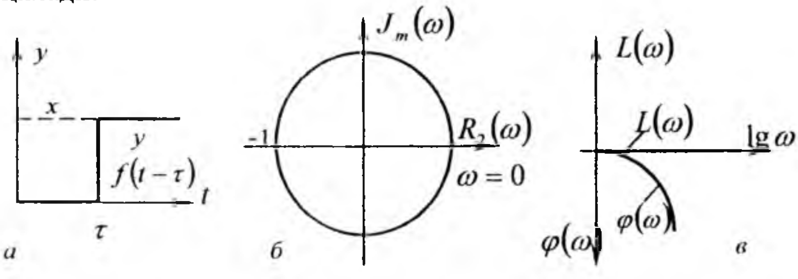
$$L(\omega) = 20\lg A(\omega) = 20\lg K - 20\lg\sqrt{(1-\omega^2T_2^2)^2 + (\omega T_2)^2};$$

$$\varphi(\omega) = -arctg\frac{\omega T^2}{1-\omega^2T_1^2}.$$

Кичик частоталар учун ω частотага эга бўлган катталикларнинг қиймати 1 га нисбатан кичик ва тақрибий бўлади, ω<<1 да $L(\omega)\approx 20lgK$ деб қабул қилиш мумкин. Частоталар катта бўлганда эса аксинча, 1 ва $(\omega T_2)^2$ га эга бўлган катталикларни эътиборга олмаса ҳам бўлади, у ҳолда:

$$L(\omega) \approx 20\lg K - 20\lg\omega^2T_2^2 = 20\lg K - 40\lg\omega T_2.$$

Демак, $\omega_T = \frac{1}{T_2}$ туташиш частотадан бошлаб бир декада қийматга эга бўлган асимптота оғиши 40 дб ни ҳосил қилади.



1.22-расм. Соф кечикиш звеносининг тавсифлари:
а – югуриш эгри чизиги; б – амплитуда-фаза тавсифи;
в – логарифмик частота тавсифлари

1.22-расмда минимал фазали тебранма звенонинг тавсифлари келтирилган. Тебранма звенолар потенциал ва кинетик энергияларни тўплаб энергия захираларини ўзаро алмаштиради. Алмаштириш жараёни энергиянинг бир турдан иккинчи турга ўтишидан иборат.

Соф кечикиш звеноси. Умумий ҳолда, агар фаза бўйича силжиш шу звено учун мумкин бўлган миқдордан ортиб кетса, звено номинал фазали ҳисобланади. Бундай звенолар қаторига соф кечикиш звеноси киради. Бу звенонинг моҳияти шундаки, у ўзининг чиқишида соф ёки транспорт кечикиш вақти деб аталадиган доимий τ кечикиш билан кириш сигналини хатосиз такрорлайди. Звенонинг хусусиятлари $y(t)=x(t-\tau)$ тенглама билан таърифланади. Бу тенгламанинг оператор шакли

$$y(p) = e^{-p\tau} x(p).$$

Звенонинг узатиш функцияси юқоридаги тенгламадан келиб чиқади:

$$W(p) = e^{-p\tau} \tag{1.44}$$

Звенонинг амплитуда-фаза тавсифи:

$$W(j\omega) = e^{-j\omega\tau} \tag{1.45}$$

Қурилаётган звенонинг амплитуда ва фаза-частота тавсифлари қуйидагича:

$$A(\omega) = 1\,; \tag{1.46}$$

$$\varphi(\omega) = -\omega\tau \tag{1.47}$$

Кўриниб турибдики, логарифмик амплитуда-частота тавсифи

$$L(\omega) = 20\lg A(\omega) = 20\lg 1 = 0$$

абсциссалар ўқига мос бўлиб, фаза эса (1.47) тенгламага мувофиқ ω частота ўсиши билан чексиз ошиб боради. 1.22-расмда соф кечикиш звеносининг тавсифлари келтирилган.

1.7. Типик ростлаш қонунлари

Объектни ростлаш таъсири $\mu(t)$ нинг ростлаш катталиги хатолиги $x(t)$ га функционал боғлиқлиги ростлаш қонуни дейилади.

Чизиқли қонунлар ичида қуйидагилари энг кўп тарқалган:

а) пропорционал (П) ростлаш қонуни.

Қонун қуйидагича ифодаланади

$$\mu(t) = kp \cdot x(t) \tag{1.48}$$

Ростланувчи катталик $\mu(t)$ нинг хатолиги пайдо бўлиши билан ростлаш органининг ҳолати хатолик катталигига мутаносиб бўлган катталикка ўзгаради. Ростлаш катталигининг ҳар бир четга чиқиши $x(t)$ га ростлаш органининг маълум ҳолати мос келади, бу статик ростлаш қонуни бўлади.

б) Пропорционал-интеграл (ПИ) ростлаш қонуни.

Қонун қуйидагича ифодаланади

$$\mu(t) = kp \cdot x(t) + ku \int x(t)dt \tag{1.49}$$

Биринчи онда ростлаш органи хатоликка мутаносиб бўлган катталикка сурилади, кейинчалик ростловчи таъсир интеграл ташкил қилувчи ҳисобига хатолик нольга тенг бўлгунча секин-аста ошиб боради. Бу ростлашнинг астатик қонуни. Назарий жиҳатдан ПИ ростлагич ростлашнинг нольлик статик хатосини таъминлаб беради. *ku* параметри интеграл ташкил этувчининг ўсиш тезлигини тавсифлайди.

в) Пропорционал-дифференциал (ПД) ростлаш қонуни.

Қонун қуйидагича ифодаланади

$$\mu(t) = kp \cdot x(t) + Td \cdot dx(t) / dt \tag{1.50}$$

Объектга бўлган ростлаш таъсири ростлаш хатолиги ва хатоликнинг ўзгариш тезлиги ҳамда ишорасига мутаносибдир. Агар хатолик ўсса $(dx(t)/dt>0)$, ПД – ростлагичнинг таъсири П – ростлагичникидан зиёд бўлади, агар хатолик камайса, $(dx(t)/dt<0)$, ПД – ростлагичнинг таъсири П – ростлагичникидан кам бўлади. Бу ҳолат тизимдаги тебранишларнинг тугатилишига олиб келади. *Td* параметри ҳосиланинг таъсирини тавсифлайди ва дифференциаллаш вақти дейилади.

г) Пропорционал-интеграл-дифференциал (ПИД) ростлаш қонуни.

Қонун қуйидагича ифодаланади

$$\mu(t) = kp \cdot x(t) + ku \int x(t)dt + Td \cdot dx(t)/dt \qquad (1.51)$$

Бу қонун ўзида олдин кўрилган ҳамма қонунларнинг афзалликларини мужассамлаштиради. Интеграл ташкил этувчи ростлашнинг нольлик статик хатолигини таъминлайди, дифференциал ташкил этувчи эса, тизимдаги тебранишларни тез йўқотишга имкон беради.

1.8. Микропроцессорлар

Бошланишида мантиқий элементлар ва схемалар дискрет элементлар (транзисторлар) да қўлланилган, лекин 1961 йилдан бошлаб интеграл микросхемалар (ИС) чиқарила бошланган. Интеграл технольогия битта технологик жараёнда 50-150 мм^2 кремний пластинаси юзи ва ҳажмида, юзлаб (кичик даражадаги интеграцияли ИС), минглаб (ўрта даражадаги интеграцияли ИС) ва юз минг, миллионлаб транзисторли (КИС - катта интеграл схема) мураккаб схемаларни ишлаб чиқариш имконини берди.

ИС ларнинг функционал мураккаблигининг ўсиши номенклатуранинг кўпайишига ва ҳар бир тур ҳажмининг камайишига олиб келди. Ҳар бир янги масалани ҳал қилиш учун янги КИС ни ишлаб чиқиш керак. Дастурланадиган микросхема ва микропроцессорларнинг пайдо бўлиши билан бу масала ҳал қилинди.

Микропроцессор – бу битта ёки бир нечта КИС кўринишидаги интеграл технольогиялар воситасида бажарилган, ахборотни рақамли қайта ишлаш учун мўлжалланган дастурли-бошқариш қурилмаси. Энди микросхеманинг аниқ вазифаси унга дастурнинг киритилишидан сўнг аниқланади.

Микропроцессорнинг умумлашган структураси 1.23-расмда берилган. Микропроцессор қуйидаги асосий блоклардан ташкил топган:

а) бошқариш қурилмаси БҚ;

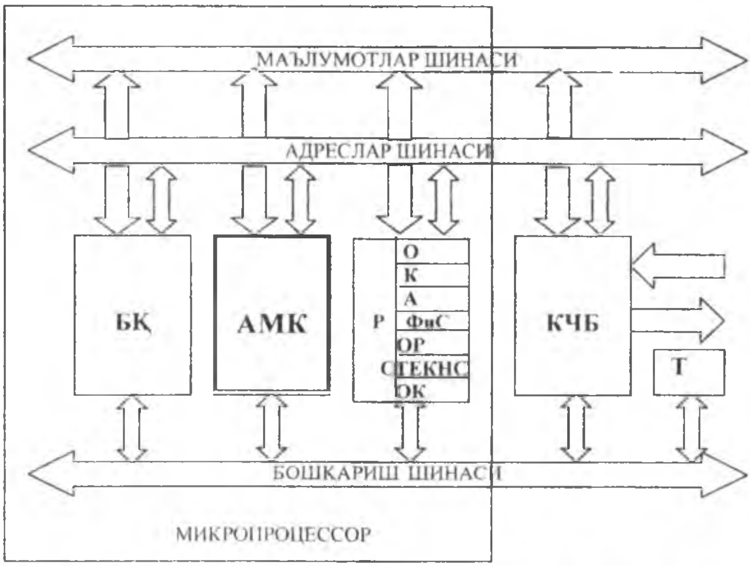
б) арифметик-мантиқий қурилма АМҚ;

в) регистрлар блоки Р;

г) шиналар (магистраллар).

Бундан ташқари, микропроцессорнинг кристалида кириш-чиқишни бошқариш (КЧБ) схемалари ва такт импульслари ва генератор Т лар жойлаштирилиши мумкин.

Бошқариш қурилмаси дастур буйруқлари билан мос ҳолда микропроцессорнинг ҳамма элементлари ҳаракатларининг кетма-кетлигини шакллантиради ва унинг ишини синхронлаштиради.



1.23-расм. Микропроцессорнинг умумлашган структураси

АМҚ иккилик кодида берилган, сонлар ва адреслар устида арифметик ва мантиқий операцияларни бажаради. Регистрлар блоки – бу хотира ячейкаларидир. У орқали ячейкалардаги маълумотларга мурожаат қилса бўлади. Регистрлар орасида улар бажарадиган функциялар бўйича операндлар регистри - О, буйруқлар регистри - Б, адреслар регистри - А, белгилар ва байроқлар регистри - ББР, умумий вазифали регистрлар - УВР, буйруклар санагичи - БС, стек кўрсаткичи - СК лар мавжуд.

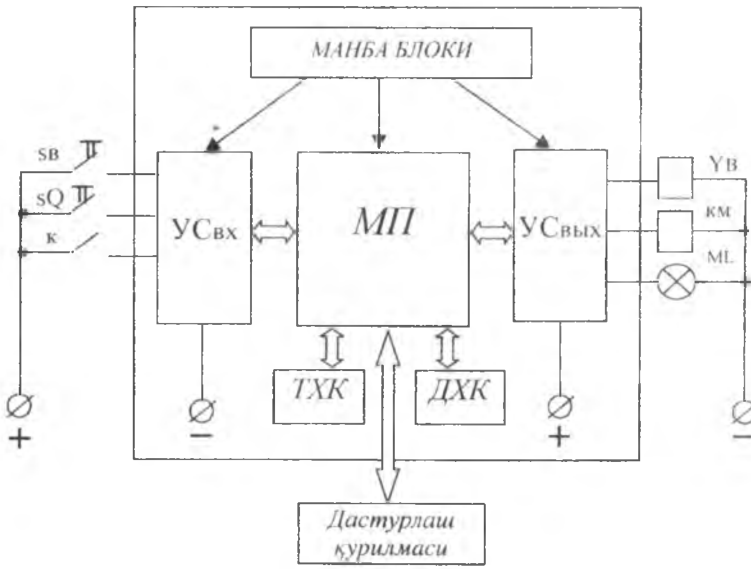
Шиналар – ўтказгичлар гуруҳи бўлиб, микропроцессорнинг ҳамма элементларини туташтирадилар. Алоҳида адреслар шинаси - АШ, маълумотлар шинаси - МШ ва бошқариш шинаси -

БШ мавжуд. Ўтказгичлар ва чиқишлар сонини камайтириш учун икки ва бир шинали структуралар ҳам қўлланилади.

Микропроцессорлар АМҚ нинг разрядлиги, тезкорлиги, буйруқлар тўплами ва вазифаси бўйича фарқланадилар.

1.9. Дастурланадиган контроллерлар

Дастурланадиган контроллерлар (ДК) – бу мантиқий бошқариш масалаларини ҳал қилиш учун мўлжалланган махсус микропроцессор тизимларидир.



1.24-расм. Дастурланадиган контроллернинг структур схемаси

ДК нинг иш принципи кириш сигналларининг ҳолатини кетма-кет сўров қилиш, бу сигналларни процессор билан дастур бўйича қайта ишлаш, ташқи ускуналар билан чиқиш сигналларини ишлаб чиқаришдан иборат. Кейин цикл қайтарилади.

Иш алгоритмининг ўзгариши дастур ўзгариши билан содир бўлади. ДК ни дастурлаш учун электр релели схемалар тилига яқинлашган махсус тиллар, шу билан бирга замонавий мантиқий бошқариш тиллари ишлаб чиқилган.

1.10. Бошқарув ҳисоблаш машинаси ва дастурли бошқариш

Рақамли бошқариш тизимлари. ЭҲМ ларнинг пайдо бўлиш вақтидан бошлаб, уларни бошқариш мақсадлари учун ишлатиш фикри пайдо бўлган, лекин бу жараён биринчи авлод ЭҲМ ларнинг юқори нархи ва кичик ишончлилиги билан тўхтатилиб турилган. Мини - ЭҲМ, кейинчалик МП ларнинг пайдо бўлиши, нарх, масса, габаритлар ва энергия сарфининг камайиши, ишлаб чиқариш самарадорлигининг, ишончлилик ва ЭҲМ ларнинг функционал имкониятларининг ошиши, уларнинг техник ва иқтисодий томондан асосланган, хўжалик ҳаётининг ҳамма соҳаларида кенг қамровли ишлатилишига олиб келган.

Биринчи босқичда ЭҲМ ростлагичнинг ўрнини олган, датчиклар ва ижро элементлари эса аналог бўлиб қолавердилар. Ривожланиш жадаллиги рақамли датчиклар ва рақамли ахборот алмашиниш каналларига ўтишдан иборат. Сигналларни рақамли қайта ишлаш бир томондан тизимда вақт бўйича квантлашга олиб келади. Иккинчи томондан, дастур воситалари исталган мураккабликдаги бошқариш алгоритмларини амалга оширади ва дастурни алмаштириш билан такомиллаштирилади. Сигналларни вақт бўйича квантлашдан, рақамли бошқариш тизимлари импульсли тизимлар синфига киради. Импульсли тизимлар учун тизимларни таҳлил ва синтез қилишнинг янги усуллари ишлаб чиқилган, аналог тизимлар эриша олмайдиган имкониятлар пайдо бўлиши исботланган.

Ҳал қилинадиган масалалар синфининг кенгайиши ва махсус бошқарув ҳисоблаш машина (БҲМ) ларнинг пайдо бўлиши билан технологик жараёнларни рақамли бошқариш тизимлари, станок ва роботларни рақамли бошқариш тизимлари, автоматлаштирилган лойиҳалаш тизимлари, ишлаб чиқаришни ташкил қилиш ва режалаштириш тизимлари, ахборот тизимларига бўлиниш содир бўлди.

Маълум бир иерархик структура ҳосил қиладиган, ишлаб чиқариш тизимининг бир нечта босқичини ажратса бўлади.

1.25-расм. Бошқариш тизимининг иерархик структураси

0-босқич. Ускуналарни назорат қилиш ва бошқариш қатламы. Объект ҳақида ахборот аналогли ва рақамли датчиклар билан йиғилади. Датчикларнинг айримлари пассив, бошқариш тизими уларни даврий равишда сўроқ қилади. Бошқа датчиклар мустақил равишда тизимнинг ишини тўхтатиб, унга ахборотни узатадилар. Объектга электр ва электромеханик ижро механизмлари томонидан таъсир этилади. Аналог сигналларни рақамлига ва тескарига ўзгартириш учун бир томондан датчиклар ва ижро қурилмалари, иккинчи томондан рақамли бошқариш қурилмасидан аналог-рақамли (АРЎ) ва рақам-аналогли ўзгартиргич (РАЎ) лар қўйилади.

1-босқич. Муҳимлилик даражаси – реал вақт масштабида бошқариш. Объект ҳолатининг ўзгаришига тизимнинг реакция вақти ташқи реал вақт интерваллари билан аниқланади. Жуда масъул тизимлар учун реакция жуда тез бўлиши керак. Бу дастурли ва аппаратли қисмларнинг ишончлилигини билдиради. Коммутацион қисм цехнинг оғир шароитларида ишлашга мўлжалланган ҳар хил шиналар (fieldbus) билан берилган. Ахборат алмашиниш минимал ва нормаллаштирилган рақамли катталиклар ва хизмат кўрсатиш учун сўроқ билан кўрсатилган.

Визуаллаштириш воситалари бораётган рақамли катталикларнинг индикацияси ва авариялар ҳақида сигналлаштириш индикацияси учун ишлатилади.

2-босқич. Бу қатлам оператив қарор қабул қилиш ва марказий бошқарув учун жавоб беради. Бу босқичда технологик ускуналар гуруҳларини (цех ёки майдонча) бошқариш амалга оширилади ва корхонани бошқариш иерархиясининг биринчи босқичлари қурилади. Бу босқичда моддий оқимлар алоҳида ускуналар ишлашининг асосий алгоритмлари амалга оширилади. Бошқариш реал вақт масштабида амалга оширилади.

3-босқич. Корхона масштабидаги стратегик қарор қабул қилиш босқичи. Бу ерда иқтисодий ахборот олдинга чиқади. Бу босқичдаги асосий масалалар ахборотни статистик қайта ишлаш, корхона чегарасидаги координация, ташқи бозордаги корхонанинг эгаллаб турган ўрни, ҳужжат алмашишининг марказлаштирилган тизимини яратиш, раҳбарларга ахборот ва уни таҳлил қилиш воситаларини етказиш ҳисобланади.

Босқич қанча юқори бўлса, шунчалик қайта ишланадиган ахборот ҳажми ва қарор қабул қилиш учун бериладиган вақт оралиғи ҳам катта бўлади. Катта ҳажмдаги ахборот жиддий ишлаш ва таҳлил воситаларини талаб қилади. Босқичлар орасидаги алоқа маҳаллий тармоқлар ва шлюзлар орқали майдон тармоқларидан амалга оширилади.

1.11. Адаптив ва интеллектуал бошқариш тизимлари

Адаптив тизимлар назарияси, анъанавий усуллар ёрдамида ҳал қилиб бўлмайдиган, объектнинг адекват математик моделини билишни талаб қиладиган татбиқий масалаларни ечиш зарурлиги муносабати билан пайдо бўлади. Объект ҳақидаги тахминий ахборот кўп ва унинг иш жараёни ҳақида тахминий ахборот қанчалик кўп бўлса, шунчалик анъанавий бошқариш усулларининг сифати юқори бўлади. Амалиётда бошқариш объектини аниқ тавсифлаш анча мураккаб, чунки ишлаш жараёнида объектнинг тавсифлари анча ўзгариб туриши мумкин. Бундай шароитларда анъанавий усулларни кўпинча ишлатиб бўлмайди ёки ёмон натижаларни беради.

Шунинг учун автоматлаштирилган бошқаришни ривожланишининг бошланғич босқичида объект ва унинг иш шароити ҳақида тўлиқ тахминий ахборотни талаб қилмайдиган бошқариш тизимларини қуриш анча самарали ҳисобланади.

Адаптив тизимларнинг иш шароитига мослашиш самараси иш жараёнида объектнинг ҳолати ҳақидаги ахборотни йиғиш ва қайта ишлаш орқали таъминланади. Бу тизимни лойиҳалаш босқичида тахминий ахборотнинг ечиш мослигининг ўрнини босган ҳолда, бошқариш сифатига таъсирни анча камайтиради.

Адаптив тизимларнинг таснифи. Объект ҳолатининг таҳлили ёрдамида керакли чегарани автоматик аниқлайдиган бошқариш тизими адаптив деб аталади.

Адаптив тизимлар иккита катта синфга бўлинади: ўзи ташкил бўладиган ва ўзи созланувчан.

Ўзи ташкил бўладиган тизимларда иш жараёнида бошқариш алгоритми шаклланади, бу қўйилган бошқариш мақсади (БМ) нуқтаи назаридан тизимни оптималлаштиради. Бундай масала масалан, бораётган режимни аниқлаш учун зарур бўлган тахминий ахборот етишмаганида иш режимига боғлиқ ҳолда бошқариш объектининг структура ва параметрларининг ўзгариши шароитида пайдо бўлади. Объект структурасининг кенг синфида ҳамма иш режимларида туташ тизимнинг БМ га етишишни таъминлаб берувчи ягона бошқариш алгоритмининг структурасини танлаш қийиндир. Шундай қилиб, ростлагичнинг эркин структурасидаги синтез ҳақида сўз бормоқда. Масала қўйилишининг мураккаблиги, унинг осон ечиш алгоритмларининг топилишига ишончни камайтиради, демак ҳозирги вақтда бундай тизимларни амалиётга татбиқ қилиш имкони ҳам камаяди.

Агар бошқариш объектининг структураси маълум ва ўзгармас бўлса, масала анча соддалашади. Бу масала ўзи созланувчан тизимлар (ЎСТ) синфида ҳал этилади, уларда ростлагич структураси берилган (олдиндан танланган) ва фақатгина унинг созлаш коэффициентларини аниқлаш керакдир.

ЎСТ лар 2 та кичик синфга бўлинади: излайдиган ва изламайдиган. Излайдиган ЎСТ ларда минумум (ёки максимум) сифат ўлчовлари махсус ташкил қилинган изловчи сигналлар ёрдамида изланади.

Кўпчилик экстремал тизимлар энг содда изловчи тизимлардир, улардаги тахминий ахборотнинг етишмаслиги, сунъий киргизилган изловчи тизимларга объектнинг реакцияси кўринишида муайян ахборот ҳисобига тўлдирилади.

Изламайдиган ЎСТларда аниқ ёки ноаниқ кўринишдаги, керак бўлган динамик тавсифли модель мавжуд. Адаптация алгоритмининг вазифаси – бу ростлагич коэффициентларини созлаш, бунда бошқариш объекти билан модель орасидаги фарқ нольга олиб келинади. Бундай бошқариш тўғри адаптив бошқариш, тизимлар эса – *эталон моделдаги адаптив тизимлар* деб номланади. Тўғри бўлмаган адаптив бошқариш ҳолатида, биринчи объектнинг идентификациялаш ўтказилади, кейин эса ростлагичнинг коэффициентлари аниқланади. Бундай ростлагичлар *ўзи созланувчан* дейилади.

Тўғри адаптив бошқаришда адаптация контурлари туташ цикл бўйича ишлайдилар. Бу объект ва ростлагич параметрларини назорат қилса бўлади. Лекин ҳар бир ўзи созланувчан контур тизимнинг таркибини минумум биттага оширади, шу билан бирга туташ тизимнинг умумий динамикасига анча таъсир ўтказади.

Тўғри бўлмаган адаптив бошқариш ҳолатида ўзи созланувчан контурлар туташмас цикл бўйича ишлайди, демак, тизимнинг динамикасига таъсир қилмайди. Лекин идентификациялаш ҳамма ҳолатлари, объект ва ростлагич параметрларининг четланиши бошқариш аниқлигига анча таъсир кўрсатади.

Изламайдиган ўзи созланувчан тизимларда эталон модель динамик звено (аниқ модель) кўринишида аниқланади ёки ростланувчи, ўзгарувчи ва уларнинг ҳосилаларини аниқмас модель боғлайдиган бирон эталон бошқариш кўринишида бўлади. Ноаниқ моделда эталон тенглама коэффициентлари адаптациялаш алгоритмининг параметрлари ҳисобланади.

Адаптациялаш алгоритмларининг синтез қилиш усуллари. Адаптив тизимларнинг синтез усулларини шартли равишда эвристик ва назарийларга бўлиш мумкин. Эвристик усулларда адаптив тизимлар турғунлигининг қатъий асоси йўқдир, бунинг натижасида қурилаётган усулларнинг қўлланиш шартлари ҳам йўқдир. Бу усул адаптив тизимлар ривожланишининг бошланғич босқичлари учун характерли ҳисобланади.

Назарий (қатъий асосланган) усулларни икки синфга ажратса бўлади: аниқ ва яқинлашган. Икки босқичли адаптив тизим схемасига мос ҳолда масала икки босқичга бўлинади: асосий ва адаптациялаш контурларини синтез қилиш.

Асосий контур синтезининг аниқ усуллари ичида энг кўп тарқалган усуллар қуйидагилардир:

1. инвариантлик усули, у эталон моделнинг ўнг қисмлари ва бошқариш объекти модели тенглигидан «идеал» бошқариш ғоясини танлашни амалга оширади;

2. моделли бошқариш усули, унда «идеал» бошқариш ўтиш жараёнининг керак бўлган сифат кўрсаткичларидан келиб чиққан ҳолда танланади;

3. оптимал синтез, унда бирорта асимптотик ($t \to \infty$) сифат кўрсаткичининг бошқариш таъсири бўйича оптималлаштириш масаласи ҳал қилинади.

Яқинлашган усуллар асосида соддалаштирилган моделга ва унинг синтезига асосланган декомпозиция усуллари ётади. Соддалаштириш ва декомпозиция учун ғалаёнлар назарияси усуллари, Ляпуновнинг скаляр ва вектор функциялари усуллари, тартибни пасайтириш, ғалаёнлаштиришларни ташлаб юбориш усуллари ишлатилади. Тизимларнинг тез ва секин ҳаракатланишига асосланган усул машҳур ҳисобланади, бунда синтез секин ҳаракатни тасвирловчи модель бўйича амалга ошади. Бундай усулларга қуйидагилар киради: ўрталаштириш ва сингуляр ғалаёнланиш усуллари.

Адаптациялаш алгоритмлари синтезининг асосий усуллари қуйидагилар:

1) Градиентли усуллар. Созланувчан параметрларининг ўзгариш алгоритми фарқланиш хатосидан бошлаб мақсадли функция антиградиенти йўналишида қурилади. Алгоритмлар, объект параметрларига боғлиқ бўлган сезгирлик функциялар ҳисобини талаб қилади, бу эса адаптив бошқариш масаласининг қўйилишига тескарилик қилади. Бу ҳолат эталон моделни қўллаш билан сезгирлик функциясини яқинлашган ҳисоблаш билан йўқотилади;

2) Ляпунов функцияларини қўллашга асосланган усуллар. Бу гуруҳнинг катта сондаги алгоритмларини тез градиент схемаси чегараларида олса бўлади. Адаптациялаш алгоритми мақсадли функция ўзгариш тезлигидан антиградиент йўналишида қурилади. Усул Ляпунов функциясини идеал ва созланувчи параметрлар орасидаги боғланиш квадрати ва мақсадли функция йиғиндиси кўринишида тасвирланади;

3) гипертурғунлик назариясига асосланган усуллар. Адаптациялаш контурининг синтези адаптив ростлагичли гипертурғун тизим шароитида бажарилади;

4) сирпаниш режимларини ташкил қилишга асосланган усуллар. Сирпаниш режимининг пайдо бўлиши билан тизим параметрик ғалаёнланишларга нисбатан бўлган инвариант ҳоссаларига эга бўлади. Бу гуруҳга тез градиент схемаси асосида олинган сигналли адаптациялаш тизимлари киради;

5) «чексиз катта» кучайтириш коэффициентини киритишга асосланган усуллар. Усулда чексиз катта кучайтириш коэффициенти ишлатилади, унинг эвазига тизимнинг узатиш функцияси эталон модель функциясига эталон бўлади. Усулнинг асосий камчиликлари: катта кучайтириш коэффициентида турғунликнинг йўқолиши, ғалаёнлардан заиф ҳимояланиши мумкин.

Тўртинчи ва бешинчи гуруҳлар асосида тузилган тизимлар кўпинча адаптив ҳоссали тизимлар деб аталади, чунки уларда параметрларни созлаш контури йўқ.

Изловчи адаптив тизимлар. Изловчи адаптив тизимларда (ИАТ) сифат ўлчовчининг экстремал катталигини таъминлаб берувчи параметрларни созлаш йўналишини танлаб, махсус изловчи сигналлар асосида амалга оширилади.

Экстремал ростлаш тизимлари. Кўпчилик экстремал тизимлар энг содда ИАТ ҳисобланади. Экстремал ростлаш тизимларида объект инерционлиги кўпинча ҳисобга олинмайди. Масала эса объектнинг статик таснифининг экстремум дрейфини «пойлаш» лардан иборат. Экстремал тизимлар экстремумни излаш усули бўйича қуйидагиларга таснифланади: доимий ва тасодифий излаш тизимлари.

Созланувчан моделли тўғри бўлмаган адаптив бошқаришли изловчи алгоритмлар тўғри бўлмаган адаптив бошқариш масаланинг ечимини икки босқичда ечишни кўзда тутади. Иккинчи босқичда ростлагичнинг коэффициентлари танланади.

Изловчи идентификациялаш тизимларида объектнинг кириш ва чиқиш сигналлари ўлчанади, лекин изламайдиган тизимлардан фарқли равишда параметрик каналлар бўйича адаптив моделни синаш билан борадиган актив излаш олиб борилади. Бунда адаптив моделли идентификациялаш тизимларининг ишга яроқлилик чегаралари кенгаяди. Объектнинг ва моделнинг тўла бўлмаган адекватлик структурасида, объектга тасодифий ғалаёнларнинг таъсирида созланадиган модель параметрларининг бошланғич катталиклари объект параметрларидан фарқ қилганда созланадиган параметрлар бўйича мақсадли функциянинг кўпгина экстремумларининг мавжудлиги бўлиши мумкин. Бундай шароитларда изламайдиган идентификациялаш алгоритмлари кўпинча ишга яроқсиз бўлиб қоладилар.

Излаш (қидириш) асосида экстремумни излашнинг энг содда усуллари қўланилиши мумкин, энг оддий параметрларни кўриб чиқишдан бошлаб градиентли усулларгача ҳам, уларнинг комбинациялари ҳам ишлатилади.

Изламайдиган адаптив бошқариш тизимлари. Ўзи созланувчан контур динамикаси ЎСТ динамикасига анча таъсир қилади. Шунинг учун синтез қилиш адаптация контурли туташ объект турғунлигини таъминлаш билан узвий боғлиқдир. Ляпунов функиялари усули оддий дифференциал тенгламалар билан тавсифланадиган ночизиқли тизимлар ҳаракати сифати ва турғунлигини тадқиқ қилувчи асосий усуллардан бири ҳисобланади.

Бошқариш мақсади ва объект структураларининг кўплиги, асосий контур сруктурасини кенг танлаш имконияти ҳаттоки Ляпунов функциясининг квадратик шаклларини ишлатганда ҳам бутун бир спектрли адаптациялаш алгоритмларини пайдо қилади. Ҳар бир алгоритм учун қўйилган БМ ва адаптив бошқариш тизимининг турғунлигини таъминловчи ишлатиш шароитлари шакллантирилиши зарур. Алгоритмнинг ишга яроқлилигини асослаш, оддий масала эмас, бу эса уларни муҳандислик амалиётида қўллашни қийинлаштиради. БО таснифига асосан конкрет БМ учун бирор алгоритмлар синфидан адаптациялаш алгоритмларини танлаш имконини берадиган синтез қилиш усул ёки схемаларига эга бўлиш мақсадга мувофиқдир ва олдин келишилган шартларнинг бажарилишини текшириш йўли билан уларнинг ишга яроқлилигини исботлаб бериш мумкин. Бундай усулларга тез градиент усули киради. Бу ҳолда ишлатилувчи алгоритм функционал қатор билан тасвирланади ва аниқ кўринишда бўлмайди. Лекин биринчи яқинлашишда у изламайдиган градиентли алгоритмлар билан мос келади. Агарда иккинчи яқинлашиш олинса ва кириш сигналининг юқори частотадаги ва жараённинг квазистиционарлиги фараз қилинса, у ҳолда тезликли градиент алгоритмларнинг оиласи ҳосил бўлади. Санаб ўтилганлардан ташқари, изламайдиган адаптив бошқариш тизимларини ҳаётга татбиқ қилиш учун сирпаниш режимдаги ўзгарувчан сруктурали тизимлар алгоритмлари ишлатилади.

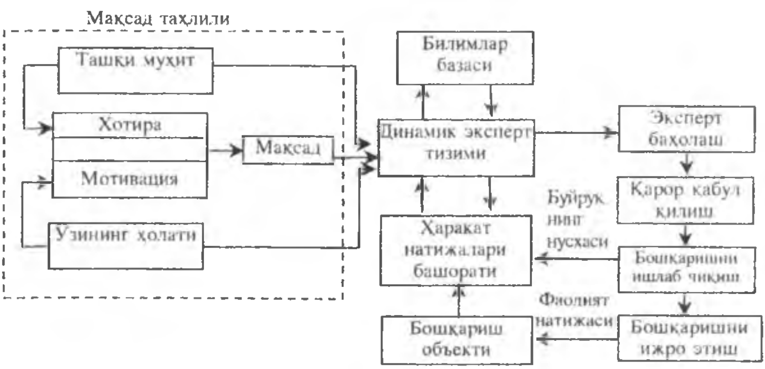
1.11.1. Интеллектуал тизимлар

Интеллектуал тизим тушунчасининг таърифи ва концепцияси. Катта ҳажмдаги хотирали ва юқори ишлаб чиқарувчан МП ларнинг пайдо бўлиши, бир томондан параллел ҳисоблашларни амалга ошириш учун мультитранспьютерли тармоқларни ташкил қилиш имконияти, иккинчи томондан ахборотнинг катта массивларини қайта ишлаш зарурлилиги ва мақсадли фаолиятни шакллантириш учун билимлар базасини ишлатиш, интеллектуал тизимларнинг яратилишига олиб келди. Интеллектуал тизим деганда, мотивация бўлганда маълумот ва мақсадга етишишнинг рационал усулларини топа оладиган, инсон билан ёки алоҳида ишлай оладиган ахборот жараёни билан умумлашган техник воситалар ва дастурий таъминотнинг йиғиндиси тушунилади.

Интеллектуал тизимнинг структураси (1.26-расм). Хотира ва мотивациянинг мавжудлигида ва ташқи муҳит ва тизимнинг ўз ҳолати ҳақидаги маълумотлар асосида мақсад синтез қилинади ва бошқа маълумотлар қаторида динамик эксперт тизими билан қабул қилинади. Динамик эксперт тизим эса билимлар базасини ишлатган ҳолда эксперт баҳолашни ўтказади, унинг асосида ҳаракат ҳақида қарор чиқарилади ва ҳаракатнинг натижалари башорат қилинади. Қабул қилинган қарор асосида бошқарув ишлаб чиқилади, яъни ҳар хил ижро механизмлари билан амалга ошириладиган ва бевосита бошқариш объектига таъсир қиладиган у ёки бу алгоритм ёки бошқариш қонуни синтез қилинади. Таъсирнинг натижалари башорат қилингани билан солиштирилади (тескари алоқа механизми, ҳаракат акцептори). Натижалар мос келмаганда, янги эксперт баҳолаш асосида қарор қабул қилинади, камчиликларни йўқотадиган бошқариш ишлаб чиқилади ва амалиётга татбиқ қилинади. Натижалар мос келса, бошқарув кучайтирилади. Мос келтириб бўлмаса, мақсад янада аниқлаштирилади.

Берилган структура бошқариш объектига инвариант ва универсал характерга эга.

Назария ва амалиёт муаммолари. Мақсад синтези масаласининг ечими, бошқариш объекти сифатидаги ўзининг ҳолатини ҳамда тизимнинг самарали идентификациясини ва ташқи муҳит ҳақидаги ахборотни олиш усулларини ва воситаларини ишлаб чиқишни талаб қилади. Мақсадни шакллантиришда билим базасининг етарлилик муаммоси пайдо бўлади. Динамик эксперт тизими ҳисоб, оптималлаштириш, башорат ва натижаларни моделлаштиришни амалга оширади. Шунинг учун у юқори тезкорликка эга бўлиши керак. Қарор қабул қилиш (алгоритмларни ишлаб чиқишда қабул қилинган) алгоритмларни ва бошқаришни ишлаб чиқишда йиғилган потенциал, интеллектуал тизимларда анча самарали ишлатилиши мумкин.



1.26 – расм. Интеллектуал тизимнинг структура схемаси

1.11.2. Интеллектуал тизим моделлари ва алгоритмлари

Интеллектуал тизимлар учун макрофизик билимлар базасининг тизимидаги дифференциал моделли концепция. Дифференциал моделларни қуриш тартиби қуйидаги босқичлардан иборат:

1) моделда ҳисобга олинадиган физик коэффициентларни ва уларга мос келадиган табиат қонунларининг рўйхатини танлаш;

2) сабаб ва натижа ўзгарувчиларининг физик маъносини аниқлаш;

3) ишлатиладиган табиат қонунларидаги сабаб-натижали интерпретация;

4) композиция принципини қўллаш;

5) табиат қонунларининг сабаб-натижа интерпретациясини ҳисобга олган ҳолда изланаётган дифференциал моделни қуриш.

Бошқаришдаги динамик эксперт тизимлар. Интеллектуал тизимлар (ИТ) мақсадни синтез қилишга, ҳаракат қилиш учун қарор қабул қилишга, мақсадга етишиш учун ҳаракатни таъминлашга, тескари алоқани ҳосил қилиб, ҳаракат натижалари параметрларининг қийматларини башорат қилиб, уларни ҳақиқийси билан солиштиришга, мақсад ёки бошқаришни тўғрилаб туришга қодир. ИТ структураси ўз ичига тизимнинг иккита блокини олади: мақсаднинг синтези ва уни амалиётга татбиқ қилиш.

Биринчи блокда асослаш ва билимлар мавжудлигида, датчиклар тизимидан олинган ахборотнинг актив баҳолаш асосида мақсад синтез қилинади ва ҳаракат қилиш учун қарор қабул қилинади. Ахборот ишга тушириш сигналлари таъсирида актив баҳоланади. Ташқи муҳит ва тизимнинг ўз ҳолатининг ўзгарувчанлиги асослашга олиб келади, агар билимлар мавжуд бўлса, мақсад синтез қилинади.

Иккинчи блокда динамик эксперт тизим (ДЭТ) мақсад ва билимларнинг мавжудлигида ИТ ўз ҳолати ва ташқи муҳит ҳақидаги маълумотлар асосида эксперт баҳолашни ўтказади, бошқариш ҳақида қарор қабул қилинади, ҳаракат натижаларини башорат қилади ва бошқарувни ишлаб чиқаради. Код кўринишидаги бошқариш физик сигналга узгариб ижро қурилмасига боради. Бошқариш объекти ижро қурилмасидан сигнал қабул қилиб, у ёки бу ҳаракатни амалга оширади, унинг натижалари параметрлар кўринишида тасвирланади ва тескари алоқа занжири бўйича динамик эксперт тизимга боради, у ерда улар башорат қилинганлари билан солиштирилади. Агар ҳамма параметрлар бўйича мақсадга эришилса, у ҳолда бошқариш кучайтирилади. Акс холда бошқариш корреляцияланади. Мақсадга етишиш мумкин бўлмаса, мақсад корреляцияланади. ИТ структураси янгилари билан бир қаторда одатий элемент ва алоқаларга эга, ундаги марказий ўринни динамик эксперт тизим эгаллайди.

Функционал, предмет билиш – бу конкрет объектнинг сифат ва сонли таснифлари ҳақидаги маълумотларнинг йиғиндисидир. Айнан ана шу билимлар даражаси билан «ахборот», «маълумот» атамалари боғланади. Маълумотларни тўплашнинг замонавий шакли маълумотлар базаси дейилади. Маълумотлар базасини ташкил қилиш, ундан керакли ахборотни излаш учун концептуал билимга суяниш керак.

Алгоритмик, процедурали билим, бу «қила олиш», «технольогия» ва бошқа сўзлар билан аталадиган АРТ дир. Ҳисоблаш ишида алгоритмик билим алгоритмлар, дастурлар кўринишида тасвирланади. Алгоритмик билимларнинг бундай ҳаётга татбиқ қилиниши дастурли маҳсулот (татбиқий дастурлар пакетлари, дастурли тизимлар ва бошқалар) дейилади. Татбиқий дастурий пакетларни ташкил қилиш ва ишлатиш концептуал билимга асосланади. Ҳамма уч категория билимларини амалга оширувчи лекин, концептуал билимни 1-ўринга чиқарувчи тизимлар билимлар базаси дейилади. Билимлар базасининг концептуал қисми предметли соҳа модели, алгоритмик қисми дастурли тизим, фактуал қисм эса – маълумотлар базаси дейилади.

ДЭТ нинг функциялари қуйидагича: масалани ечиш, ечим натижаларини баҳолаш, келажакдаги ҳаракат натижасининг параметрларини шакллантириш, бошқариш ҳақида қарор қабул қилиш, бошқаришни ишлаб чиқиш ва исталган реал натижа параметрларини солиштириш. Бундан ташқари, мумкин бўлмаган асоратларини ва масала ечимининг корректлигини баҳолаш учун жараёнларни моделлаштириш кўзда тутилган.

Хозирги вақтда оптималлаштиришнинг қаттиқ математик усуллари ва моделларга асосланган оптимал ечимни излаш учун мўлжалланган биринчи тип, аниқ ва тўлиқ ахборотнинг йўқлигида қийин шакллантириладиган масалаларни ечишда мослаштирилган 2-тип ДЭТ лари ишлатилади.

ДЭТ ларни ишлаб чиқаришда қуйидаги муаммолар пайдо бўлади:

– билимлар базасининг таркибини аниқлаш ва уни шакллантириш;

– ИТ даги ахборот жараёнларини тасвирлаш учун маълум назарияни ва усулларни ишлатиш ва янгиларини ишлаб чиқиш, билимларни ишлатишни ташкил қилиш ва бериш усулларини ишлаб чиқиш;

– параллеллаштириш ва «мослашувчан мантиқ» ни ишлатиш билан алгоритмлар ва дастурлар таъминотини ишлаб чиқиш;

– дастурий таъминотни шакллантиришда параллел алгоритмларни амалга ошириш учун тўғри келадиган ҳисоблаш муҳитларини топиш.

ДЭТ га қўйиладиган талаблар. Динамик эксперт тизимлар тескари алоқаларга эга бўлган ИТ ларнинг таркибида ишлайдилар, шунинг учун бундай ИТ ларнинг турғун ишини таъминлаб бериш жуда зарур. Кириш таъсирларга ДЭТ нинг реакция давомийлиги, яъни бошқарувчи таъсирини ишлаб чиқиш ва кириш ахборотини қайта ишлаш учун кетадиган вақт бу тоза кечикишидир. Частотавий ташхис асосида тизимнинг фазовий ҳусусиятларининг ўзгаришларини баҳолаш мумкин. Турғунлик захирасини аниқласа бўлади. Керак бўлганда фильтрлар ёрдамида тизимнинг коррекциясини ўтказиш мумкин.

Интеллектуал тизимлар ёрдамида робастли ва адаптив бошқаришни қўшиш. Робастли бошқариш назариясининг асосий тушунчаларидан бири объектнинг ноаниқлик тушунчаси ҳисобланади. У объект моделининг ноаниқлигини акслантиради. Робастлилик тушунчаси маълум тизим таснифининг ростлагичи кўпгина объектлар ва қайдлашнинг мавжудлигини билдиради. Робастли тизим ишлаш жараёнида тизимдаги ноаниқлик ҳақидаги ахборот бошқариш учун ишлатилади.

Адаптив бошқариш тизими тизим ишининг бошқаришдаги ахборотга йўл йўқлигидаги объект учун қурилади. Адаптациялаш хоссаси кириш таъсири ва объектнинг математик моделининг аниқ ёки ноаниқ қўйилишидаги шаклланиши ёрдамида амалга оширилади. Бу хосса билан ҳам излайдиган, ҳам изланмайдиган адаптив бошқариш ажратиб турилади. Кейинчалик аниқланган модель бўйича адаптив ростлагич созланади. Адаптив бошқариш тизимларининг асосий ўзига ҳослиги – иш жараёнида ахборотни олиш имконияти ва бу ахборотни бошқариш учун ишлатишдир. Адаптив тизимларда доим тизимдаги ноаниқлик ҳақидаги тахминий ахборот ишлатилади. Бу, адаптив усулнинг робастли усулдан принципиал фарқи ҳисобланади.

Қўшма бошқариш тизимларини лойиҳалашдаги асосий масала бу у ёки бу бошқаришни танлаш қайси билимлар асосида амалга оширилишидир. Бунинг учун сунъий интеллект усуллари кенг имкониятларни белгилаб беради. Оддий кўчирувчи алгоритмларга нисбатан уларнинг афзаллиги у бошқариш турининг танлаш алгоритмини шакллантириш учун маълумотлар ва билимларнинг кенг спектрини ишлатишдир.

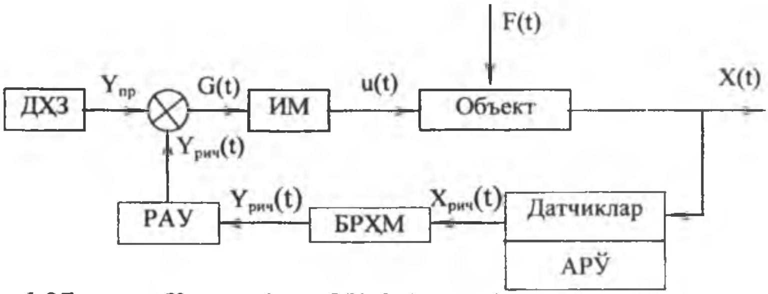
Ахборот ва бошқаришни қайта ишлашнинг параллел алгоритмлари. Тасодифий ғалаёнлардаги интеллектуал динамик тизимлардаги ахборотни қайта ишалашнинг параллел алгоритмларини синтез қилиш. Интеллектуал динамик тизимлардаги ахборотни қайта ишлашнинг юқори самарали усулларини яратиш муаммосининг ечими математик моделларни ишлаб чиқиш билан боғлиқдир. Улар тизимнинг мураккаб ишлаш шароитининг ўзига хослигини акслантиради. Масалан, ташқи муҳит ноаниқлиги ва ўзгариши, аномал ҳолатарнинг пайдо бўлиши, бошқа қурилмаларни бошқариш буйруқларини шакллантирадиган ахборот манбалари, алоқа каналлари, ускуналарнинг ишдан чиқиши ҳамда ғалаёнларнинг таъсири. Ўтказилган тадқиқотлар шуни кўрсатадики кўрилаётган масалалар синфини шакллантириш гибрид стохастик моделларининг математик тили ёрдамида амалга оширилиши мумкин. Нутқ сигналларини синфлаш учун динамик нейрон тармоқ ишлатилади. Динамик ассоциатив хотира қурилмаси (ДАХҚ) деб номланувчи нейрон тармоғи асосида перцевтив белгилар фазоси топологиясини сақлаб қолиш билан кўп ўлчамли фазо найчаси траекториясидаги кириш кетма-кетликларининг аксланиши фикри ётади. Бу принцип сигналларни тасвирлаш параметрларининг кетма-кетлик векторлари асосида нутқ образларини таниб оладиган нейрон қобиқни қуриш имкониятини беради. ДАХҚ найчалари қўшилиши билан ҳосил бўлган граф шаклидаги нутқ образи эталонини шакллантиради. ДАХҚ даги эталон шакли нутқ ҳодисаси эталонларининг белгиланишига мос келади. Бундай ҳаёт тармоғида сигналнинг нисбатан қисқа қисмлари тасвирланади. Улар орасидаги ўтишлар эса вақт бўйича ўтиш муносабатларини кўрсатади.

Интеллектуал тизимларнинг нейрон тармоқлар технологиялари. Суньий нейрон тармоқлар биология билан индуцирланган, чунки у биологик нейроннинг кўпчилик элементар функцияларининг функционал имкониятларига мос келувчи (ёки мос келмайдиган) усул бўйича ташкил қилиниши мумкин. Бундай юзаки мослашишга қарамасдан сунъий нейрон тармоқлар мияга хос бўлган ҳусусиятларни кўрсатиб беради.

Нейрон тармоқларининг ҳусусиятлари қуйидагича:

– ўрганиш - ташқи муҳитга боғлиқ ҳолда ўзини тутишни ўзгатириш, кириш сигналларини бергандан кейин, талаб қилинадиган реакцияни таъминлаш учун нейрон тармоқлари ўзлари созланади;
– умумлашув - кириш сигналларининг кичик ўзгаришини сезмаслик;
– абстрактлаш-кириш сигналларининг асосини ажратиб олиш;
– интеллектуал тизимларнинг инструментал воситаларига:
– кўп процессорли ҳисоблаш тармоғи архитектурасига интеллектуал бошқариш тизимини акслантириш;
– Монте-Карло стохастик усули;
– тез тушишнинг стохастик усули;
– динамик тизим ечимини параллеллантириш усули;
– дискрет ишлаб чиқариш жараёнларини интеллектуал бошқаришнинг техник дастурли воситалари ва мантиқий динамик моделлар.

Контурда ЭҲМ билан бошқариш тизими. Структура, ишнинг ўзига хосликлари.



1.27-расм. Контурдаги РҲМ билан бошқариш тизимининг структура схемаси:
ДҲЗ-дастурли ҳарорат задатчиги; АРЎ-аналог рақамли ўзгартиргич; БРҲМ-бошқарувчи РҲМ

Схемада қуйидагилар кўрсатилган: x(t)-тизим ҳолатининг вектори; $x_{ўлч}(t)$-объектнинг ҳолатининг ўлчанадиган параметрлари; $у_{ҳис}(t)$-ҳисобланадиган параметрлар вектори; $у_{дас}$-дастурли кириш таъсирларининг вектори; σ(t)-хатолик сигнали; u(t)-бошқариш таъсирлари; F(t)-ғалаён.

U(t)-бошқариш таъсирида объект берилган йўналиш бўйича ҳаракат қилади. Лекин тасодифий, бошқарилмайдиган F(t) ғалаёнлари унинг ҳаракатини белгилангандан четга чиқаради. Объект ҳолати векторининг алоҳида компонентлари датчиклар билан ўлчанади, АРЎларда сигнал амплитуда бўйича квантланади ва БРҲМга узатилади. У эса берилган алгоритм бўйича ўлчанган кириш ахборотни ўзгатириб, ўлчаш вақтидаги объект ҳолатига мос келувчи ҳисобланган $Y_{ҳис}(t)$ таъсирнинг векторини солиштириш бўғинига юборади. Солиштириш бўғини σ(t)-хатолик сигналини ишлаб чиқариб, уни ижро механизмига узатади. У эса объектга таъсир қилиб, уни дастур траекториясига қайтарадиган u(t)-бошқаришни ишлаб чиқади.

РҲМ қуйидаги талабларга риоя қилиши керак: тизим ўзининг функцияларини нормал бошқариши учун, унга берилган ҳисобларни аниқ бажариши керак, тизимнинг иш жараёнида кириш ахборотини қайта ишлаши керак.

Ҳисоблаш техникаси элемент базасининг замонавий ривожланиш босқичи БРҲМ хотирасига дастурли ҳаракат топширгичи ва солиштириш бўғинини дастурли модуллар кўринишида ҳамда кириш ахборотини қайта ишлашнинг асосий алгоритмини сақлайди. Бу ҳолда БРҲМ хатолик сигналини ишлаб чиқади ва кўриниб турибдики, катта ҳисоблаш юкламасига эга бўлади.

Тизим иш сифатининг ошиши дастурли ҳаракат адаптив (интеллектуал) топширгичларнинг қўлланилиш имконини беради. Агарда БРҲМ нинг дастурли модуллари ташқи муҳитнинг объект ҳаракатига таъсир характерини баҳоласа, янги шароитдаги объект ҳаракати тактикасини ишлаб чиқса, дастур траекториясини тўғриласа, у ҳолда бундай тизим интеллект элементларига эга бўлади. Классик Фон Нейман архитектурасида қурилган БРҲМнинг реал вақтдаги ишлашини таъминлаш ҳар бир янги лойиҳа билан тобора қийинлашиб бормоқда. Фон Нейманнинг бир процессорлик архитектураси ЭҲМ структура модулларининг алоқа линиялари бўйича тарқаладиган электр сигналлар тезлиги билан аниқланадиган физик чекланишга эга. БРҲМ ишини пареллел ташкил қилганда масаланинг ечимини топса бўлади, унда маълумотлар ва алгоритмлар бир неча процессорлар орасида тақсимланади.

Ҳозирги вақтда параллел ишлайдиган ҳисоблаш тизимларнинг бир неча синфи таклиф қилинган. Ҳозирги вақтда энг ривожланадиганларидан бири бу нейрокомпьютерлар синфидир.

Нейрокомпьютерлар - янги авлод ЭҲМи. Нейрокомпьютерларнинг Фон Нейман архитектурали ЭҲМлардан бўлган асосий фарқи қуйидагилардан иборат:

- катта сондаги параллел ишловчи элементлар - нейронлар (бир неча ўнтадан 10^6-10^8 гача), бу тезкорликда катта сакрашни таъминлаб беради;
- дастурлаш ўрнига ўргатиш қўлланилади - машина нейронлар параметрларини ва улар орасидаги алоқаларни ўзгартириб, масалаларни ечишни ўрганади.

Юқори самарали нейрокомпьютерларни яратиш, нейрон тармоқларнинг уч хил модулини ўрганишни талаб қилади: физик, математик, технологик.

Сунъий нейрон тармоқлар назариясини ишлаб чиқишга коннекционизм катта таъсир кўрсатган. Бу-сунъий интеллект бўлими, у инсон мияси (фикрлаши) моделининг ривожланиши, тадқиқоти, яратилиши билан боғланган.

Коннекционизм нуқтаи назарида нейрон тармоқлар қурилиши концепциясининг асосини «нейронларни оддий автоматлар билан моделлаштириш мумкин» – деган фикр ташкил этади. Миянинг мураккаблиги ва унинг бошқа асосий сифатлари эса нейронлар орасидаги алоқалар билан аниқланади. Нейрон тармоқ учун қуйидагилар характерли:

- тизимнинг бир жинслилиги (нейрон тармоқ элементлари бир хил ва содда, барчаси алоқа структураси билан аниқланади);
- ишончсиз элементларда қурилган тизимнинг ишончлилиги кўп сонли алоқалар билан таъминланади.
- "голографиклик", бунда тизим бузилса, у ўзининг хоссаларини сақлаб қолади.

Лекин реал масалаларга мос бўлган математик нейротармоқли моделларни яратиш учун, бош мия ишининг биологик принципларини янада чуқурроқ тадқиқ қилиш талаб қилинади.

Нейротармоқ алгоритмларини амалга оширувчи ва нейрон тармоқ асосида қурилган асосий операцион блок (марказий процессор)-нейрокомпьютер деб номланади.

Нейрокомпьютер ечадиган масалалар. Шаклланадиган масала, масала ечиладиган машина синфини ҳисобга оладиган аниқ шаклланган ечим алгоритмига эга. Бу масалалар синфи моделлаштириладиган тизимлар ўлчамининг катталигидан келиб чиқади.

Шаклланмайдиган масала ўзининг қўйилишида ноаниқ берилган функция ва параметрларга эга. Бу синфга образларни таниб олиш, кластеризация, белгилар идентификацияси ва ҳ.к. масалалари киради.

Формал нейрон моделлари. Формал нейрон деб номланувчи элементар процессорнинг йўналган граф бўғинлар тури бўйича ўзаро боғланган йиғиндидан иборат бўлган тизим нейрон тармоқ (НТ) деб номланади.

Формал нейроннинг математик модели қуйидаги кўринишда берилиши мумкин:

$$y = \varphi(\sum a_i x_i + x_0)\,, \qquad (1.52)$$

бу ерда y-нейроннинг чиқиш сигнали; x_i - i-кириш сигнали; a_j - j-кириш оғирлиги; x_0-нейроннинг бошланғич ҳолати; 1-1,2,3 n-нейрон киришнинг тартиб рақами; n-киришлар сони; φнейроннинг чиқиш блоки функцияси (активация функцияси). (1.52) да қўшиш і-параметр бўйича олиб борилади.

Активация функцияси чизиқли тўйиниш билан, релели сезгирмас зонаси билан, квадратик, сигмодиал ва ҳ.к. бўлиши мумкин. Активация функциясининг кўриниши формал нейронлардан иборат бўлган нейрон тармоқнинг ҳисоблаш имкониятларини кўп томондан аниқлаб беради. Нейрон тармоқнинг иш самарасини кўтариш учун ҳар хил активация функцияларини амалга оширувчи нейрон моделлар синфи ишлаб чиқилган.

Ахборотни кўрсатиш усули бўйича формал нейронлар аналог ва рақамли бўлиши мумкин. Улар бирлик ҳисоб ишларини бажаради ва ташқи бошқарувни талаб қилмайдилар. Кўп сонли параллел ишловчи ҳисоблаш элементлари юқори тезкорликни таъминлаб беради.

Нейрон тармоқ (НТ) топологияларининг кўринишлари. Сунъий НТ асосига биологик нейрон тармоқларининг ҳусусиятлари қўйилган:

- оддий қайта ишловчи элемент-нейрон;
- ахборотни қайта ишлашда кўп сонли нейронлар қатнашади;
- битта нейрон кўп сонли бошқа нейронлар билан боғланган;
- нейронлар орасидаги алоқаларнинг ўзгариши;
- ахборотни параллел қайта ишлаш.

Нейронларнинг тармоқ бўлиб ўзаро боғланишининг график кўринишини топология деб номлаш қабул қилинган. Топологиянинг кўриниши бўйича бир қатламли ва кўп қатламли тармоқларни ажратадилар.

Бир қатламли тармоқларда нейронлар ёки ҳар бири ҳар бири билан принципи бўйича, ёки доимо боғланадилар. Кўп қатламли тармоқларда нейронлар қатламлар бўйича гуруҳларга ажраладилар. Қатлам ичида нейронлар алоқага эга эмас. Кўп қатламли тармоқнинг иккита ташқи қатлами кириш ва чиқиш қатламлари деб аталади. Ички қатламлар туташ қатламлар деб юритилади. Туташ қатламлар сони чегараланмаган.

Нейрон тармоқларнинг таснифи. Нейрон тармоқлар ўзгартириш усули бўйича (аналог ва рақамли), топология (бир қатламли ва кўп қатламли) бўйича, масалани ечиш усули бўйича қуйидагиларга таснифланади:

- шаклланадиган тармоқлар - (аниқ масалани) нейротармоқли базисда аниқ шаклланган масалани ечиш алгоритмига эга бўлган шакллантириладиган масалалар учун лойиҳалаштирилади;
- шаклланадиган алоқа матрицали тармоқлар - қийин шакллантириладиган масалалар учун ишлатилади;
- ўрганадиган тармоқлар-шакллантирилмайдиган масалаларни ечиш учун ишлатилади.

Тармоқнинг ўзгариши жараёнида синаптик алоқа коэффициентлари каби параметрлар, айрим ҳолларда эса топология ҳам автоматик равишда ўзгаради.

1.12. Бошқаришда ахборот технологиялари

Корхонани самарали бошқариш бу-доимий назорат, бошқарманинг оператив ва стратегик қарорларини қабул қилишдир. Фақатгина корхона масштабидаги ахборот тизими ҳамма сатҳ бошқарувчиларига реал вақт режимида ишончли ва долзарб ахборотни олишни таъминлаб беради. Бундай тизимлар қаттиқ математик моделлар билан тасвирланадилар. Уларни бошқариш компьютер ва тармоқларни кенг ишлатиш билан дастурий, ташкилий ва мантиқий принципларига асосланади. Бу йўналиш ахборот технольогияси деб номланади. Бундай тизимларга қуйидагилар киради:

1) корхонанинг ташкилий бошқарувчи ва ишлаб чиқарувчи фаолиятини амалга оширувчи корпоратив ахборот тизимлари;
2) геоахборот тизимлари;
3) ахборот-аналитик тизимлар.

Ишлаб чиқаришнинг ахборотли бошқарувининг мураккаблиги ва кўп режалилигидан бу масала бир неча ўзаро таъсир қилувчи ахборот тизимлари кўринишида ҳал қилинади. Буларнинг ичидан қуйидагиларни ажратса бўлади:

1) автоматлаштирилган лойиҳалашнинг конструктор-технологик тизимлари. (САПР) (чет эл терминольогиясида CAD-COMPUTER AIDED DESIGN)-бу тизимлар маҳсулотни лойиҳалаштиришга ёрдам беради;
2) молиявий-бухгалтерия;

3) ишлаб чиқаришни бошқариш тизимлари, уларга қуйидагилар киради: ахборотни тўплаш ва оператив марказий бошқариш тизимлари (инг. SCADA Supervisory Control And Data Acquisition System); ишлаб чиқариш ресурслари материалларини ва қувватларини тақвимли режалаштириш (инг. MRP-Manufacturing Resources Planning); ишлаб чиқаришни бошқариш (CAM-Computer Aided Manifacturing Execution System).

Геоахборот тизимлари. Саноат, энергетик объектларни ва ижтимоий инфраструктура объектларини лойиҳалаштириш уларнинг ҳудудий жойлашишини ҳисобга олишни талаб қилади. Шундай лойиҳавий қарорни танлаш керакки, у ишлаб чиқариш ва ижтимоий инфраструктурани яратиш учун сарфларни ва экологик жабрни минималлашда асосий функцияларни бажаришни максимал даражада таъминлаб бериши керак.

Транспорт магистраллари, энергетик ресурсларининг мавжудлиги ва яқинлигини ҳисобга олиш, ҳудуднинг ижтимоий, ишчи ва экологик ҳолатга бўлган таъсирини баҳолаш керак. Шу ва уларга ўхшаш масалаларни ҳал қилиш бир маънольи эмас ва кўп факторларни ҳисобга олишни талаб қилади. Лекин объектнинг фазовий жойлашиши (географияси) ҳисобга олиниши шарт. Атрибутив ахборот (объектларни тавсифлайдиган маълумотлар) ва фазовий ахборот (объектнинг жойлашиши ҳақида ахборот) билан биргаликда ишлайдиган ахборот технольогиялари геоахборот тизимлари (ГАТ) деб юритилади. ГАТ-технольогиясида фазовий ташхис ва моделлаштириш масалалари зарурий ҳисобланади. Улар объектлар жойлашишининг ҳар хил вариантларини кўришга, альтернатив мақсад ва қарорларни шакллантиришга, ҳар хил мезонлар бўйича оптимал вариантларни излашга имкон беради.

II-БОБ. ОПТИМАЛЛАШТИРИШ

Инсон ўзининг ишлаб чиқариш ва турмуши фаолиятида онгли ёки интуитив равишда унинг олдида вужудга келадиган масала ва муаммоларнинг бир қадар «энг яхши» ечимларини топишга интилади. Муайян шароитларда энг яхши натижаларга эришиш бўйича қилинган худди шундай аниқ бир мақсадга қаратилган фаолият оптималлаштириш номини олган.

«Оптимал» атамаси лотинча *optimus* сўзидан олинган бўлиб, энг яхши, етук маъносини англатади. Модомики ҳар қандай масаланинг ечилиш сифати кўпинча қандайдир миқдорий ўлчам (катталик, сон) орқали тавсифланар экан, унда энг яхши натижа энг кичик (минимум) ёки энг катта (максимум) бўлиши мумкин. Шунинг учун оптималлаштириш масала ечими ёки оптималлаштириш мезонининг қабул қилинган сифат ўлчами минимуми ёки максимумига эришишга йўналтирилган бўлиши мумкин.

Минимум ва максимум тушунчалари бир – экстремум (лотинча *extremum* - чеккадаги) тушунчаси билан бирлаштирилади. Оптималлик мезони (мезон) нинг максимум ёки минимумини топиш масалалари экстремал ёки оптималлаштириш масалалари дейилади. Бу икки ном эквивалентдир, лекин улардан биринчиси эътиборни масаланинг математик моҳиятига, иккинчиси эса унинг амалий йўналтирилганлигига қаратади.

Оптималлаштириш масаланинг бир нечта (икки, уч ёки чексиз) ечими мавжуд бўлгандагина маънога эга бўлади (агар масаланинг ечими ягона бўлса, оптималлаштириш ҳам бўлмаганидек, ҳеч қандай танлаш йўқ!). Бундай ёндошишда оптималлаштириш оптималлик мезонини ҳисоблаб чиқариш ва масала ечимининг ҳар бир мумкин бўлган ечими учун улардан энг яхшисини топиш мақсадида унинг қийматларини таққослашдан иборат бўлади. Бундай мумкин бўлган (оптимал бўлмаса ҳам) ечимлар бошқарувлар ёки «эркин» ўзгарувчилар оптималлаштириш масаласининг аргументлари дейилади (бошқарувлар оптималлаштириш масаласини ечаётган одам «ихтиёрида» бўлади). Оптималлаштириш масаласининг шартига кўра мумкин бўлган барча бошқарувлар саноғи ёки рўйхати жоиз ечимлар кўплиги (бошқарувлар) ни ташкил қилади.

Агар жоиз ечимлар кўплигининг элементлар сони чекланган ва кам бўлса, унда улардан ҳар бири учун оптималлик мезонини ҳисоблаш мумкин ва оптималлаштириш масаласининг ечими сифатида шундай элементларни қабул қилиш мумкинки, бунда танланган мезон экстремумга эришсин. Элементлар тўпламининг сони кўп ёки чексиз кўп бўлганда бундай қилиш мумкин эмас: энг яхши ечимни топишнинг махсус математик (экстремал масалаларни ечиш) усулларини қўллаш керак бўлади.

Шундай қилиб, у ёки бу ишлаб чиқариш ёки турмуш вазиятлари юзага келганда очиқ ёки яширин шаклдаги (одам томонидан танланадиган ёки бериладиган) оптималлик мезонига, мезонга таъсир қилувчи бир қанча «эркин» ўзгарувчилар ёки бошқарувларга, маълум вазият учун жоиз бошқарувлар кўплигига ва ниҳоят, мезон максимуми (минимуми) ни топиш ҳақидаги кўрсатмага эга бўлган ягона бўлмаган натижали мос оптималлаштириш масаласи вужудга келади.

Ҳар бир оптималлаштириш масаласи одатда сўзли тавсифга эга бўлган қандайдир мақсадга эришиш учун юзага келади ва у ёки бу усул билан ечилади. Бунда оптималлик мезонини ушбу мақсадга эришиш даражасининг миқдорий ўлчови сифатида қараш мумкин. Шунинг учун кўпинча оптималлик мезони мақсад функцияси дейилади ва бу орқали унинг мақсад ва вазифа билан боғлиқлиги таъкидланади.

Биргина мақсад турли мақсад функцияси ёки оптималлик мезони орқали тавсифланиши мумкин. Мақсаддан мақсад функциясига ўтиш субъектив, номатематик характерли (оптималлаш масаласига нисбатан) ташқи сабаблар орқали аниқланади ва шунинг учун ягона тарзда бажарилмайди. Бунинг устига, кўпгина мақсадларни қандайдир ягона мақсад функцияси орқали ифодалашнинг умуман имкони йўқ ва унда оптималлаштириш масаласида бир неча турли мезонлар вужудга келади. Бир неча мақсад функциясига эга бўлган масалалар кўп мезонли ёки векторли оптималлаштириш масалалари номини олган.

Кўп сонли оптималлаштириш масалалари орасида бир ўзгарувчили функциянинг шартсиз экстремуми масаласи муҳим ўрин тутади. Бунда масаланинг ўзини (ва бинобарини уни ечиш усулларининг) нисбатан соддалиги ва «яққоллиги» каби бу усулларнинг кўп ўзгарувчили функцияларнинг экстремумини топишда ҳам кенг фойдаланилиши билан тушунтириш мумкин.

Очиқ кўплик

$$Д = \{x : x^- < x^+\}, \qquad f(x) \to \min_{x \in Д}(\max_{x \in Д})$$

да аниқланган x ўзгарувчили $f(x)$ функциянинг минимуми (максимуми) масаласини ечиш учун функция экстремумининг, асосан – зарур ва қисман – етарли шартларига асосланган кўп сонли турли-туман усуллари ишлаб чиқилган.

$f(x)$ экстремумини топиш усулларининг турли-туманлиги улардан ҳар бирининг функцияни ифодалаш услублари ва унинг математик хусусиятлари (дифференциалланиши, қавариқлиги, экстремумлар сони ва ҳ.к.) ҳақида ҳар хил ахборотлардан фойдаланиши билан шартланади. Шунингдек, хусусан, экстремум топишнинг аналитик усуллари функция $f(x)$ нинг формула шаклида ифодаланиши ва унинг «яхши» дифференциалланишига асосланади.

Силлиқ каби носиллиқ функция $f(x)$ нинг ҳам локал экстремумини топиш усулларининг шартли тарзда итерацияли деб аталувчи бошқа бир гуруҳи оптималлаштириш масалаларининг тақрибий ечимларини топиш имконини беради. Уларнинг сонига нусха кўчириш, дихотомия, «олтин кесим», Фибоначчи сонлари ва бошқа қатор усуллар киради.

Ниҳоят, ихтиёрий сонли стационар нуқталарга эга бўлган ноқавариқ функциялар экстремумини топиш учун махсус муолажалар ва усуллар ишлаб чиқилган.

Кўпгина оптималлаштириш масалалари очиқ кўплик $Д = \{x : x_i^- < x_i < x_i^+,\ i = \overline{1,n}\}$ да аниқланган кўп ўзгарувчили функция $f(x_1, x_2, ..., x_n)$ нинг минималлаштирилиш (максималлаштирилиш) масаласи

$$f(x_1, x_2, ..., x_n) \to \min_{x \in Д}(\max_{x \in Д})$$

га олиб келинади.

Бу масалани ечиш учун кўп ўзгарувчили функция экстремумининг асосан – зарур ва айрим ҳолларда – етарли шартларига асосланган кўп сонли аниқ (аналитик) ва тақрибий, сонли усуллари ишлаб чиқилган.

Шартсиз оптималлаштиришнинг аналитик усули функция $f(x_1, x_2,..., x_n)$ экстремумининг зарур ва етарли шартларига асосланади. У чекли тенгламалар системаси

$$\frac{\partial f(x_1, x_2,..., x_n)}{\partial x_i} = 0, \qquad i = \overline{1,n}$$

ноллари учун аналитик (формулали) ифодаларини олишга эришилгандаги камдан-кам учрайдиган ҳолларда оптималлаштириш масаласининг аниқ ечимларини топишга имкон беради. Кўп ҳолларда бу система ноллари сонли усуллар орқали топилади ва унда оптималлаштириш масаласининг ечими тақрибий бўлиб қолади.

Кўп ўзгарувчили функциялар экстремумини топиш сонли усулларининг аксарияти сонли усуллари итерацион характерга эга ва оптималлаштиришнинг зарур шартларига асосланган. Бу усулларнинг барчаси $f(x_1, x_2,..., x_n)$ функциясининг математик хоссалари ҳақидаги ахборот (масалан, унинг қавариқлик даражаси, дифференциалланилиши, унимодаллиги ва ш.к.) дан у ёки бу даражада фойдаланади, *Д* кўплигининг хоссалари бунда итерацион усуллар кўрсаткичларига жуда ҳам кам таъсир қилади. Айниқса, фақат функция $f(x_1, x_2,..., x_n)$ ва унинг биринчи ҳосиласи ҳақидаги ахборотлардан фойдаланувчи итерацион усуллар ва муолажалар кенг тарқалган. Уларга координаталар бўйича ахтариш, симплекслар, градиентлар усуллари ва бошқа усуллар киради.

Сонли усуллар орасида унча кўп сонли бўлмаган итерация муолажалар гуруҳи мавжуд бўлиб, улар ёмон ташкил этилган, масалан, ноқавариқ ва «ўрасимон» функциялар шартсиз экстремумини топишга йўналтирилган. Бу муолажалар ҳам оптималликнинг зарур шарти ва қатор эвристик амаллар ва гипотезалардан фойдаланишга асосланган. Бу гуруҳга, биринчи навбатда, нусха кўчириш, «оғир шарик» ва жарликлар усуллари киради.

Оптималлаш масалаларининг узоқ тарихи (илк бор улар антик фанларда ифодаланган, XVII-XVIII асрда ва XX асрнинг 50-60 йилларида фаол тадқиқ этилган) давомида уларнинг қўйилиши ва ечилиши бўйича икки хил йўналиш вужудга келган.

Биринчиси, эмпирик йўналиш маълум «синаш ва хатоликлар» усулига асосланади, бунда бир масаланинг бир неча (одатда, унча кўп бўлмаган) ечимлари орасидан оптимал деб қабул қилинадиган битта энг яхшиси танланади. Бунда оптималлаштириш масаласининг формаллаштириш бажарилмайди, вужудга келган масала (ҳолат) ҳеч қандай математик усул ва билим қўлланмасдан физик даражада ечилади.

Оптималлик масалаларининг қўйилишига ва ечилишига бундай эмпирик ёндашув анча меҳнат талаб қилади ва жоиз ечимлар кўплигидаги ҳақиқий оптимал бошқарувларни топишни кафолатламайди (ахир, амалий фаолиятимизда биз бўлиши мумкин бўлган барча ечимларни топа олмаймиз-ку!).

Оптимизацион масалаларнинг қўйилиши ва ечилишига бўлган иккинчи ёндашув вужудга келган ишлаб чиқариш ҳолатини математик ифодалаш ва жоиз ечимлар кўплигида энг яхши бошқарувни ахтаришнинг қатъий ва тегишли усуллари ва алгоритмларини ишлаб чиқишдан иборат. Бунда ҳақиқий оптимал ечимни назарий равишда топиш имконияти вужудга келади ва фақат шундан сўнг масалани физик жиҳатдан ечишга ўтилади. Бу кўп ҳолларда саноат ва турмуш ҳолатларини самаралироқ ҳал қилишга имкон яратади, лекин экстремал масалаларни формаллаштиришда ҳам, ечиш усуллари қисмида ҳам қўшимча математик билимлар талаб этади.

Одатда оптималлаштириш масаласини математик формаллаштириш бир неча босқичлардан:

– саноат (турмуш) масаласи ва унинг мақсадли мўлжалининг сўзли ёки таркибий ифодалаш;

– масаланинг дастлабки формализацияси, яъни бошқарувларни ва оптималлик мезонини танлаш, шартли белгиларни киритиш;

– жоиз ечимлар кўплигини ифодалаш;

– қабул қилинган математик белгилашлар ва атамалар орқали оптималлаштириш масаласини бевосита қўйиш;

– оптималлаштириш масаласининг математик қўйилишининг дастлабки таҳлили ва уни ечишнинг усул ва алгоритмларини танлашдан иборат.

2.1. Статик ва динамик оптималлаштириш тамойиллари

Технологик жараёнларнинг ўтиш режимларини статик ва динамик оптималлаштириш. Автоматик бошқариш тизимининг вазифаси кераксиз таъсирларни компенсациялаш ва технологик жараённинг талаб қилинган режимда сақлаш ёки маълум мезон бўйича уни оптимал олиб бориш ҳисобланади.

Технологик жараёнларни автоматик бошқариш тизимлари, ишлаш мезонлари, мураккаблик даражаси ва бошқариш алгоритмига кўра уч турга бўлиш мумкин:

1) технологик режим параметрларини стабиллаш тизимлари;

2) статик оптималлаштириш тизимлари;

3) динамик оптималлаштириш тизимлари.

Стабиллаштириш тизимлари. Ушбу бошқариш тизими синфи саноатда энг кўп тарқалган. Бошқариш тизими одатдаги ҳарорат, концентрация, сарф ва бошқа саноат ростлагич (регулятор) лари ёрдамида, муайян аниқлик даражасида технологик режим параметрларини ростлаш масаласини ҳал этади.

Стабиллаштириш тизимлари ишлашининг математик мезонларини қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$Y_i = Y_i^{бер}.$$

Ушбу мезон танланган ростлаш қонунига боғлиқ ҳолда бир қадар аниқликда бажарилади.

Бу кўринишдаги тизимларнинг афзалликларига улар ҳисоби ва стандарт ростлагичларда амалга оширилишининг соддалиги киради.

Лекин стабиллаштириш тизимлари шундай камчиликка эгаки, бунда унинг кириш параметрлари (масалан, юкланишлар, хом ашё кўрсаткичлари ва бошқалар) ўзгарганда, у технологик жараённинг олдинги (эски), эндиликда оптимал бўлмаган режимини сақлаб қолади.

Одатда технологик жараённи бир режимдан иккинчи режимга ўтказиш оператор томонидан амалга оширилади, бунда у ё топшириқни, ёки ростлагичларнинг параметрларини ўзгартиради. Жараённинг кириш ўзгарувчилари тез ўзгарганда, оператор жараённи бир режимдан иккинчи режимга алмаштиришга улгура олмайди, ёки бу алмашиниш оптимал бўлмаган тарзда амалга оширилади. Натижада бу жараённи юргизишнинг қўшимча харажатлари (энергиянинг, хом-ашёнинг ортиқча сарфи, ва бошқалар) га олиб келади. Бошқа камчилик шундан иборатки, автоматик ростлагичларнинг ўзлари халақит таъсирларига оптимал ҳолатда ишлов бера олмайди, уларнинг параметрлари ўзгаришида эса технологик жараённи бир режимдан иккинчи режимга оптимал бўлмаган тартибда ўтказади.

Статик оптималлаштириш тизимлари. Ушбу кўринишдаги технологик жараёнларни бошқариш тизимлари синфи объектнинг кириш ўзгарувчилари ўзгариши шароитлари учун даврий статик оптималлаштиришни амалга ошириш имкониятини беради. Бу турдаги бошқариш тизимлари саноатга кенг тадбиқ этилмоқда.

Кириш параметрларининг турли қийматлари учун ночизиқли дастурлаш усуллари орқали бошқаришларни ўзгартириш йўли билан қандайдир ишлаш мезонининг максимуми топилади

$$J = f(Y, Z, U). \tag{2.1}$$

Кўпинча мезон сифатида фойда кўрсаткичидан фойдаланилади

$$\begin{aligned} &J - C_Y Y - C_Z Z - C_U U, \\ &J_{опт} = \max J, \;\; U \in J, \end{aligned} \tag{2.2}$$

бу ерда Y – мақсаддаги маҳсулотлар вектори; Z – хом-ашё ва энергия вектори; U – бошқариш вектори; C_Y, C_Z, C_U – мос равишда маҳсулот, хом ашё ва энергия нархи.

Статик оптималлаштириш тизимлари бошқарувчи ҳисоблаш машиналари (БҲМ) ёки узлуксиз-рақамли техника элементларида амалга оширилади. Оптимал бошқарувни ҳисоблашдан ташқари, БҲМ дастлабки математик моделнинг даврий ўзгаришини таъминлаши лозим. Датчикларни сўровлаш, бошқарув таъсирларини ҳисоблаш ва моделни ўзгартириш даврий тарзда амалга оширилади, бошқарув таъсирларининг қийматлари эса ёки бевосита бошқарув органларига, ёки мустақил ростлагичларга берилади.

Статик оптималлаштириш тизимлари кўп ҳолларда стабиллаштириш тизимларига хос камчиликлардан ҳоли. Улар технологик жараёнларнинг ўзгарувчан кириш ўзгарувчиларига тегишли оптимал статик режимни таъминлайди. Агар бошқарилмайдиган кириш ўзгарувчилари секин ўзгарса ва технологик аппарат динамикаси ҳисобга олинмаса, унда БҲМ даврий тарзда статик моделни қайта тузади ва бошқарув ўзгарувчиларининг янги қийматларини ҳисоблайди. Кўриниб турибдики, бошқарув тизими статикада оптимал режимни сақлаб туради, динамикада эса мезон оптимумини таъминлай олмайди.

Саноат ишлаб чиқаришининг баъзи бир технологик жараёнлари учун системанинг ностационарлигини шартлайдиган, тез-тез бўладиган халақитлар борлиги характерлидир. Бундай ҳолларда статик оптималлаштириш тизими жараённи оптимал бошқариш имкониятига эга бўлмайди, чунки бошқариш алгоритмидаги статик математик модель тизимнинг ностационар хусусиятларини ифодаламайди. Бунда статик моделни тўғрилаш ва у бўйича оптимал бошқаришни ҳисоблаш имконияти мавжуд эмас.

Динамик оптималлаштириш тизими. Технологик жараёнларни бошқариш тизимининг бундай синфи қандайдир интеграл мезонни оптималлаштириш масаласини ҳал этади:

$$J = \int_{t_0}^{t_1} f(Y, Z, U)dt \,. \qquad (2.3)$$

Бу мезоннинг хусусий ҳолати фойда ҳисобланади.

$$J = \int_{t_0}^{t_1} \{C_Y Y(t) - C_Z Z(t) - C_U U(t)\} dt \,. \qquad (2.4)$$

Технологик жараённинг динамик модели умумий ҳолда ночизиқ дифференциал тенгламалар (жамланган параметрларга эга бўлган объектлар учун) тизимини, ёки хусусий ҳосилалардаги тенгламалар (тақсимланган параметрларга эга бўлган объектлар учун) тизимини ифодалайди.

Динамик оптималлаш тизими нафақат барқарор, шунингдек ҳаракатнинг ўтиш режимларида ҳам технологик жараённи олиб боришдан энг юқори фойда олишни таъминлайди.

Бошқарув объектлари ишлашининг ностационар режимини акс эттирувчи динамикали математик модель вақтнинг ҳар қандай онида оптимал бошқаришни ўзгартириб тўғрилаш ва ҳисоблаш имконини беради.

Динамик оптималлаштириш тизимини қўллаш бир қанча қийинчиликлар билан боғлиқ ҳамда БҲМнинг катта ҳажмли хотираси ва унинг юқори тезкорлигини талаб қилади.

Ҳозирги вақтда саноатда технологик жараёнларни динамик оптималлаштириш тизимини қўллашнинг кўп мисоллари маълум. Лекин, шубҳасиз, саноат ишлаб чиқаришида технологик аппаратларнинг намунали динамик математик моделларини яратиш, технологик жараёнларни бошқариш амалиётида динамик оптималлаштириш тамойилларини қўллаш соҳасини кенгайтиради.

2.2. Оптималлаштириш масалаларининг қўйилиши ва уларга мисоллар

2.2.1. Тажриба натижаларининг аппроксимацияси

Қандайдир чизиқли бошқарув технологик объекти (БТО) нинг статик тавсифларини тажрибавий тадқиқ этишда кириш ва чиқиш координаталарининг N қиймати олинган. Кузатилган натижаларни энг яхши ифодалайдиган аналитик боғланишни топиш талаб этилади.

Масаланинг шакллантирилиши учун белгилашлар киритамиз: Z, Y – БТО нинг кириш ва чиқиш координаталари; i – тажрибанинг хос рақами, i=1,2,...,N; Z_i, Y_i, – i-тажрибада Z ва Y қийматлари.

Чизиқли БТО нинг аналитик статик тавсифномаси қуйидаги кўринишга эга:

$$Y = xZ, \tag{2.5}$$

бу ерда x – Z_i, Y_i, $(i=\overline{1,n})$ маълумотларига қараб аниқланадиган номаълум коэффициент (x – кўрилаётган масала учун эркин ўзгарувчи ёки бошқарув).

Масаланинг мақсади Z_i, Y_i маълумотларини энг яхши аппроксимациялаш, Z_i, Y_i – бир нечта мақсадли функциялар билан миқдорий жиҳатдан характерланиши мумкин, хусусан:

$$f_1 = \max|Y_i - xZ_i|,\ f_2 = \sum_{i=1}^{N}\frac{|Y_i - xZ_i|}{N},\ f_3 = \sum_{i=1}^{N}\frac{|Y_i - xZ_i|^2}{N}. \tag{2.6}$$

f_1 мезони $U=xZ$ тўғри чизиқни қандайдир $\{Z_i, Y_i\}$ «жуда ёмон» тажриба нуқтасидан энг катта қияланишини характерлайди. Тажриба натижалари қўпол хатоликларга эга бўлганда, бундай «нуқтали» мезондан фойдаланиш хавфли. f_1 функцияси x бўйича биринчи тартибли узилишларга эга, бу эса тажриба натижаларини аппроксимациялаш сифатини баҳолаш учун бу функциядан фойдаланишни сезиларли даражада қийинлаштиради.

f_2 мезони $Y=xZ$ тўғри чизиқни барча тажрибавий натижалардан узоқлашганлигининг ўртача ўлчамини ифодалайди, бунда катта ва кичик чекиниш ёки «номослик» $|Y_i-xZ_i|$ нинг салоҳияти бир хил. Мезон яққол физик маънога эга, лекин унинг минимум нуқтасида дифференциалланмаслиги математик хусусияти f_2 ни тажриба натижаларини аппроксимациялаш учун қўллашни қийинлаштиради.

Учинчи мезон – тўғри чизиқнинг $\{Z_i, Y_i\}$ натижаларидан чекинишининг ўртача квадрати катта фарқлар $|Y_i-xZ_i|$ нинг аҳамиятлилигини ва кичикларининг аҳамиятсизлигини ҳисобга олади. f_3 мезони ҳамма ерда дифференциалланувчи бўлади ва уни аппроксимация сифатини баҳолаш учун қўллаш мақсадга мувофиқ.

Танланган f_3 оптималлаш мезони битта x ўзгарувчисига боғлиқ, у сонлар ўқи (-∞, +∞) да масала шарти бўйича исталган қийматни қабул қилиши мумкин, яъни «эркин» ўзгарувчига ҳеч қандай шарт ёки чегараланиш қўйилмайди.

Оптималлаштириш масаласи қуйидагича шакллантирилади: мезон

$$f_3(x) = \sum_{i=1}^{N} \frac{|Y_i - xZ_i|^2}{N} \to \min_x .$$

нинг минимумини таъминловчи x ўзгарувчини топиш лозим.

Шундай қилиб, тажриба натижаларини энг яхши аппроксимациялаш масаласи бир ўзгарувчили функциянинг шартсиз минимуми масаласи кўринишида ифодаланган.

2.2.2. Ишлаб чиқаришда бошқарувчи ҳисоблаш машинасини ўрнатиш жойини танлаш

Бошқарувчи ҳисоблаш машинаси (БҲМ) ёрдамида автоматлаштириладиган технологик жараён учун датчиклар ва ижро механизм (ИМ) ларини ўрнатиш жойлари маълум.

Алоқа линияси учун харажатларни камайтириш мақсадида БХМ ни жойлаштиришнинг энг яхши ўрнатиш жойини танлаш талаб қилинади.

Ушбу ишлаб чиқариш масаласида кабель маҳсулотига пул сарфини камайтириш асосий мақсад ҳисобланади. Мақсад функцияси сифатида БХМ дан датчиклар ва ИМ ларигача алоқа линиясининг умумий нархини танлаш мумкин. Нархнинг узунликка чизиқли боғланганлигидаги бу функция БХМ дан датчиклар ва ИМ ларигача бўлган кабеллар узунлиги йиғиндиси кўринишига ўтиши мумкин.

Масалада «эркин» ўзгарувчилар (бошқарувлар) сифатида x ва Y билан белгиланиши мумкин бўлган текисликда БХМ жойлашиш ўринлари координаталари қабул қилинади. Унда датчиклар ва ИМ ларини ўрнатиш нуқталари координаталарини $\{x_i, Y_i\}\ (i = \overline{1,N})$ (бу ерда N – датчиклар ва ИМ ларнинг умумий сони) билан белгилаш мумкин.

Оптималлаштириш мезони – номаълум $\{x, Y\}$ нуқтасидан N маълум нуқталари $\{x_i, Y_i\}\ (i = \overline{1,N})$ гача бўлган бўлак (кесма) лар йиғиндиси – f_0 билан белгиланади ва x, Y ўзгарувчилари орқали қуйидагича ифодаланади:

$$f_0(x,Y) = \sum_{i=1}^{N} \sqrt{(x - x_i)^2 + (Y - Y_i)^2}\,. \tag{2.7}$$

Масала шартига кўра x, Y ўзгарувчилари $(-\infty, +\infty)$ оралиқда ўзгариши мумкин, яъни масаланинг жоиз ечимлари кўплиги – чексиз сонли элементли тўлиқ сонли текисликдир.

Оптималлаштириш масаласининг бевосита қўйилиши – шундай x, Y ўзгарувчиларни топиш керакки, қабул қилинган оптималлаштириш мезони уларда минимал қийматга эришсин.

Бу масаланинг математик ифодаси қуйидагича:

$$f_0(x,Y) = \sum_{i=1}^{N} \sqrt{(x - x_i)^2 + (Y - Y_i)^2} \to \min_{x,Y}\,. \tag{2.8}$$

Ифодаланган жоиз ечимлар кўплиги қандайдир қўшимча шартсиз икки x, Y ўзгарувчининг функцияси минимуми масаласи – кўп ўзгарувчили функциянинг шартсиз минимуми масаласидир.

2.2.3. Ишлаб чиқариш биносида БҲМ ўрнатиш жойини танлаш

Ушбу масаланинг сўзма-сўз баёни олдинги масала баёнига мос келади, фақат БҲМ ни ўрнатиш жойи шарти бошқа, яъни уни координаталари x^-, x^+, Y^-, Y^+ олдиндан маълум бўлган бинога ўрнатиш мумкин.

Олдинги масаланинг барча белгиларини сақлаган ҳолда қуйидаги мезонни ифодалаймиз:

$$f_0(x,Y) = \sum_{i=1}^{N} \sqrt{(x - x_i)^2 + (Y - Y_i)^2} . \qquad (2.9)$$

Масаланинг ҳар бир ўзгарувчиси маълум чегарада бинонинг берилган ўлчамига:

$$x^- \le x \le x^+, \qquad Y^- \le Y \le Y^+ \qquad (2.10)$$

кўра ўзгариши мумкин.

Бу иккала тенгсизлик масаланинг *Д* билан белгиланган жоиз ечимлари кўплигини аниқлайди. Қисқача баёнлаш учун *Д* кўплик қуйидаги шаклда киритилади:

$$Д = \left\{x, Y:\ x^- \le x \le x^+, \qquad Y^- \le Y \le Y^+\right\}. \qquad (2.11)$$

Шакллантирилган оптималлаштириш масаласининг қўйилиши: f_0 мезони минимумини таъминловчи $x, Y \in Д$ ни топиш:

$$f_0(x,Y) \to \min_{x,Y \in Д} . \qquad (2.12)$$

Шакллантирилган масала *Д* кўпликка кириш шарти қўйилган икки ўзгарувчили функцияни минималлаштиришдан иборат (кўп ўзгарувчили функциянинг шартли экстремуми масаласи).

2.2.4. Автоматик ростлаш тизимлари (АРТ) ростлагичларининг оптимал созлаш параметрларини аниқлаш

БТО нинг автоматик ростлаш тизимлари икки параметрни ростловчи пропорционал-интегралли (ПИ) ростлагичдан иборат. Ростлашнинг энг яхши сифатини таъминловчи ростлагичнинг созлаш параметрларини танлаш талаб қилинади.

БТО нинг ростланувчи координатасини Y орқали белгилаймиз, ростловчи таъсирни – Z орқали белгилаймиз. Ростлагич динамикаси тенгламаси қуйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\dot{Z} = f_1(Z, Y, x_1, x_2), \tag{2.13}$$

бу ерда x_1, x_2 – созлаш параметрларининг белгиланиши, f_1 – Z, Y ларнинг чизиқли функцияси.

АРТ да ўтиш жараёнларининг сифатини миқдорий жиҳатдан интеграл квадратик мезони катталиги орқали баҳолаш мумкин:

$$f_0(x_1 x_2) = \int_0^{\infty} Y^2(t)dt\,, \tag{2.14}$$

унинг қиймати ушбу БТО учун фақат x_1, x_2 ўзгарувчиларини танлашга боғлиқ, яъни $f_0=f_0(x_1,x_2)$. f_0 функция x_1, x_2 га мавҳум боғлиқ; f_0 ни берилган x_1, x_2 лар бўйича ҳисоблаш учун ростлагич тенгламасидан ташқари, яна бир БТО динамикасини ифодаловчи дифференциал тенгламани ҳам ечиш зарур:

$$\dot{Y} = f_2(Y, Z). \tag{2.15}$$

ПИ ростлагичнинг ростлаш параметрлари x_1, x_2 ни танлаш оптималлаштириш масаласи – ўтиш жараёнлари $Y(t)$ нинг энг яхши сифатини таъминлаш шартидан қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$f_0(x_1 x_2) = \int_0^{\infty} Y^2(t)dt \to \min_{x_1, x_2}\,, \tag{2.16}$$

бунда Z, Y боғланишларга дифференциал тенгламалар шаклида риоя қилинганда:

$$f_1(Z, Y, x_1 x_2) - \dot{Z} = 0, \qquad f_2(Y, Z) - \dot{Y} = 0. \tag{2.17}$$

Ифодаланган масала икки ўзгарувчили $f_0(x_1, x_2)$ функциясининг шартли экстремуми масаласини ўзида намоён этади.

2.2.5. Параллел агрегатлар орасида юкланишларнинг тақсимланиши

Технологик жараён хом ашё ва маҳсулот бўйича умумий коллекторли параллел қўшилган n агрегатларда амалга оширилади. Хом-ашё бўйича берилган x_0 юкланиш барча агрегатлар билан бажарилади, бунда уларнинг умумий унумдорлиги энг юқори бўлиши лозим.

Хом ашёнинг i – агрегатта сарфини x_i билан, маҳсулот чиқишини Y_i $(i=1,2,...,n)$ орқали белгилаймиз. Бунда хом-ашёнинг умумий x_0 сарфи барча x_i $(i=\overline{1,n})$лар йиғиндисига тенг, умумий унумдорлик:

$$f_0 = Y_1 + Y_2 + ... + Y_n \qquad (2.18)$$

эса оптималлаштириш масаласининг мезонидир.

i – агрегатнинг унумдорлиги бошқа бир қатор баравар ҳолатларда x_i сарфга боғлиқ, яъни:

$$Y_i f_i(x_i), \quad i = 1,2,...,n, \qquad (2.19)$$

бу ерда Y_i – қандайдир x_i ларнинг функцияси (агрегатнинг статик ёки юкланиш характеристикаси). Бу боғланишни ҳисобга олган ҳолда оптималлик мезони қуйидаги кўринишга келади:

$$f_0(x) = \sum_{i=1}^{N} f_i(x_i), \qquad (2.20)$$

бу ерда $x=\{x_1,x_2,...,x_n\}$ – «эркин» ўзгарувчи (бошқарув) лар вектори.

Жоиз бошқарувлар кўплиги $Д$, ҳар бир ўзгарувчи x_i га қўйилган физик чегараланишлар билан аниқланган:

$$0 \le x_i \le x_0 . \qquad (2.21)$$

Ундан ташқари, масала шартига кўра, барча катталиклар қўшимча нисбатлар билан боғланган:

$$\sum_{i=1}^{n} x_i = x_0 . \qquad (2.22)$$

Демак,

$$Д = \left\{ x : 0 \le x_i \le x_0,\ i = \overline{1,n};\ \sum_{i=1}^{n} x_i = x_0 \right\}. \qquad (2.23)$$

Оптималлаштириш масаласи хом ашё $x_i(i=\overline{1,n})$ нинг шундай сарфини топишдан иборатки, бунда умумий маҳсулот чиқиши максимал бўлсин, яъни:

$$f_0(x)=\sum_{i=1}^{N} f_i(x_i)\to \max_{x\in Д}, \qquad (2.24)$$

ва ҳар бир x га чегараланиш ҳамда $x_1+x_2+\ \dots\ +x_n=x_0$ боғланиш бажарилсин.

Ифодаланган масала ҳар бир чегара ҳамда чегараланишлар ва боғланишлар шаклида қўшимча шартлар қўйилгани n ўзгарувчили функция максимумининг оптималлаштириш масаласи ҳисобланади (кўп ўзгарувчили функциянинг шартли экстремуми масаласи).

2.2.6. Даврий ишловчи реакторнинг ҳарорат режимини оптималлаштириш

Даврий ишловчи реакторда суюқ фазали моддалар A ва $Б$ аралашмасидан суюқ жинсли моддалар, фойдали $В$ маҳсулот ва қўшимча $С$ маҳсулот олишдан иборат бўлган гомоген кимёвий жараён ўтказилади. $В$ ва $С$ моддаларнинг ҳосил бўлиш тезлиги $А$, $Б$ моддалар концентрациясига ва маълум чегарада ўзгариши мумкин бўлган реакцион аралашма ҳароратига боғлиқ. Реакторнинг шундай ҳарорат режимини топиш керакки, берилган вақт моменти t_1 га $В$ модданинг чиқиш унумдорлиги энг юқори бўлсин. Шартли белгиларни киритамиз:

Y_A, $Y_Б$, $Y_В$, Y_C – $А$, $Б$, $В$, $С$ моддаларнинг концентрацияси; T – реакцион аралашма ҳарорати; t – вақт, $0\le t\le t_1$; $W_B(Y_A,Y_Б,T)$, $W_C(Y_A,Y_Б,T)$ – қуйидаги кимёвий реакцияларда:

$$\mu_A+\mu_Б Б\to B,\qquad A+\mu_B B\to \mu_C C,$$

$В$ ва $С$ моддалар ҳосил бўлиш тезликлари, бу ерда $\mu_A,\mu_Б,\mu_B,\mu_C$ – стехиометрик коэффициентлар;

$$\varphi_B(Y_A,Y_Б,Y_B,Y_{A0},Y_{Б0},\mu_A,\mu_Б)=0,$$

$\varphi_C(Y_A, Y_Б, Y_C, Y_{A0}, \mu_B, \mu_C) = 0$ – B ва С моддалар бўйича моддий баланс тенгламалари (бу ерда: Y_{A0}, $Y_{БО}$ - $t = 0$ да A ва $Б$ моддаларнинг бошланғич концентрациялари).

Кўрилаётган масалада оптималлик мезони бўлиб вақтнинг t_1 моментида B модда концентрацияси хизмат қилади:

$$f_0 = Y_B(t_1) = \int_0^{t_1} [W_B(Y_A(t), Y_Б(t), T) - \mu_B W_C(Y.(t), Y_B(t), T(t))] dt \cdot \quad (2.25)$$

f_0 мезони Y_A, $Y_Б$ ва T ўзгарувчиларга боғлиқ, лекин «эркин» бошқарув сифатида фақатгина ҳарорат T ҳисобланади, чунки Y_A ва $Y_Б$ концентрациялар W_B ва W_C тезликлар ҳамда $\varphi_B(\cdot) = 0$ ва $\varphi_C(\cdot) = 0$ моддий баланс тенгламалари орқали аниқланади. T ҳарорати t вақтида ўзгаради, шунинг учун f_0 функция $T(t)$ функциясининг функцияси ёки функционал бўлади.

Масала шартига кўра, ҳарорат ҳар бир t даврда юқоридан ва пастдан чегараланган:

$$T^- \le T(t) \le T^+, \quad (2.26)$$

бу ерда T^-, T^+ қийматлари кимёвий ишлаб чиқариш технологияси билан аниқланган.

Масаланинг жоиз ечимларининг кўплиги қуйидаги кўринишга келади:

$$Д = \{T(t) : T^- \le T(t) \le T^+, \dot{Y}_B = W_B(\cdot) - \mu_B W_C(\cdot), \quad \varphi_B(\cdot) = 0, \quad \varphi_C(\cdot) = 0\}. \quad (2.27)$$

Оптималлаштириш масаласининг шакллантирилган ифодаси қуйидагича: реагентлар боғланишлари концентрацияларига реакциялар тезликлари ва моддий баланслар тенгламалари:

$$f_0(T(t)) = \int_0^{t_1} W_B(Y_A, Y_B, T) dt \to \max_{T \in Д}, \quad (2.28)$$

$$T^- \le T(t) \le T^+, \ \dot{Y}_B = W_B(\cdot), \ \dot{Y}_C = W_C(\cdot), \ \varphi_B(\cdot) = 0, \ \varphi_C(\cdot)$$

шаклида қўйилганларга риоя қилинган ҳолда f_0 мезони максимумини таъминловчи $T(t \in Д)$ бошқарувни топиш.

Баён этилган оптималлаштириш масаласи $T(t)$ бошқарувига ва эрксиз ўзгарувчилар боғланишларига қўйилган чегараланишлар мавжуд бўлганда функционалнинг максимумини таъминлаш ҳисобланади (шартли экстремумнинг вариацион масаласи).

2.3. Оптималлаштириш масаласининг таҳлили

Шакллантирилган оптималлаштириш масаласи умумий ҳолда қуйидагиларни ўз ичига олади: f_0 оптималлик мезони; бошқарув ёки «эркин» ўзгарувчилар $\{x_1, x_2, ..., x_n\} = x$; қандайдир x га боғлиқ бўлган ўзгарувчилар $\{Y_1, Y_2, ..., Y_n\} = Y$.

x ва Y га қўйиладиган шартлар мажмуаси, хусусан, $\varphi(x,Y) < 0$ чегараланиш ва $f(x,Y)=0$ боғланишлар билан таркиб топган жоиз ечимлар кўплиги $Д$. Кўрсатилган компонентлардан ташқари, оптималлаштириш масаласига унинг қўйилиш ифодаси ҳам киради:

$$f_0(x,Y) \rightarrow \min_{x \in Д}(\max_{x \in Д}), \tag{2.29}$$

бунда $f(x,Y)=0$ боғланиш ва чегараланишлар $\varphi(x,Y) < 0$ га риоя қилинади.

Оптималлаштириш масалаларининг бундан ҳам яққолроқ қўйилиш ифодаси, шунингдек уларни ечиш усуллари масаланинг асосий компонентларининг математик хоссалари: x бошқарув, $Д$ кўплик, f_0 мезонига боғлиқ.

2.3.1. Оптималлаштириш масалаларида бошқарув

Шакллантирилган оптималлаштириш масаласи «эркин» ўзгарувчилари сифатида $x=\{x_1, \quad x2,...,x_i,...,x_n\}$ вектори ишлатилади, компонентлар x_i нинг ҳар бири ҳақиқий сонлардир. Вектор «қиймати» Эвклид меъёри:

$$\|x\|_{E^n} = \left(x_1^2 + x_2^2 + ... + x_n^2\right)^{0.5}, \tag{2.30}$$

иккала вектор x_I ва x_{II} орасидаги масофа – меъёр:

$$\|x_I - x_{II}\|_{E^n} = \left[\sum_{i=1}^{n}(x_{Ii} - x_{IIi})^2\right]^{0.5} \tag{2.31}$$

билан характерланади.

$n=1$ бўлса, x_I бошқарув ёзувни соддалаштириш мақсадида қисқача тарзда x билан белгиланади.

Баъзи бир оптималлаштириш масалаларида x бошқаруви қандайдир мустақил аргументнинг, масалан t вақтининг функцияси бўлиши мумкин. $x(t)$, $0 \leq t \leq t_I$ бошқаруви узлуксиз функция бўлиши мумкин ёки 1-турли узилишга эга бўлади. Скаляр узлуксиз $x(t)$ бошқарувнинг «қиймати» бир текис меъёр орқали характерланади:

$$\|x\|_C = \max_{0\le t\le t_1}|x(t)|. \tag{2.32}$$

1-турли узилишлар мавжуд бўлганда ўрталаштирилган меъёр ишлатилади:

$$\|x\|_{L_2} = \left(\frac{1}{t_1}\int_0^{t_1} x^2(t)dt\right)^{0.5}_{0\le t\le t_1}. \tag{2.33}$$

Векторли $x(t)=\ \{x_1(t),x_2(t),...,x_n(t)\}$ бошқаруви Эвклид меъёри билан аниқланади:

$$\|x(t)\| = \left(\sum_{i=1}^{n} x_i^2(t)\right)^{0.5}. \tag{2.34}$$

2.3.2. Жоиз Д бошқарувлари кўплиги

Кўплик тушунчаси остида қандайдир умумий хусусият ёки белгига эга бўлган баъзи бир элементлар (сонлар, функц' лар, нуқталар ва шунга ўхшашлар) мажмуаси тушунилади. Масалан, манфий сонлар кўплиги нолдан кичик бўлган барча ҳақиқий сонларни ўз ичига олади. Агар x элемент $Д$ кўплигига тегишли бўлса, бу ҳолат $x \in Д$ шаклида ёзилади, бу ерда $\in$ – тегишлилик белгиси. $Д$ кўплик ўзидан «кучли» $Д_I$ кўпликка кириш таъкиди $Д \subset Д$ кўринишда ёзилади, бу ерда $\subset$ – $Д$ нинг $Д_I$ га кириши белгиси. $Д$ кўплигидаги x_I ва x_{II} элементлари орасидаги масофа $\|x_I - x_{II}\|$ меъёри орқали характерланади.

Оптималлаштириш масаласининг жоиз ечимлари $Д$ масала шартини қаноатлантирувчи барча x элементларини бирлаштиради. Бу шартлар қуйидагилар билан берилиши мумкин:

- тўғри чизиқли ёки бошқарувларга мустақил чегараланишлар билан:

$$x_i^- \le x_i \le x_i^+ \text{ ёки } x_i^- < x_i < x_i^+,\ i=1,2,...,n, \tag{2.35}$$

бу ерда x_i^-, x_i^+ – маълум катталиклар (улар масаланинг физик қўйилишида кўрсатилган);

- «эркин» ва «эрксиз» ўзгарувчилар x ва Y ўртасидаги алоқалар билан:

$$\varphi_1(x)=0 \text{ ёки } \varphi_2(x,Y)=0; \qquad (2.36)$$

- x ва x,Y ўзгарувчиларга мавҳум чегараланишлар билан:

$$f_1(x)\le 0 \text{ ёки } f_2(x,Y<0); \qquad (2.37)$$

- икки ёки учта турли шартлар мажмуи билан.

Д кўплиги қуйидаги ифодалардан бири билан топилади:

$$Д=\left\{x: x_i^- \le x \le x_i^+, \quad i=\overline{1,n}\right\},$$
$$Д=\left\{x: x_i^- \le x \le x_i^+, \quad i=\overline{1,n}; \quad \varphi(x,Y)=0\right\}, \qquad (2.38)$$
$$Д=\left\{x: x_i^- \le x \le x_i^+, \quad i=\overline{1,n}; \quad \varphi(x,Y)=0, \quad f(x,Y)<0\right\},$$

бу ерда «:» белгиси «бўлганда» маъносини билдиради.

n – ўлчамли сонли векторлар $x=\{x_1,x_2,...,x_i,...,x_n\}$ дан ҳосил бўлган *Д* кўплик сонли кўплик деб аталади. Агар *Д* элементлари $x(t)$ функциялардан иборат бўлса, *Д* – функционал кўплик бўлади.

Оптималлаштириш масаласининг қўйилиши ва ечилиши учун *Д* кўпликнинг баъзи бир математик хусусиятлари, хусусан, чегараланганлиги, берклиги ва қавариқлиги муҳим аҳамиятга эга.

Кўпликнинг чегараланганлиги. Агар C_0 сони мавжуд бўлиб, барча $x \in Д$ учун $|x| < C_0$ тенгсизлик бажарилса, сонли *Д* кўплик чегараланган деб аталади.

Кўпликнинг чегараланиши юқоридан ва пастдан бўлиши мумкин. Агар барча $x \in Д$ учун $x \ge C_1$ тенгсизлик бажарилса, *Д* кўплик пастдан чегараланган ҳисобланади. $x \ge C_1$ тенгсизликни қаноатлантирувчи энг катта C_1 сони кўпликнинг пастки чеккаси ёки инфинум (inf *Д*) деб аталади:

$$C_1=\inf_x Д \qquad (2.39)$$

Агар C_2 сони мавжуд бўлиб, унда барча $x \in Д$ учун $x \le C_2$ тенгсизлиги бажарилса, *Д* кўплик юқоридан чегараланган бўлади. $x \le C_2$ бўлгандаги энг кичик C_2 сони аниқ юқори чекка деб аталади ва $\sup_x Д=C_2$ орқали белгиланади (sup «супремум» деб ўқилади).

Кўпликнинг берклиги. $Д$ кўплигида ҳар қандай (шунингдек, ўга кичик) атрофида ҳеч бўлмаса яна битта $x \in Д$ нуқтаси мавжуд бўлган x_n чекка нуқталари бўлиши мумкин. Агар барча x_n чекка нуқталар $Д$ нинг ўзига тегишли бўлса, бундай кўплик берк кўплик дейилади. Берк кўпликда барча «чегаравий» нуқталар кўплик таркибига киради. Бундай кўпликда $Д$ дан ташқарига чиқмасдан $\beta \to \infty$ да $\left\| x_\beta - x_n \right\| \to 0$ маъносида x_n га мос келувчи $x_I, x_{II}, x_{III}, \ldots, x_\beta, \ldots$ кетма-кетликни қуриш мумкин. Берк кўпликка, чекка x^-, x^+ нуқталари $Д$ кўпликка тегишли бўлган, $Д = \left\{ x : x^- \le x \le x^+ \right\}$ сонлар ўқи мисол бўлиши мумкин.

Агар чекка x_n нуқталар (ёки ҳеч бўлмаса улардан биттаси) $Д$ кўпликдан ташқарида жойлашган бўлса, $Д$ кўплик очиқ кўплик деб аталади. Очиқ ёки берк бўлмаган кўпликда «чегара» йўқ, шунинг учун x_I, $x_{II}, \ldots, x_\beta \ldots$ кетма-кетлик x_n нуқтага ҳар қанча яқинлашиши мумкин, лекин унга тегмайди ($\beta \to \infty$ бўлганда $\| x_\beta - x_n \| \neq 0$). Очиқ кўпликка чекка нуқталари x^-, x^+ кўплик $Д$ дан ташқарида чекка ётган $Д = \left\{ x : x^- \le x \le x^+ \right\}$ оралиқ мисол бўла олади.

Кўпликнинг қавариқлиги. Агар ихтиёрий икки x_I ва x_{II} элементларни бирлаштирувчи L тўғри чизиғи бутунлай $Д$ кўпликда ётса, бу сонли кўплик қавариқ кўплик бўлади. L тўғри чизиқдаги исталган x_j нуқтани қуйидаги формула орқали топиш мумкин:

$$x_j = jx_I + (1 - j)x_{II}, \tag{2.40}$$

бу ерда j – вазнли кўпайтирувчи, $0 \le j \le 1$. Агар j 0 дан 1 гача ўзгарганда барча нуқталар $x_j \in Д$ бўлса, унда бу кўплик қавариқ кўплик бўлади.

Қавариқ кўпликка мисол бўлиб $Д = \left\{ x : x_i^- \le x_i \le x_i^+, \quad i = 1,2 \right\}$, ноқавариқ кўпликка эса $Д = \left\{ x : x_1^2 + x_2^2 = 1 \right\}$ хизмат қилади.

2.3.3. Оптималлик мезонлари

Баъзи бир оптималлаштириш масалаларида оптималлик мезонлари фақатгина бошқарувлар $\{x_1,x_2,...,x_n\}=x$ га боғлиқ ва $f_0(x)$ шаклида ёзилади. Бошқаларида f_0 яққол кўринишда x вектори ва x га боғлиқ бўлган баъзи бир эрксиз $\{Y_1,Y_2,...\}=Y$ ўзгарувчилар билан аниқланади. Бу ҳолатда f_0 – x,Y нинг функцияси ёки фақат Y нинг, яъни Y: $f_0(x,Y)$ ёки $f_0(Y)$, функцияси ҳисобланади. $f_0(x,Y)$ ни ҳисоблаш учун оптималлаш масаласига қўшимча шартлар ёки x ва Y орасидаги алоқа (тенглама) си кириши керак:

$$\varphi(x,Y)=0. \qquad (2.41)$$

«Эркин» x ўзгарувчи берилиб, алоқа тенгламасининг ечими $Y(x)$ ни топиш ва уни f_0 мезонига қўйиб, қуйидаги кўринишга келтириш мумкин:

$$f_0(x,Y(x))=f_0(0). \qquad (2.42)$$

Шундай қилиб, барча оптималлаштириш масалаларида оптималлик мезони f_0 ни $\{x_1,x_2,...,x_n\}=x$ бошқарувлар функцияси $f_0(x)$ шаклида ифодалаш мумкин.

f_0 мезони фақатгина битта x_1 ўзгарувчисига (у $f_0(x_1)$ ёки $f_0(x)$ каби ифодаланади) ёки кўп n ўзгарувчилар $\{x_1,x_2,...,x_n\}=x$ га боғлиқ бўлиши мумкин, бу ерда n – бутун сон; амалий оптималлаштириш масалаларида n нинг қиймати жуда ҳам кам ҳолларда 5-10 дан ошмайди, намойиш ва ўқув масалаларида одатда $n = 2$ деб қабул қилинади. n ўлчамли бошқарув учун мезон $f_0(x_1,x_2,...,x_n)=f_0(x)$ шаклида ёзилади.

n нинг чекланган сонида мезон $f_0(x)=f_0(x_1,x_2,...,x_n)$ ни оптималлаштириш масаласи чекли ўлчамли масала дейилади; $n\to\infty$ бўлганда чексиз ўлчамли экстремал масалага эга бўламиз.

Баъзи оптималлаштириш масалаларида x бошқаруви t вақтнинг ёки бирон-бир бошқа эркин аргументнинг функцияси бўлади. Бунда f_0 мезони функциянинг функцияси ёки функционал $f_0[x(t)]$ бўлади. Ҳар қандай бошқарув $x(t)$ да f_0 функционал қиймати ҳақиқий сондир (2.1.6 – мисолга қаранг). $f_0(x)$ функционалли оптималлаштириш масаласи вариацион ёки чексиз ўлчамли оптималлаштириш масаласи деб аталади. Бундай номланишнинг маъноси қуйидагилардан иборат.

$[0,\ t_1]$ вақт оралиғида аниқланган $x(t)$ функцияни Δt, $i=1,2,...,n$ (бу ерда $n=t_1/\Delta t$). Δt вақтнинг ҳар бир i – оралиғида $x(t_i)=x_i$ ординатали бўлакли-ўзгармас боғланиш билан тақрибан алмаштириш мумкин. Δt қанчалик кичик, n эса қанчалик катта бўлса, $x(t)$ нинг бўлакли-зинали аппроксимацияси шунча аниқ ва $f_0(x_1,x_2,...,x_n)$ функция функционал $f_0(x(t))$ га шунчалик яқин бўлади. $\Delta t \to 0$ да сон

$$n \to \infty, \quad f_0(x_1, x_2, ..., x_L, ..., x_n) \to f_0(x(t))$$

ва $f_0(x_1, x_2, ... x_n)$ мезонининг «ўлчами» ҳам чексизликка интилади, шу сабабли $f[x(t)]$ ни оптималлаштириш масаласининг «ўлчами» чексиз катта.

Чексиз ўлчамли оптималлаштириш масалалари таҳлили ва уларни ечиш муаммолари билан экстремал ечимлар назариясининг асосий қисмларидан бири бўлган вариацион ҳисоблаш шуғулланади.

$f_0(x)$ мезони яққол ёки мавҳум (алгоритмик) шаклда берилиши мумкин.

$f_0(x)$ яққол берилганда қандайдир формула орқали ифодаланади, унга x (ёки x, Y) қўйилади ва мезон қиймати ҳисобланади.

f_0 мавҳум берилганда x бошқаруви мезонга кирмайди, унинг қийматини ҳисоблаш учун эса муайян алгоритм бўйича бир қатор математик операцияларни бажариш зарур, яъни қандайдир йўл билан тенгламани ечиш, аниқ интегрални олиш ва шунга ўхшаш ишларни амалга ошириш зарур. $f_0(x)$ нинг алгоритмик берилишига қуйидаги мезон мисол бўлади:

$$f_0(x) = \int_0^\infty Y^2(t)dt\,. \tag{2.43}$$

АРТ ростлагичларининг оптимал созлаш параметрларини аниқлаш мисолида f_0 ни ҳисоблаш учун x берилиши, дифференциал тенгламалар системасининг сонли ечилиши, аниқ интегрални квадратураларда ечиш лозим бўлганда, бу:

$$\int_0^{t_1} Y^2(t)dt\,,$$

бу ерда t_1 – $|Y(t)| \approx 0$ бўлганда вақт моменти.

Мезоннинг алгоритмик тарзда берилиши унинг математик хоссаларини тадқиқ қилишни қийинлаштиради, чунки улар қўшимча операциялар ва нисбатларнинг хусусиятларига боғлиқ бўлиб қолади.

Оптималлаштириш масаласининг берилишида ва ечилишида $f_0(x)$ функциянинг баъзи математик хусусиятлари сезиларли аҳамиятга эга бўлади, хусусан узлуксизлик, дифференциалланиши, чегараланганлиги ва қавариқлиги.

$f_0(x)$ функциянинг узлуксизлиги. Агар $Д \subset Д$ нинг кичик атрофидан барча x учун $x \to x_1$ шартидан $f(x) \to f(x_1)$ келиб чиқса, $f(x)$ функция x_1 нуқтада узлуксиз бўлади (бу ерда ва бундан кейин $f_0(x)$ даги «0» индекси ёзишни соддалаштириш учун тушириб қолдирилган). Агар $f(x)$ функцияси барча $x \in Д$ нуқталарда узлуксиз бўлса, унда у $Д$ кўпликда узлуксиз бўлади.

Икки узлуксиз функциянинг йиғиндиси ёки кўпайтмаси ҳам узлуксиз функция бўлади. Узлуксиз функцияни исталган аниқлик даражаси билан тўлиқ тизимни ташкил этувчи кўпҳадлар ёки бошқа функциялар орқали аппроксимациялаш мумкин.

Чегараланган берк кўплик $Д$ да аниқланган узлуксиз $f(x)$ функция ҳар доим ўзининг энг кичик ва энг катта қийматига эришади. Бу эса экстремумни топишдан иборат бўлган оптималлаштириш масаласининг ечими мавжуд-лигини кафолатлайди.

Узлуксиз функция баъзи $x \in Д$ нуқталарда, ёки $Д$ кўплик барча жойида (одатда, «сунъий» масалаларда) дифференциалланмайдиган бўлиши мумкин.

$f(x)$ функциянинг дифференциалланувчанлиги. Агар бир ўзгарувчили $f(x)$ функциянинг ҳосиласи мавжуд бўлса:

$$f'(x_1) = \frac{\lim\left[f(x_1) - f(x_1 + \Delta x)\right]}{\Delta x} < \infty, \qquad (2.44)$$

у нуқта x_1 да дифференциалланувчи бўлади.

Агар функция $x \in Д$ нуқтада дифференциалланувчи бўлса, у $Д$ кўпликда дифференциалланувчи бўлади.

Агар кўп ўзгарувчили функция $f(x_1, x_2, ..., x_n)$ нинг барча хусусий $\partial f(x_i)/\partial x_i$, $i = \overline{1,n}$, ҳосилалари мавжуд бўлса ёки x_1 да унинг дифференциали мавжуд бўлса, яъни:

$$df = \frac{\partial f(x_l)}{\partial x_l}\Delta x_l + \frac{\partial f(x_l)}{\partial x_2}\Delta x_2 + \ldots + \frac{\partial f(x_l)}{\partial x_n}\Delta x_n < \infty, \qquad (2.45)$$

унда у $x_l=\{x_{l1},x_{l2},\ldots,x_{ln}\}$ нуқтада дифференциалланувчи бўлади. Агар ҳар бир $x\in Д$ нуқтада df дифференциал чекли бўлса, $f(x_1,x_2,\ldots,x_n)$ функция $Д$ кўпликда дифферен-циалланувчи бўлади.

Дифференциалланувчи $f(x_1,x_2,\ldots,x_n)$ функция қуйидаги градиентга эга бўлади:

$$grad\ f(x) = \frac{\partial f(x)}{\partial x_1} j_1 + \frac{\partial f(x)}{\partial x_2} j_2 + \ldots + \frac{\partial f(x)}{\partial x_n} j_n, \qquad (2.46)$$

бу ерда $j_1,\ldots,j_n$ – бирлик ўқлар. Янада қисқароқ ифода:

$$grad\ f(x) = \left\{\frac{\partial f(x)}{\partial x_i}, \qquad i=\overline{1,n}\right\}. \qquad (2.47)$$

Градиент – j_i ўқлардаги $\partial f / \partial x_i$ проекцияли вектордир, градиент йўналиши x нуқтада $f(x)$ нинг энг тез ўсиши (антиградиент $-\{\partial f / \partial x_i,\ i=\overline{1,n}\}$ учун $f(x)$ нинг энг тез камайиши) йўналишини кўрсатади. Градиент йўналишидаги $f(x)$ ҳосила қуйидаги градиент меъёрига тенг бўлган энг катта миқдорга эга бўлади:

$$\|grad\ f(x)\| = \left[\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2\right]^{0,5}. \qquad (2.48)$$

$f(x)$ функция градиенти нолга тенг бўладиган $x^C\in Д$ нуқта (ёки барча $\partial f(x^C)/\partial x_i = 0$) стационар (кўзғалмас) нуқта дейилади. Бу x^C нуқтада $f(x)$ нинг исталган йўналиш бўйича ўзгариш тезлиги нолга тенг *("stationarius"* сўзи лотинчада "қўзғалмас" маъносини англатади).

Функциянинг чегараланганлиги. Агар шундай C сони мавжуд бўлиб, барча $x\in Д$ учун $f(x)\le C$ (ёки $f(x)\ge C$) тўғри бўлса, $f(x)$ функция $Д$ кўпликда юқоридан (пастдан) чегараланган бўлади. $f(x)$ функция баъзи x^* нуқталарда C га эришиши мумкин ва унда $f(x^*)=C$, лекин $Д$ нинг ҳеч қандай нуқтаси $x\in Д$ да С га эриша олмаслиги мумкин. Бу ҳолатда исталган $x\in Д$ да $f(x)\le C$ учун С сонининг энг кичик қиймати $f(x)$ нинг юкори чеккаси дейилади ва

$$\sup_{x \in Д} f(x) = C$$

орқали белгиланади (sup сўзи лотинча superemum – энг юқори деган маънони билдиради).

Пастдан чегараланган $f(x)$ функция учун барча $x \in Д$ да $f(x) \geq C$ тенгсизлик тўғри бўлган энг катта C сони функциянинг пастки чегараси деб аталади ва $inf\ f(x)=C$ деб белгиланади (*inf* сўзи лотинча *infinum* – пастки).

Чегараланган функция чегараланган берк тўпликда ҳар доим ўзининг юқори ва пастки чегарасига эришади.

Функция экстремуми. $f(x)$ функция, агар унинг $f(x^*)$ қиймати барча $\Delta x \in Д$ да $Д_1 \in Д$ нинг энг яқин оралиғида тенг ёки унинг барча қолган қийматларидан кичик (тенг ёки катта) бўлса:

$$f(x^* + \Delta x) - f(x^*) \geq 0, \quad (f(x^* + \Delta x) - f(x^*) \leq 0), \quad (2.49)$$

x^* нуқтада ўзининг локал минимуми (максимуми) га эришади. Агар қатъий тенгсизлик:

$$f(x^* + \Delta x) - f(x^*) > 0, \quad (f(x^* + \Delta x) - f(x^*) < 0) \quad (2.50)$$

мавжуд бўлса, унда $f(x)$ функция x^* да локал қатъий минимум (максимум) га эга бўлади.

x^* нуқтада $f(x)$ функциянинг глобал минимуми (максимуми) мавжуд бўлиши учун $Д_1$ атрофи $Д$ тўплик билан мос келиши керак.

Экстремум (минимум ёки максимум) нуқтасида дифференциалланувчи функция учун барча x_i аргументлар бўйича унинг биринчи ҳосилалари нолга тенг ёки $grad\ f(x)=0$. Дифференциалланувчи функциянинг x^* экстремум нуқтаси x стационар (қўзғалмас) нуқтаси ҳисобланади. Тескари таъкидлаш нотўғри: барча қўзғалмас нуқталар x^C да функция максимум ёки минимумга эга эмас. Функциянинг қайта эгилиш нуқтаси мавжуд бўлиб, уларда функция градиенти қатъий нолга тенг, кичик атрофда функция баъзи бир йўналишларда ўсади, баъзи йўналишларда эса камаяди.

Агар дифференциалланувчи функция x^* нуқтада экстремумга эга бўлса, бу нуқта қўзғалмас нуқта бўлади деган таъкид оптималлаштиришнинг зарурлик шарти (лекин етарлилик эмас!) ҳисобланади.

Дифференциалланмайдиган функция учун экстремум ва қўзғалмас нуқта тушунчалари тўғри келмайди: $f(x)$ нинг минимум нуқтасида $f'(x)$ ҳосила умуман мавжуд бўлмаслиги мумкин.

Функция қавариқлиги. Қавариқ *Д* кўпликда аниқланган *f(x)* функция, агар исталган $x_I, x_{II} \in Д$, учун қуйидаги шарт:

$$0{,}5 f(x_I) + 0{,}5 f(x_{II}) - f\left(\frac{x_I + x_{II}}{2}\right) = \Delta(x_I, x_{II}) \geq 0 \quad (2.51)$$

бажарилса, пастга қавариқ функция деб аталади.

Пастга қавариқликнинг геометрик талқини $f[(x_I + x_{II})/2]$ нуқтаси ҳамда $f(x_I)$ ва $f(x_{II})$ нуқталаридан ўтувчи L тўғри чизиғининг орасидаги $\Delta(x_I, x_{II})$ кесманинг ҳар доим манфиймаслигини англатади.

Очиқ *Д* кўпликда аниқланган пастга қавариқ функция бир ёки ҳеч қандай минимумга ва жуда кўп қўзғалмас нуқталарга эга бўлади.

Агар $\Delta(x_I, x_{II}) <> 0$ кесма ҳеч бўлмаса бир жуфт нуқта учун $x_I, x_{II} \in Д$, тегишли бўлса, бу функция ноқавариқ деб аталади.

Ноқавариқ функция *f(x)* *Д* кўпликда исталганча кўп минимум ва максимумларга эга бўлиши мумкин.

Пастга қавариқ функциялар қатъий қавариқ ва ўта қавариқ функциялар синфларига ажратилиши мумкин. Қатъий пастга қавариқ функция учун ҳар қандай $x_I, x_{II} \in Д$ да қатъий тенгсизлик $\Delta(x_I, x_{II}) > 0$ бажарилади. Ўта қавариқ функция янада жиддий шартга жавоб беради:

$$\Delta(x_I, x_{II}) > C_0 \|x_I - x_{II}\|^2 > 0, \quad x_I, x_{II} \in Д, \quad (2.52)$$

бу ерда C_0 - қандайдир ўзгармас, $C_0 > 0$. Бу шартга мувофиқ ўта қавариқ функция учун Д кесма нафақат нолдан катта, балки x_I ва x_{II} нуқталар орасидаги масофага ҳам боғлиқ. Шунга кўра ўта қавариқ функция ҳар доим ҳам қатъий қавариқ, ҳам оддий қавариқ. Бунга зид, яъни қавариқ функция қатъиймас қавариқ, шунингдек кучсиз қавариқ, деган таъкид нотўғри.

Пастга қатъий қавариқ функция *Д* кўпликда биттадан ортиқ бўлмаган минимумга ва шунча қўзғалмас нуқтага эга бўлади. Пастга ўта қавариқ функция эса *Д* кўпликда ҳар доим битта минимум ва битта қўзғалмас нуқтага эга бўлади.

Мезон максимуми оптималлаштириш масалалари учун худди шунга ўхшаб юқорига қаварик функция (унинг учун ҳар доим $\Delta(x_I, x_{II}) \le 0$), юқорига қатъий қаварик функция (барча $x_I, x_{II} \in Д$ учун $\Delta(x_I, x_{II}) \le 0$) ва юқорига ўта қаварик функция тушунчалари (барча $x_I, x_{II} \in Д$ учун $\Delta(x_I, x_{II}) \le C_0 \|x_I - x_{II}\|$) киритилади.

Дифференциалланувчи функция қавариқлигини унинг биринчи ва иккинчи ҳосилаларини таҳлил этиш орқали аниқлаш мумкин. Хусусан, пастга қаварик функциянинг исталган нуқтасидаги уринма ҳамма вақт бошқа $f(x)$, $x \in Д$, қийматларидан пастда (ёки юқорида эмас) ётади.

Қаварик функция $f(x)$ учун квадрат шакл:

$$Ф = \sum_{i,j=1}^{n} \frac{\partial f(x)}{\partial x_i \partial x_j} \Delta x_i \Delta x_j \qquad (2.53)$$

барча Δx_i, Δx_j учун манфий бўлмайди (қатъий қаварик функция учун $Ф > 0$).

Бунга қарама-қарши: агар $Ф>0$ бўлса, унда $f(x)$ – қатъий қаварик функция, деган таъкид ҳам тўғри.

Агар $Ф<0$ бўлса, $f(x)$ функцияси юқорига қатъий қаварик функция (қаварик $f(x)$ функцияси учун $Ф<0$ га эга бўламиз) бўлади.

$Ф$ шакл ишорасини, демак $f(x)$ қавариқлигини ҳам таҳлил қилиш Сильвестр мезони ёрдамида амалга ошириш қулай бўлиб, бу мезон Гессе матрицалари минорлари ишораларини таҳлил этишга асосланган:

$$Г = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_n} \end{bmatrix} \qquad (2.54)$$

Сильвестр мезонига мувофиқ, агар барча $x \in Д$ нуқталарда n бош (диагонал) минорлар нолдан катта бўлса, $f(x)$ функция қатъий пастга қаварик бўлади. Агар Гессе матрицасининг барча тоқ бош минорлари манфий, жуфтлари эса мусбат бўлса, $f(x)$ функцияси қатъий юқорига қаварик бўлади.

Юқорида кўриб ўтилган оптималлик мезонлари ва *Д* кўпликлари математик хусусиятларининг кўпи оптималлаштириш масаласининг асосланган қўйилиши ва ечилиши учун муҳим аҳамиятга эга. Лекин кўпгина амалий оптималлаштириш масалаларида оптималлик мезонлари ва жоиз ечимлар кўплиги *Д* нинг қавариқлиги (қатъий ёки ўта қавариқлиги), чегараланганлиги, экстремум нуқтасининг ягоналиги (унимодаллиги) ва шу каби хусусиятларни аниқлаш математик характердаги кўпгина қийинчиликларни туғдиради. Шу сабабли амалий оптималлаштириш масалаларини ечишда кўпинча нафақат дифференциал-ланувчанлик, қавариқлик, чегараланганлик тушунчалари, балки бундан ташқари бир қанча субъектив, сифат атамалари: ёмон ташкил этилган функция, қийин ечиладиган ва қийин дифференциалланадиган функциялар каби атамалар билан ҳам иш олиб борилади.

Ёмон ташкил этилган функцияларга ҳисоблаш нуқтаи назарига кўра экстремумини топишда жиддий қийинчилик-ларни туғдирувчи оптималлик мезонлари ҳам киради. Бу синфга авваламбор турли x_i координаталари ёки турли йўналишлар бўйича хусусий ҳосилалар $\partial f / \partial x_i$, $i = \overline{1,n}$, нинг кучли (1÷2 тартибга) фарқланиши билан характерланадиган жарли функциялар деб аталувчи функциялар киради. Худди шундай функцияларга кўп сонли қўзғалмас нуқталар ва кўпгина «майда» минимумларга (шунингдек, бу минимумларнинг «чуқурлиги» $f(x)$ ни ҳисоблаш хатолиги билан ўлчаниши мумкин) эга бўлган оптималлик мезонлари ҳам киради. Шундай қилиб, ёмон ташкил этилган функция деб, меъёр $\|grad\ f(x) \approx 0\|$ ли «плато» - юза майдонларига эга бўлган функцияларга айтилади, бунда $f(x)$ ва $f'(x)$ ни ҳисоблашдаги ноаниқлик сабабли бундай мезонларнинг қавариқлигини тасдиқлаш ёки инкор қилиш мумкин эмас.

Оптималлаштириш масалаларини сонли (усуллар билан) ечишда $f(x)$ ёки $f'(x)$ ларни бир бор ҳисоблаш учун кетадиган машина вақти сарфи каби мезоннинг воситали тавсифномаси муҳим аҳамиятга эга бўлади. Қийин ҳисобланадиган функция унинг қийматларини топиш учун машина вақтининг нисбатан кўп сарфланиши билан тавсифланади. Бу синфга биринчи навбатда, масалан, дастлаб дифференциал тенгламалар системасини интеграл-лашни ёки ночизиқ чекли тенгламаларни ечишни талаб қилувчи ҳисоблаш алгоритмлари берилган мезонлар киради. Қийматларини ҳисоблаш учун кўп марта бўлиш ва кўпайтириш амалларини бажаришни талаб этадиган оптималлик мезонлари старлича сермеҳнатталаб ҳисобланади.

Қийин дифференциалланувчи оптималлик мезонлари деганда, $f(x)$ миқдорларни ҳисоблашдан кўра, ҳосилалари $\partial f / \partial x_i$ ни ҳисоблаш учун кўпроқ машина вақти талаб этиладиган функция $f(x)$ лар тушунилади. $f(x)$ ва шунингдек, $f'(x)$ ни ҳисоблашнинг юқори сермеҳнатталаблиги, кўп ҳолларда, амалий оптималлаштириш масалаларини ечишнинг у ёки бу усул ва алгоритмларини аниқлайди.

2.4. Оптималлаштириш масалаларининг қўйилиши

Шакллантирилган оптималлаштириш масаласи n ўзгарувчи $\{x_1,x_2,...,xn\}=x$ ли функция $f_0(x)$ ҳисобланган скаляр оптималлик мезонини, $x_1,x_2,...,x_n$ бошқарувлар ва эрксиз ўзгарувчилар Y_1, Y_2,..., га қўйилган шартлар (богланишлар, чегараланишлар) мажмуаси билан аниқланадиган жоиз $Д$ ечимлар тўпламини ва шунингдек, шахсан масаланинг қўйилишини ўз ичига олади. Оптималлаштириш масаласининг физик мазмунига қараб, унинг турли математик қўйилиши бўлиши мумкин.

2.4.1. Мезоннинг оптимал қиймати ҳақида масала

Мақсад функциясининг оптимал қиймати тўғрисидаги масала қандайдир бир бошқарув ёки қандайдир бошқарувлар $x^*\in Д$ да $f_0(x)$ нинг экстремумини топишдан иборат. Масаланинг қўйилиши: $x\in Д$ шартида $f_0(x)$ мезоннинг экстремал қийматини топинг:

$$f_0^* = \underset{x\in Д}{exstr}\, f_0(x). \qquad (2.55)$$

Бу масалада фақат экстремал (энг катта ёки энг кичик) қиймат $f'(x)$ аҳамиятли, $f_0(x)$ функциянинг қайси нуқталар x^*

да f_0^* га эришиши эса расман фарқсиздир, яъни x^* нуқтасининг ягоналиги (x^* нинг ягоналиги экстремал масалани ечишни соддалаштирсада) сезилари аҳамиятта эга эмас.

Мезоннинг оптимал қиймати ҳақидаги масала, агар узлуксиз $f_0(x)$ функция чегараланган берк кўплик *Д* да охиригача аниқланган бўлса, ягона x^* ечимга эга бўлади. $f_0^*(x)$ оптимал қиймат f_0^* ни қабул қиладиган x^* нуқталар сони бунда исталганча бўлиши мумкин, яъни у бирга тенг бўлиши ҳам ёки чексиз кўп ҳам бўлиши мумкин. $f_0(x)$ қатъий ёки ўта қавариқ функция ва қавариқ чегараланган берк кўплик *Д* да аниқланган бўлса, x^* ягона нуқта бўлади; агар $x \in Д$ да $f(x)$ қавариқ (юқорига ёки пастга) функция бўлса, нуқта x^* лар сони исталганча бўлади.

2.4.2. Оптимал бошқарув ҳақидаги масала

Оптимал бошқарув (аргумент) ҳақидаги масала вектор x^* да $f_0(x)$ мезони экстремал қийматини қабул қилувчи x^* векторни топишдан иборат. Масаланинг қўйилиши: шундай оптимал бошқарув x^* топилсинки, бунда

$$f_0(x^*) = \underset{x \in Д}{exstr}\, f_0(x) \qquad (2.56)$$

ёки: шундай x^* ни топиш керакки, бунда

$$x^* = \arg \underset{x \in Д}{exstr}\, f_0(x) \qquad (2.57)$$

бўлсин (бу ерда arg – оптималлаштириш масаласининг аргументи деб ўқилади, масаланинг ўзи эса баъзан аргумент масаласи деб аталади).

Оптимал аргумент тўғрисидаги масалада $f(x)$ экстремал қийматга эришадиган x^* нуқталар сони принципиал муҳим аҳамиятга эга; қиймат $f_0(x^*)$ нинг ўзи эса унча аҳамиятга эга эмас (у *Д* кўпликда x^* ни излашни ташкил этиш учун зарур). Бу масала ечими x^* нинг мавжудлиги ва айниқса, унинг ягоналиги шартлари, оптимал f_0^* қийматлар ҳақидаги масала учун шунга ўхшаш шартларга нисбатан, ўта жиддий талаблар қўяди. Хусусан, агар $f_0(x)$ чегараланган берк қавариқ кўпликда аниқланган узлуксиз функция бўлса, ечим x^* мавжуд бўлади. Агар узлуксиз функция қатъий қаварик ва чегараланган берк қаварик кўплик *Д* да аниқланган бўлса, нуқта x^* нинг ягоналиги мавжуд.

Оптималлаштириш масаласининг математик қўйилишида *exstr* тушунчаси кўпинча min ёки max кўринишида аниқлаштирилади. Масаланинг мезоннинг максимумига ёки минимумига қўйилиши сезиларли фарқларга эга эмас. Бундан ташқари, мезон максимуми масаласи $f_0(x)$ ни ҳар доим мезон минимуми масаласи – $f_0(x)$ каби тасаввур этиш мумкин, чунки $\max f_0(x) = -\min[-f_0(x)]$.

2.4.3. Кўп мезонли оптималлаштириш масалалари

Кўпгина амалий оптималлаштириш масалаларида энг яхши ечим, кўпинча, бир хил $\{x_1, x_2,...,xn\}=x$ бошқарувга боғлиқ бўлган икки ёки ундан ортиқ мезонлар $f_{01}, f_{02},...$ билан характерланади.

Шундай қилиб, масалан, АРТ нинг созланишларини оптималлашда баъзан интегралли мезон минимуми:

$$f_{01}(x_1,x_2) = \int_0^\infty Y^2(t)dt \to \min_{x_1,x_2} \qquad (2.58)$$

ва динамик хатонинг энг кичик қиймати:

$$f_{02}(x_1,x_2) = \max_{0\le t\le\infty}|Y(t)| \to \min_{x_1,x_2} \qquad (2.59)$$

талаб этилади, бу ерда x_1, x_2 – чизиқли ростлагичнинг созлаш параметрлари, $Y(t)$ – бошқариш тизимида ўтиш жараёни.

Параллел ишловчи агрегатлар ўртасида юкланишни тақсимлаш масаласида оптималлик даражаси умумий унумдорлик:

$$f_{01}(x) = \sum_{i=1}^{n} f_i(x_i) \to \max_x \qquad (2.60)$$

ва маҳсулот таннархи:

$$S = \sum_{i=1}^{n} S_i(x_i) \to \min_x$$

билан тавсифланиши мумкин, бу ерда x_i, $f_i(x_i)$ – i-агрегатнинг юкланиши ва унумдорлиги; S_i – i-агрегатда олинадиган махсулот таннархи.

Умумий ҳолда кўп мезонли оптималлаштириш масаласи ҳар бири $x=\{x_1,x_2,...,x_n\}$, $n<>m$ бошқарув вектори ташкил этувчилари қисмига ёки барчасига боғлиқ бўлган ва очиқ ёки берк жоиз ечимлар кўплиги $Д$ да аниқланган m та мезонлар $f_{01}(x), f_{02}(x),..., f_{0j}(x),..., f_{0m}(x)$ ни ўз ичига олади. Масаланинг физик қўйилишидан мезонларнинг бир қисмини минималлаштириш, бошқа қисмини максимал-лаштириш лозимлиги келиб чиқиши мумкин. Бундай ҳолда, охирги мезонлар ишорасини қарама-қарши томонга ўзгартириб, кўп мезонли масалани ягона кўринишга келтириш мумкин:

$$f_{0j}(x) \to \min_{x\in Д}, \qquad \sigma = 1,2,...,m. \tag{2.61}$$

Кўп мезонли ёки векторли оптималлаштириш масаласини ечишда унинг дастлабки мақсад функцияси $f_{0j}, j=\overline{1,m}$, билан у ёки бу шаклда боғланган қандайдир янги мезон орқали бир мезонли масала $f_0(x)$ га айлантириш амалга оширилади. Бундай векторни ягона скаляр мезон f_0 га айлантириш операцияси мезонлар ўрами номини олган. Энг кўпроқ ҳолларда мезонларни ўрашни берилган каттиқ ва эгилувчан устунлик (приоритет) лар ва ҳаққоний келишув тамойиллари асосида амалга оширилади.

Берилган устунлик билан мезонларни бирлаштириш (ўраш). Кўпгина оптималлаш масалаларида барча бошқа кўрсаткичларга нисбатан ҳар бир хусусий мезон f_{0j} нинг «муҳимлиги» ёки «вазнлилиги» ни баҳолашга эришилади. Микдорий жиҳатдан f_{0j} мезоннинг бундай «муҳимлиги» оғирлик (вазн) коэффициенти $\mu_j, 0\le\mu_j\le 1$, орқали характерланади. Барча «вазн» лар μ_j ни билиш қуйидаги аддитив тузилма орқали скаляр мезон $f_0(x)$ ни қуриш имконини беради:

$$f_0(x) = \mu_1 f_{01}(x) + \mu_2 f_{02}(x) + ... + \mu_m f_{0m}(x), \tag{2.62}$$

бу ерда $\mu_1 + \mu_2 + ... + \mu_m = 1$.

Бунда оптималлаштириш масаласи энди берилган $\mu_j, j=\overline{1,m}$, да мақсад функцияси $f_0(x)$ минимал қийматга эришадиган шундай $x^*=\{x_1^*, x_2^*, ..., x_n^*\}\in Д$ нуқтани топишга олиб келинади:

$$f_0(x^*)=\sum_{j=1}^{m}\mu_j f_{0j}(x^*)=\min\sum_{j=1}^{m}\mu_j f_{0j}(x). \qquad (2.63)$$

Ушбу оптималлаштириш масаласи x^* ечими, табиийки, танланиши субъектив характерга эга бўлган ва масаланинг физик қўйилишига боғлиқ бўлган берилган $\mu=\{\mu_1, \mu_2, ..., \mu_m\}$ векторга боғлиқ (баъзи ҳолларда μ_j нафақат f_{0j} нинг «вазни» ни характерлайди, балки f_{0j} нинг турли жинсли физик ўлчамларини ҳам ягона ўлчамга келтиради).

Қаттиқ устунликка эга бўлган мезонларни бириктириш (ўраш). Ҳар доим ҳам миқдорий жиҳатдан ҳар бир f_{0j} мезоннинг «вазнлилиги» ни ёки μ_j оғирлик коэффициентини ўрнатиш мумкин бўлмайди. Баъзи ҳолларда, лекин, барча хусусий мезонлар f_{0j} ни сифат жиҳатидан териш ва уларнинг муҳимлигининг камайиши бўйича қаторга жойлаштириш мумкин:

$$f_{01}, f_{02}, ..., f_{0m}.$$

Шундан сўнг биринчи хусусий оптималлаштириш масаласи шакллантирилади ва ечилади: мезон f_{01} минимумга эришадиган

$$f_{01}(x)\to\min_{x\in Д}$$

$x\in Д$ вектор топилсин.

Келтирилган масала g ечим: $x_I^*, x_{II}^*, ..., x_g^*$, $g<>m$, га эга деб фараз қиламиз: (x^* ечими ягона бўлган ҳолда кейинги оптималлаштириш мақсадга мувофиқ бўлмай қолади). $x_I^*, x_{II}^*, ..., x_g^*$ нуқталар мажмуи кейинги хусусий оптималлаштириш масалалари учун дискрет жоиз ечимлар кўплиги $Д_1$ ни ташкил этади.

Иккинчи хусусий масала шакллантирилади ва ечилади: шундай $x^{**}\in Д$, вектор топилсинки, бунда

$$f_{02}(x^{**}) = \min_{x\in Д} f_{02}(x).\qquad(2.64)$$

Бу масалада тагкўплик $Д_I$ ни ҳосил этувчи g та нуқталар $x_I^*, x_{II}^*, ..., x_g^*$ дан шундай $x_I^*, x_{II}^*, ..., x_g^*$, $g_1 \le g$ нуқталар танланадики, уларда f_{02} функцияси энг кичик қийматни қабул қилади ($g_I=1$ бўлганда, оптималлаштириш масаласини ечиш тўхтатилади). $x_I', x_{II}^*, ..., x_g^*$ векторлар мажмуи кейинги хусусий оптималлаштириш масаласи учун торроқ жоиз ечимлар тагкўплиги $Д_2$ ни ҳосил қилади.

Кам ва янада кам аҳамиятли оптималлаштириш масалаларини кетма-кет ечиш жараёни, қачонки қандайдир j – босқичда ягона x^* нуқтали тагкўплик $Д_j$ ҳосил қилинганда ёки барча m хусусий масалалар ечилганда, тўхтатилади. Охирги хусусий масала ечими векторли оптималлаштириш масаласининг оптимал ечимини билдиради.

Мослашувчи устунликка эга бўлган мезонларни бириктириш (ўраш). Юқорида кўрилган қаттиқ устунликка эга бўлган мезонларни бириктириш, агар фақат хусусий оптималлаштириш масаласи бир нечта $x_I^*, x_{II}^*, ..., x_g^*$ ечимларга эга бўлганда, шунингдек, мақбул m дан кам бўлмаган мезонлар бўлганда, мумкин бўлади. Агар қандайдир мезонни минималлаштириш хусусий масаласи, масалан, f_{0I} ягона минимум нуқтаси x^* га эга бўлса, унда дастлабки кўп мезонли оптималлаштириш масаласининг шартини бирмунча юмшатиш ва бунинг учун олдин қаторлаштирилган мақсад функциялари $f_{0I}, f_{02}, ..., f_{0m}$ бирига мослашувчи устунликни киритиш мақсадга мувофиқ.

Биринчи хусусий оптималлаштириш масаласи:

$$f_{01}(x) \to \min_{x\in Д}\qquad(2.65)$$

ечилган ва минимумининг ягона $x^*\in Д$ нуқтаси топилган бўлсин. $Д$ кўпликдан кейинги оптималлаштириш масалаларининг жоиз ечимлари тагкўплиги $Д_I$ ни ажратамиз:

$$Д = \left\{x : \left|f_{01}(x^*) - f_{01}(x)\right| < \Delta f_1\right\}.\qquad(2.66)$$

$Д_I$ тагкўпликка, $f_{0I}(x^*)$ нинг минимал қийматидан берилган минимал миқдордан кичик катталик Δf_I дан кўра кўпроққа фарқ қиладиган, масалан, $f_{0I}(x)$ ни ҳисоблаш хатолиги билан таққослаб ўлчанадиган, *Д* даги ҳамма нуқта киради. $Д_1$ кўпликни бундай кенгайтириш усули, $f_{01}(x^*)$ дан фоиз улушни ташкил этувчи ҳаттоки кичик Δf_1 бўлганда ҳам $Д_1$ нинг ўлчамлари етарлича катта бўлиши мумкин бўлганда, x^* минимум нуқтаси яқинида кичик тикликка эга бўлган f_{0j} функция учун ўзини оқлайди,

Бундай ҳолда иккинчи хусусий оптималлаштириш масаласи қуйидаги $x^{**} \in Д_1$ ни топишга келтирилади, бунда:

$$f_{02}(x^{**}) = \min_{x \in Д_1} f_{02}(x). \tag{2.67}$$

Агар x^{**} ягона минимум нуқтаси бўлса, унда кейинги хусусий оптималлаштириш масаласининг жоиз ечимлар кўплиги $Д_2$ қуйидагича тарзда киритилади:

$$Д_2 = \left\{x : \left|f_{02}(x^{**}) - f_{02}(x)\right| < \Delta f_2\right\}, \tag{2.68}$$

бу ерда Δf_2 – f_{02} ни ҳисоблаш хатолиги билан ўзаро ўлчанадиган берилган кичик катталик. Бошқа мақсад функциялари f_{03}, $f_{04}, \ldots, f_{0m}$ учун ҳам шундай қилинади.

Ҳаққоний келишув тамойили бўйича мезонларни бирлаштириш (ўрнатиш). Берилган исталган вектор $x \in Д$ учун m ўлчамли фазо F да қандайдир нуқта $\left\{f_{0j}(x), j = \overline{1,m}\right\}$ ни ҳосил этувчи мезонлар $f_{01}(x)$, $f_{02}(x), \ldots, f_{0m}(x)$ нинг барча m қийматларини ҳисоблаш мумкин. Агар x барча *Д* кўпликни «югуриб ўтса», унда мос $\left\{f_{0j}(x), j = \overline{1,m}\right\}$ нуқта қандайдир $V \subset F$ соҳани «югуриб ўтади».

Д кўпликни икки тагкўплик $Д_H$ ва $Д_K$ ларга ажратиш мумкин. $Д_H$ кўпликка ўзгариши бир вақтнинг ўзида мезонлар $f_{01}, f_{02}, \ldots, f_{0m}$ нинг камайишига (кўпайишига) олиб келувчи барча x нуқталар киради. Шунинг учун $Д_H$ га масаланинг оптимал ечими кира олмайди. $Д_K$ тагкўплик нуқталар x нинг шундай мажмуасидан ташкил топганки, уларнинг вариацияси (ўзгариши) V соҳада қандайдир f_{0j} мезонлар қийматларининг камайишига ва бир вақтнинг ўзида бошқа мезонлар қийматларининг ошишига олиб келади. Векторли оптималлаштириш масаласининг ечими унда ётганлиги сабабли $Д_K$ тагкўплиги келишувлар соҳаси деб ном олган.

V соҳасида $x \in Д_K$ нинг вариацияси (ўзгариши) да V_K кўпликни ажратиш мумкин, бу кўплик учун f_{0j} мезонлар қисмининг қиймати камаяди, бошқа кўпликлар учун эса – ортади. Ушбу V_K кўплик Парето кўплиги, унга мос келувчи оптималлаштириш масаласининг ечими $x \in Д_K$ эса – Парето бўйича оптимал ечим номини олган.

Парето кўплиги V_K га тегишли барча $\{f_{0j}\}$ нуқталар орасидан шундай нуқтани топиш мумкинки, бунда баъзи $\Delta f_j/f_{0j}$ мезонларнинг нисбий ўсиши, бошқаларнинг нисбий камайишига тенг бўлади. «Ҳаққоний келишувнинг» бу нуқтасида қуйидаги нисбат бажарилади:

$$\sum_{j=1}^{m} \frac{\Delta f_j}{f_{0j}(x)} = 0 \tag{2.69}$$

бу ерда орттирма Δf_j лар турли ишорага эга.

Келтирилган келишув шарти Парето кўплигида скаляр оптималлаштириш масаласининг ечимига эквивалент ечим бўлади:

$$f_0(x) = \prod_{j=1}^{m} f_{0j}(x) \to \min_{x \in Д_K}. \tag{2.70}$$

Ҳаққоний келишув тамойили хусусий мезонларни мультипликатив (кўпайтма тарзда) бирлаштиришга:

$$f_0(x) = \prod_{j=1}^{m} f_{0j}(x). \tag{2.71}$$

ёки (логарифмлангандан сўнг) – аддитив (қўшилувчи) бирлаштиришга:

$$f_0(x) = \sum_{j=1}^{m} \ln f_{0j}(x) \tag{2.72}$$

олиб келади.

АДАБИЁТЛАР

1. Теория автоматического управления. /Под ред. Воронова А.А.-М.: Высш.шк., 1986.-367 с.

2. Методы классической и современной теории автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова. - М.: МГТУ, 2000 г.

3. Ротач В.Я. Теория автоматического управления. М.: Изд-во МЭИ. 2004 г.

4. Востриков А.С., Французова Г.А. Теория автоматического регулирования. –М.: Высшая школа, 2004. – 365 с.

5. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы.-М.: Машиностроение, 1982.-505 с.

6. Ящугин В.А. Теория линейных непрерывных систем автоматического управления в вопросах и ответах. -М.: Высш. шк., 1986.-224 с.

7. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления /Под ред. Бессекерского В.А. – М.: Наука, 1978.-510 с.

8. Юсупбеков Н. Р., Гулямов Ш.М., Зиядуллаев А.С. Автоматизация технологических процессов производства растительных масел. -Ташкент. 1973.-216с.

9. Автоматическое управление в химической прмышленности: Учебник для вузов./ Под. ред. Е. Г. Дудникова.- М.: Химия, 1987.

10. Автоматизированные системы управления технологическими процессами в металлургии: Учебное пособие / Медведев Р.Б., Бондарь Ю.Д., Романенко В.Д.- Металлургия, 1987.

11. Автоматизация технологических процессов пищевых производств. Учебное пособие / Под. ред. Е. Б. Карпина.-М.: Агропромиздат,1985.

12. Автоматизация технологических процессов лёгкой промышленности: Учебное пособие / Под.ред. Л. Н. Плужникова. - М: Высшая школа, 1984.

13. Вершинин О. Е. Применение микропроцессоров для автоматизации технологических процессов.- Л.: Энергоиздат, 1986.

14. Справочник проектировщика автоматизированных систем управления производственными процессами /Под. ред. Г. Л. Смилянского.-М.: Машиностроение, 1983.

15. Алиев Р. А. Принцип инвариантности и его применение. -М.: Энергопромиздат, 1985.

16. Основы автоматизации управления производственными процессами./ Под. ред. В. В. Овчинникова.- М.: Мир, 1983.

17. Рей У. Методы управления технологическими процессами: Пер. с англ.- М.: Мир, 1983.

18. Цирлин А. М. Оптимальное управление технологическими процессами.- М.: Энергопромиздат, 1986.

19. Юсупбеков Н. Р., Бабаянц А. И., Мунгиев А. Управление процессами ферментации с применением микроЭВМ.- Ташкент: Фан, 1987.

20. Основы управления технологическими процессами / Под. ред. Н. С. Райбмана/ М.:Наука, 1978.

21. Основы теории оптимального управления / Под. ред. В.Ф. Кротова. М.: Высшая школа, 1990.

22. Системы автоматического управления с микроЭВМ / Дроздов В.Н., Мирошник, Скорубский В.И.- Л.: Машиностроение,1989.

23. Стефани Е. П. Основы построения АСУТП.- М.: Энергия, 1982.

24. Шейнброт И. М., Антропов М. В. Давиденко К. Я. Распределительные АСУ технологическими процессами.- М.: Энергопромиздат,1985.

25. **http://www.netcore.ru**

26. **http://intellect-micom.spb.ru**

27. **http://www.asutp.ru**

28. **http://www.adastra.ru**

МУНДАРИЖА

Муҳаррир: Ботирбекова М.М.

Босишга рухсат этилди 14.06.2007 й. Бичими 60x84 1/16.
Шартли босма табоғи 9,5. Нусхаси 150 дона. Буюртма № 366.

ТДТУ босмахонасида чоп этилди. Тошкент ш,
Талабалар кўчаси 54. тел: 246–63–84.