ЎЗБЕКИСОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА ЎРТА
МАХСУС ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ

АБУ РАЙХОН БЕРУНИЙ НОМИДАГИ ТОШКЕНТ
ДАВЛАТ ТЕХНИКА УНИВЕРСИТЕТИ

АВТОМАТИК БОШҚАРИШ НАЗАРИЯСИ

фанидан

ЎҚУВ ҚЎЛЛАНМА

5521300 – “Электр техника, электр механика ва электр технология” йўналиши бакалаврлари учун

Тошкент 2007

Муаллифлар: С.С. Саидахмедов Г.Н. Мустафақулова
УДК 621.313.2 (075.8)

“Автоматик бошқариш назарияси” фанидан ўқув қўлланма. / Тошк. Дав.техн. уни-ти; Муал.: С,С. Саидахмедов, Г.Н. Мустафақулова Тошкент, 2007, бет/

Мазкур ўқув қўлланмада автоматик бошқариш тизимларининнг (АБТ) тузилиши, характеристикалари, АБТ тадқиқотининг математик аппарати, статик ва динамик характеристикалари, АБТ нинг динамик звеноларини тадқиқ этиш, уларнинг узатиш функциялари, ўтиш характеристикалари, логарифмик – фаза частота характеристикалари, АБТ тузилиш схемалари, уларни келтириш қонунлари, барқарорлик мезонлари, АБТнинг ўткинчи жараёнларини хисоблаш ва куриш , ўткинчи жараёнларнинг сифат кўрсаткичлари, АБТ ни тадқиқ этишнинг замонавий услублари келтирилган.

Ўқув қўлланма 5521300 – «Электр техника, электр механика ва электр технология» ва 5140900 – Касб таълими (5521300 – «Электр техника, электр механика ва электр технология) йўналиши бўйича бакалаврлар учун «Автоматик бошқариш назарияси» фани дастурига мос келади.

Ўзбекистон республикаси олий ва ўрта махсус таълим вазирлиги Мувофиқлаштирувчи Кенгаши қарорига асосан ўқув қўлланма сифатида чоп этилди.

Тақризчилар: ТТЙМИ” Автоматика ва телемеханика” кафедраси профессори, т.ф.д, Арипов Н,
ТДТУ “Электр таъминоти кафедраси мудири т.ф.н., Таслимов А.Д

I. КИРИШ

1.1. Асосий тушунчалар ва таърифлар

«Автомат» сўзи – ўзи харакат қилади деган маънони англатади. Шу сабабли автомат деганда инсоннинг бевосита иштирокисиз ўз назорати остида ишлаб-чиқариш жараёнини бажарадиган қурилмага (машина, аппарат, асбоб, мослама) айтилади.

Биз ўрганадиган фан автоматни эмас, балки автоматик бошқаришдан билим беради.

Автоматик бошқариш деб, объектнинг ишлаши ва ундан кутилган натижа – маълум миқдорли, сифатли махсулот, жараён олиш учун автоматик бошқариш қурилмалари орқали бошқариш мақсадида, яъни маълум дастур асосида кўрсатиладиган таъсирлар тўпламига айтилади.

Хар қандай технологик жараён ишлатиладиган ашёга фаол (механик, термик, химик ва ш.ў) таъсирлар туфайли бўлади. Ишлов бериладиган ашёга фаол таъсир кўрсатадиган қурилма асосий технологик жихозни ташкил этади. Унга айрим механизмлар ёки машиналар, хатто бутун ишлаб чиқариш тўплами кириши мумкин. Бу қурилмалар бошқариш объекти хисобланади. Улар учун бир қатор холатлар ёки иш режимлари борлиги одатий холдир. Бошқарув объекти (БО)нинг иш режимига объектнинг махсус органига (киришига) мақсадли ўзгартириш туфайли эришилади. Бу таъсирларни бошқарувчи қурилма (БҚ) аниқлайди.

Автомат равишда бошқарув инсоннинг бевосита иштрокисиз автомат бошқарув қурилмалари ёрдамида амалга оширилади. Автомат бошқарув қурилмалари билан бошқарув объекти биргаликда *автомат бошқарув тизимини* (АБТ) ташкил этади.

Объект киришига бошқарувчи таъсир берилганда, объектда бошқарув мақсадига мос харакат (жараён) хосил бўлади. Бу харакат объектнинг холатини бахолайдиган холат ўзгарувчилари ёки объектни координаталари деб аталадиган бошқарилувчи ўзгарувчи қийматлар билан аниқланади. Объектда хосил бўладиган харакат нафақат бошқарувчи таъсирни табиатига ва жадаллигига бођлиқ, балки турли тўлқинлантирувчи таъсирларга, шунингдек объектни статик ва динамик хусусиятларига хам боғлиқдир.

Тўлқинлантирувчи таъсирларга объектнинг юкламаси, атроф – шароитини турли таъсирлари, объект ички параметрларининг ўзгариши туфайли хосил бўладиган таъсирлар киради. Объектнинг динамик хусусиятлари унинг структурасига ва параметрларига боғлиқдир. Ишлаш жараёнида кўпчилик объектларни динамик хусусиятлари қатъий ўзгармас деб бўлмайди, улар маълум чегарада ўзгаради ва бу ўзгариш одатда тасодифий равишда рўй беради.

Автомат равишда бошқарувчи тизимларнинг бошқарув таъсирлари келадиган ахборот (*информация)*га, яъни тизимни тахмин қилинган ёки бўлиб ўтган холати хақида маълумотларга қараб белгиланади. Биринчи навбатда бу объектни характеристикалари ва параметрлари, хамда бошқарув жараёнини белгиловчи координаталари хақидаги қийматлардир.

Ахборотнинг икки турини яъни, бошланғич (даслабки) ёки априор (аввалдан) ва ишчисини ажратишади. Дастлабки ёки *априор ахборот* деб, тизим ишлашидан олдин бошқариладиган жараён ва бошқариш тизими хақида ихтиёримизда бўлган маълумотларга айтилади. *Ишчи ахборот* деб, тизим ишлаётган вақтда олинадиган ахборотга айтилади.

Дастлабки тўлиқ ахборотга эга тизимларда талаб этилган сифат кўрсаткичини таъминлаш мумкин. Дастлабки тўлиқ ахборотга эга бўлмаган тизимларда бошланғич ахборот бошқариш мақсадига ёки талаб этилган сифатларни олишга етарли эмас. Бундай тизимларда ишлаш жараёнида ишчи ахборот дастлабки ахборотда етишмайдиганларини ўз ахбороти билан тўлдириш зарур. Бу тизимларнинг ўзига хос хусусияти – бу объект характеристикаларини тахлил қиладиган, қурилмаларнинг борлигидир ва улар етишмаган ахборотни манбаи бўлиб хизмат қилади.

Мураккаб объектни бошқариш алгоритм асосида амалга оширилади. *Алгоритм деб,* дастлабки маълумотларни изланган натижага ўтказиш йўл-йўриғи мазмунини ва кетма – кетлик операциясини белгилаб берадиган йўл – йўриққа айтилади. Бошқарувчи қурилма эса, бошқарув алгоритми асосида харакат қилиб, унга келадиган ахборотга ишлов беради ва уларни бошқарув объектларини бошқарадиган таъсирларга айлантиради.

Алгоритмнинг мухим хислати, унинг белгиловчи жараённи дискретлиги (уни айрим кетма – кет бўлаклардан иборат ишлаш) хусусиятидир.

Автомат равишда бошқаришнинг асосий шакллари (турлари) қуйидагича:

1) узилган таъсир занжири бўйича автомат равишда бошқариш;

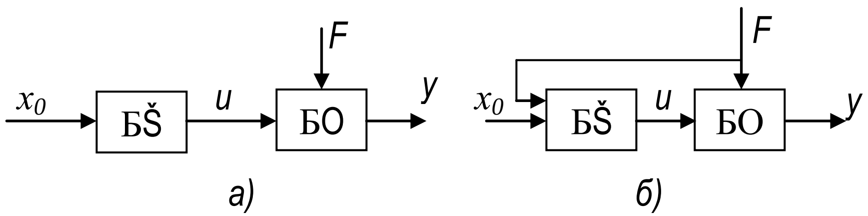
2) автомат равишда ростлаш;

3) автомат равишда созлаш;

Бошқаришнинг охирги икки тури бошқарув объектининг киришига тескари боғланиш занжирлари орқали ахборот берилишини кўзда тутади. Бундай бошқарув турига мос тизимларни биринчи турли бошқарувдан фарқ қилиш учун *ёпиқ бошқарув тизими* дейилади.

1. Узилган таъсир занжирли автомат бошқариш бошқарув вазифалари билан бахоланади, аммо бошқариш ишлаб чиқаришнинг хақиқий холатининг бориши билан боғлиқ бўлмайди ва маълум охирги натижа олишни кўзлайдиган узилган цикл бўйича бажарилган бўлади (масалан, моторни ишга тушириш, реверслаш ва тўхтатиш) ёки холатини қатъий кетма-кетликда алмаштиришни мўлжаллайди.

Узилган АБТ ни бошқариш учун объект хақида фақат априор (даслабки) ахборот ишлатилади. 1.1-расмда энг оддий узилган тизимни функционал (вазифавий) схемаси кўрсатилган. Функционал схема функционал (маълум вазифани бажарувчи) элементлардан иборат булиб, схема бу элементларни ўзаро мақсадли боғланишини, тизимдаги таъсирларни, уни координатларини кўрсатади.



1.1-расм. Очиқ тизимнинг функционал схемасилари

Тизимнинг киришига белгиловчи (топширик) таъсир x_0 берилади ва бошқарувчи қурилма (*БҚ*) ёрдамида у бошқарувчи *u* таъсирга ўзгартирилади.

Бошқарув таъсир *u* натижасида *БО* объектнинг холатини бахоловчи координата (чиқишдаги қиймат) *“y”* ўзгаради (1.1,а-расм).

Тўлқинлантирувчи таъсир *F* борлиги туфайли бошқарилувчи *“y”* координатани хақиқий қиймати у исталганидан фарқ қилади, яъни хато пайдо бўлади ва *y* анча катта бўлиши мумкин. Бу хатони камайтириш учун узилган тизимда тўлқинлантирувчи таъсир бўйича ростлаш (1.1, *б*-расм) қўлланилади.

Тўлқинлатирувчи таъсир бўйича ростлаш асосида (Понселе принципи) тўлқинлантирувчи таъсирни ўлчаб бошқарувчи қурилмага бошқариш учун узатилади. Натижада бошқарувчи *u* таъсир тўлқинлантирувчи таъсирни хам хисобга олган холда шаклланади ва бошқарув ***БО*** объектнинг киришига тўлқинлантирувчи таъсирни компенсация қилиш (бўладиган таъсирга нисбатан оғиш туфайли хосил бўлган хатони тузатиш), бошқариладиган қийматга бўладиган таъсирнинг олдини олиш учун қўлланади. Бу холда автомат бошқарув тизими бу тўлқинлантирувчи таъсирга инвариант (бефарқ) бўлади. Инвариантлик шарти тўлиқ ёки қисман, яъни маълум кичик ξ қийматгача аниқлик билан бажарилган бўлиши мумкин. Бу дегани ростланадиган қийматни тўлқинлантирувчи таъсирдан оғишини тўлиқ олди олинади ёки у маълум миқдорда рухсат этилганлик чегарасида бўлади.

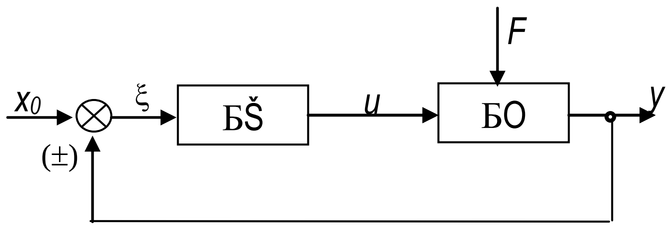
2. Автоматик ростлашда бошқарувчи таъсир тескари боғланиш қурилмалари ёрдамида жараённи хақиқий боришини хисобга олиб шакллантирилади. Объект координаталарининг холати хақидаги (информация) ахборот тескари боғланиш каналлари (йўллари) орқали бошқарувчи қурилма киришига берилади, унда ўзгартирилиб топшириқ таъсир билан солиштирилади. (1.2-расм). Тескари боғланиш сигнали x_0 ишорасига нисбатан (+) ёки (-) бўлиши мумкин. Амалиётда кўпроқ манфий ишорали тескари боғланиш ишлатилади, бу дегани *БҚ* киришидаги ξ оғиш (хато) миқдори $\xi = x_0 - y$ тенгликда аниқланади. Демак x_0 ва *y* солиштирилиб аниқланган ξ қийматига қараб бошқарувчи қурилма *БҚ* орадаги ξ фарқни камайтириш учун топшириқ ишлаб чиқади ва бу *u* сигнал ***БО*** ни шу йўналишда харакат қилишга мажбур этади.

Тескари боғланиш принципи (яъни оғиш-хато бўйича бошқариш) универсаллиги ва таъсирчанлиги туфайли бошқариладиган қийматни берилган қонун бўйича ўзгартиришга имкон беради ва бу оғишни хосил бўлишига сабабчи бўлган тўлқинлантирувчи таъсирнинг хусусиятига боғлиқ бўлмаган холда амалга оширилади.

Бу услуб универсаллига туфайли хар хил динамик хусусиятларга эга, хатто беқарор тизимларни хам бошқаришга имкон беради.

Оғиш бўйича бошқариш принципи узилган тизимларга нисбатан ёпиқ тизимларда берилган объект учун харакат қонунини юқори аниқлик билан амалга оширишга имкон яратади.

Бошқарувчи қурилма ростловчи тескари боғланиш билан биргаликда ростлагични ташкил этади. Бошқариш объекти ростлагич билан биргаликда автомат ростлаш тизимини (АРТ) беради.



1.2–расм. Тескари боғланишли ёпиқ тизимнинг функционал схемаси

АРТ тескари боғланишлари тизимини статик ва динамик характеристикаларини шакллантиришга ёрдам қилади. Бу характеристикалар эса АРТ бажарадиган вазифаси, хамда технологик жараён томонидан қўйиладиган талаблар асосида аниқланади. Автомат ростлаш тизимини хеч бўлмаганда ростланадиган координатани хақиқий ва берилган (топшириқ) қийматларини солиштириш учун хизмат қиладиган битта тескари боғланишга эга бўлиши зарур. Бундай тескари боғланиш *бош тескари боғланиш* деб аталади, чунки у тизим чиқишини кириши билан улайди ва барча асосий элементларни ўраб олади. Битта бош тескари боғланишга эга тизимларни бир контурли деб аталади. Айрим АРТ, сони ростланадиган қийматлар билан белгиланадиган бош тескари боғланишлардан ташқари бир неча қўшимча (махаллий) тескари боғланишларга хам эга бўлиши мумкин. Бундай боғланишлар тизимда битта ёки бир нечта элементларнинг чиқишини кириши билан улайди. Бош тескари боғланишдан ташқари яна бир ёки бир нечта қўшимча тескари боғланишларга эга АРТ *кўп контурли* деб аталади.

Таъсир сигналини узатилиш хусусиятига қараб тескари боғланишлар бикр (қаттиқ, мустахкам) ва қайишқоқ боғланишларга бўлинади.

Бикр тескари боғланиш тизимнинг жорий холатида, хамда ўткинчи жараёнида ишлайди. У таъсирларни йиғадиган тугунларга назоратли қийматларга боғлиқ сигналларни узатади. Бикр тескари боғланишини амалга оширадиган восита бўлиб, хар хил ўлчагич қурилмалар (датчиклар) хизмат қилишади ва улар сигналларни солиштириш тугунига узатишади. Айрим холларда датчик билан солиштириш тугуни орасида кучайтиргич уланади.

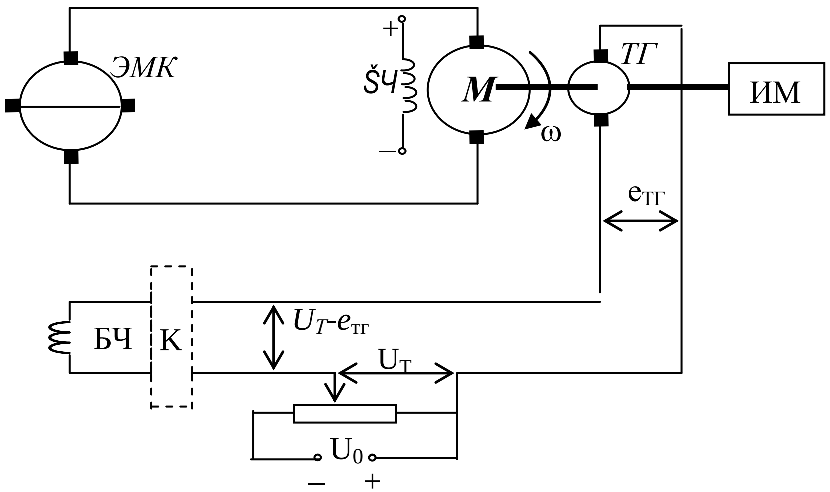
Қайишқоқ тескари боғланишлар фақат ўткинчи жараён даврида ишлайди. Жорий (ўрнатилган) холатда уларнинг ишлаши тўхтайди. Улар вақт бўйича ўзгарадиган қийматлар хосиласи ёки интегралига пропорционал бўлган таъсирларни ўткинчи жараённи зарур йўналишда тузатиш (коррекция қилиш) учун солиштириш тугуни томон узатилади. Қайишқоқ тескари боғланишлар дифференциалловчи (электр сиғимли ва индуктивли дифференциалловчи контурлар, стабилловчи трансформаторлар ва ш.ў.) ва интеграллоовчи (электр сиғимли интеграллоовчи ва бошқа қурилмалар) қурилмалардан кучайтиргич билан бирга ёки кучайтиргичсиз фойдаланилади.

Юқорида айтилгандек тизимга кўрсатадиган таъсирга кўра тескари боғланишлар мусбат ва манфийларга бўлинади. Тизим чиқишини кириш билан боғлайдиган бош тескари боғланиш доимо манфий бўлади. Мисол сифатида 1.3-расмда ўзгармас ток ***М*** мотори тезлигини берилган маромда сақлашга мўлжалланган автомат тизим кўрсатилган. Мотор электр машинали кучайтиргич ЭМК таъминот олади ва уни бошқариш оғиш бўйича ростлашга асослангандир. Тизим ***М*** тезлиги бўйича манфий тескари боғланишга эга.

Моторнинг бурчак тезлигини ω белгиловчи u топшириқ кучланиши билан аниқланади ва бу кучланиш ω тезликка пропорционал бўлган тахогенератор ЭЮКи $e_{TГ}$ билан солиштиради. Бирорта сабаб туфайли солиштириш (йиғиш) тугуни чиқишида u_T-$e_{TГ}$ айирманинг u_e оғишини пайдо бўлиши бошқариш *БЧ* чулғамида магнитловчи кучни хосил қилади. Бу куч бошқарувчи таъсир бўлиб, у мотор якорига ЭМК берадиган ЭЮКни ўзгартиради.

Натижада мотор тезлиги берилган қийматдан оғишни камайтириш томонга ўзгаради. Тезликни оғиш сабаблари бўлиб, хар хил тўлқинлантирувчи сабаблар хизмат қилиши мумкин. Бунда мотор валига уланган ва унинг тезлигини ўзгартирадиган ишчи механизм ИМни статик моменти, юклама асосий сабабчи бўлиши мумкин. Асосий сабабдан ташқари иккинчи даражалилари хам, хусусан АРТ элементларининг параметрларини ёки истеъмол кучланишининг номинал қийматдан оғишлари хам тўлқинлантирувчи таъсир бўлади. Шунингдек схемадаги қаршиликлар температура ўзгариши, солиштириш учун ишлатиладиган кучланишни, электр тармоқ кучланишини оғишлари хам шу сабаблар гурухига киради

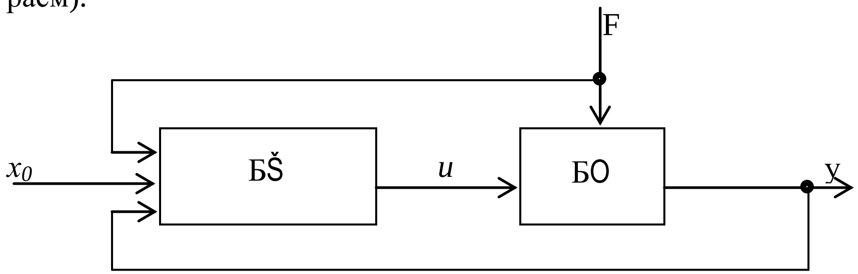
Оғиш бўйича ростланадиган тизимда тўлқинлантирувчи таъсир туфайли пайдо бўлган оғиш, тескари боғланишлар ёрдамида тизимнинг аниқ ишлашини маълум даражада тиклайди, аммо оғиш тўлиқ бартараф қилинмайди.



1.3-расм. Оғиш бўйича ростловчи АБТ схемаси

.

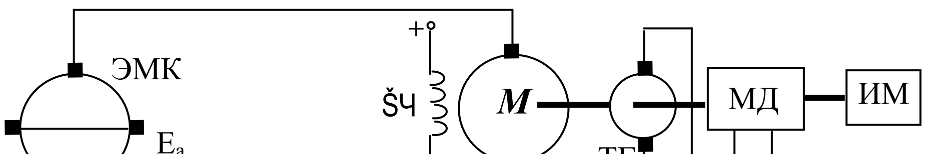
Тўлқинлантирувчи таъсир мавжуд бўлганда бошқарув тизимининг иш сифатини қўшма ростлаш қўллаб яхшилаш мумкин (1.4-расм).



1.4–расм. Қўшма бошқаришли функционал схема

Бундай тизимларда бошқарувчи қурилма киришига топширик, хамда тескари боғланиш сигналларидан ташқари ўлчаш йўли билан олинадиган тўлқинлантирувчи таъсир сигнали хам берилади. Одатда қўшма тизимларда фақат асосий тўлқинлантириш ўлчанади. Қолган тўлқинлантирувчиларни характеристикалари тескари боғаниш занжирлари орқали хисобга олинади. Қўшма бошқариш оғиш бўйича бошқариш ва тўлқин-лантирувчи таъсир бўйича бошқариш принципларини бирикмасидан иборатдир. Бунга мисол сифатида 1.5-расмда қўшма бошқариш схемаси келтирилган. Унда статик (тўлқинлантирувчи) моментни U_m кучланишга ўзгартириб, кучайтиргич орқали ЭМК бошқариш *БЧ*2 чулғамига узатадиган МД датчиги бўлиб бу чулғамнинг ишлаши туфайли ЭМК ЭЮКда кўпайиб тўлқинлантириш таъсирини компенсация қилади.

Ёпиқ АБТ яна битта ва бир нечта ростланиш координаталарига эга тизимларга бўлинади. Ўзаро объект, ростлагич ёки юклама орқали боғланган бир нечта координаталари ростланадиган тизимларга кўп ўлчамли ёки кўп боғланишли тизимлар деб аталади. Бир нечта координаталари ростланадиган кўп боғланишли тизимни бирорта координатасини ўзгариши бошқаларини хам ўзгартиришига олиб келади. Чунки бундай боғланиш бошқариладиган объектни физик хусусиятлари билан белгиланади. Масалан, синхрон генераторнинг тезлигини ортиши кучланиш ва частотани кўпайтиради.



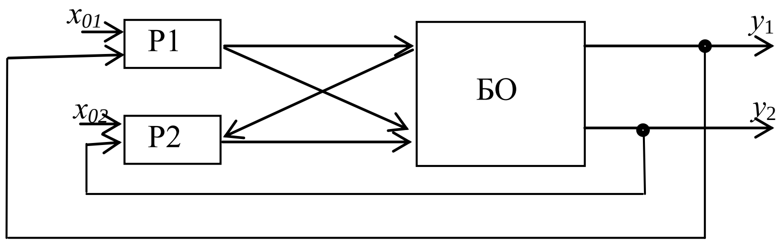
1.5-расм Қўшма бошқаришли АБТ схемаси

Шу сабабли объект координаталарини талаб этилганича бир-бири билан боғланиши учун қўшимча ростловчи боғланишлар киргизилади. Мисол сифатида 1.6-расмда иккита y_1 ва φ_2 координаталар бўйича хар бирини ўз контури ва P_1,P_2 ростлагичлари бўлган функционал схема берилган.

Ростлагичларда кесишувчи боғланишларни қўллаш айрим контурлар орасидаги боғланишларни тўлиқ йўқ қилиб тизимда ростлаш мустақиллигини таъминлайди.

Кўп боғланишли ростлагич тизимларга мисол сифатида частота ва кучланиши маълум қонунларга биноан ростланадиган синхрон генераторни, прокатнинг қалинлигини ва тасма тортилиши таранглигини ростлайдиган тунука прокат станини, хароратн ва босими ростланадиган буғ қозонини кўрсатиш мумкин.

3. Автоматик созлаш, иш режимини маълум маънода бошқариш орқали автоматик йўл билан энг яхши холатга келти риб қўйиш билан бахоланади. Созлаш операцияси оптимал-технологик режим олиш мақсадида тизимнинг параметрларини

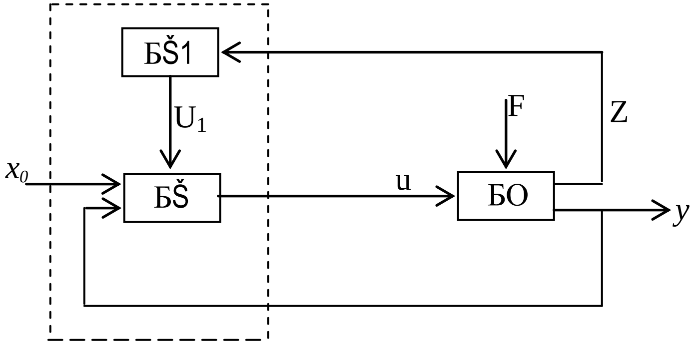


1.6- расм. Икки координатани ростловчи тизимнинг функционал схемаси

(характеристика) узлуксиз коррекция қилишдан (тузатиш ўзгартиришдан) иборатдир.

Автомат созлаш контурига эга ёпиқ тизимнинг функционал схемаси 1.7-расмда келтирилган. Бундай тизимни бошқарувчи *БҚ* қурилмаси асосий *БҚ*1 ва қўшимча *БҚ*2 кўринишдаги қурилмалар сифатида тасвир этилиши мумкин. Бошқарувчи *БҚ* қурилма, бошқариш *БО* объекти ва тескари боғланиш занжири асосий контурни ташкил этади ва у берилган оптималлик мезони (критерияси) бўйича оптимал жараён олишга мослаб созланади. Объектнинг характеристикаси ўзгарганда ўшанга мос ***Z*** информация бошқарувчи *БҚ*1 қурилма киришига келади ва у u_1 таъсир сигналини ишлаб чиқаради. Бу сигнал (таъсир) объект характеристикаси ўзгарган холда хам жараён оптимал бўлишини таъминлайдиган қилиб асосий бошқарувчи *БҚ* қурилма созлашини ўзгартиради.

Бунга ўхшаш тизимларни ишлаш хусусияти яна шундаки, улар априор (даслабки) информация етарли бўлмаганида хам тизимнинг ишини таъминлайди. Шу сабабли маълум вақт ичида характеристикалари (параметрлари) ўзгарадиган ёки олдиндан номаълум объектларда адаптация (мослашув) принципидан фойдаланилади. Адаптация деб, бошқарув тизимини жараён ўтишининг (боришининг) янги шароитларига мослашув қобилияти тушунилади. Бу принципда яратилган тизимлар *адаптив* деб аталади.



1.7-расм. Ўз-ўзини созловчи контурли АБТнинг функционал схемаси

1.2. Автоматик бошқариш тизимларининг таснифи

Автоматик бошқариш тизимларини таснифлашнинг асосий белгилари бўлиб қуйидагилар хизмат қилади: бошқаришнинг мақсади; бошқариладиган жараён ёки тизим хақидаги ахборотнинг хусусияти; бошқариш услуби; сигналларни шакллантириш принципи; чиқиш координаталарини кириш координаталарига боғлиқлик хусусияти.

Кўрсатилган белгилар бўйича тузилган АБТ таснифлаш схемаси 1.8-расмда келтирилган.

Бошқариш мақсади бўйича АБТ икки туркумдан: коодинаталарни берилган қонунга мос олишга ва жараённинг сифат кўрсаткичларини оптимал қийматини олишга мўлжалланган тизимлардан иборатдир.

Координаталар ўзгаришини берилган қонун каби олишга мўлжалланган тизимларга энг содда бошқарув тизимлари: очиқ ва автоматик ростлаш тизимлари (АРТ) киради.

Автоматик ростлаш тизимлари автоматик мўътадилловчи ва қайта (такрор) тикловчи тизимларга бўлинади.

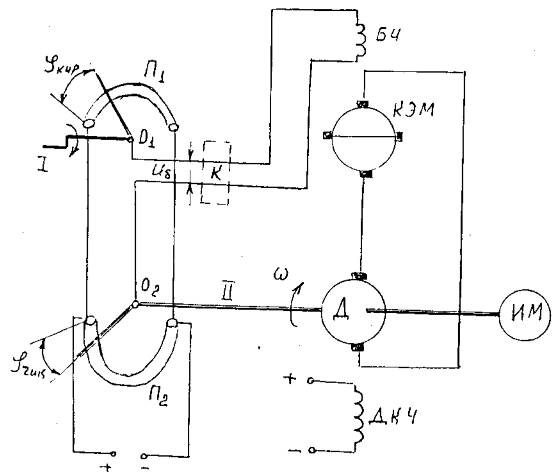
Автоматик ростлаш тизимлари объектни ростланувчи *u* координатасини (1.2-расм) ўзгартирмасдан сақламоққа мўлжалланган бўлиб, бунда топширик x_0 таъсир хам ўзгармасдан қолади. Мисол сифатида, мотор тезлигини автоматик сақлаб туришга (1.3-расм) мўлжалланган тизимни кўрсатиш мумкин. Автоматик стабиллаш тизимлари ишлаб чиқариш ускуналарида хар хил қийматларни: кучланиш, ток, қувват, тезлик, тезланиш, босим, харорат, берилган йўналиш, ёруғлик, хар хил нисбатлар ва пропорцияларни ўзгармаслигини сақлаб туриш учун кенг ишлатилади.

Қайта тиклаш тизимлари чиқиш коодинатасини маълум ўзгариш қонунига биноан қайтаришга (ишлаб беришга) мўлжалланган. Улар электрмеханик тизимларга нисбатан тадбиқ этилиб, қуйидагиларга: *кузатувчи* (тақлидчи), *дастурли* ва *ишга тушириш*, *реверслаш,* хамда *тўхтатиш* (тормозлаш) бўйича ишлайдиганларга бўлинади.

Кузатувчи тизимларни бахолайдиган нарса – бу чиқиш координатасининг ўзгариш қонуни вақтнинг тасодифий функцияси бўлишидир. Мисол сифатида учиб кетаётган самолётни кузатадиган радиолокатор антеннасининг автоматик тизимини кўрсатиш мумкин. Антенна самолёт харакатини кузатишда олдиндан уни харакатини билмайди ва датчиклардан олинган маълумот туфайли унга эргашиб бурилади.

Кузатувчи тизимга мисол сифатида кузатувчи электр юритмани (1.9-расм) кўрсатиш мумкин. Унда юритма маълум аниқлик билан топшириқ белгилайдиган орган харакатини такрорлайди. Бунда тизим ишчи органи топшириқ ва хақиқий холати орасидаги аниқланган фарқ туфайли (оғиш бўйича ростлаш) силжиб, топшириқни харакат кўринишда қайтаради.

Кузатувчи тизим потенциометрик П1-П2 ўлчагич қурилма, (ЭМК) электр машина кучайтиргичи, қўзғатиш чулғам ДҚЧ эга ўзгармас ток мотори Д ва ишчи механизми ИМ дан иборатдир.



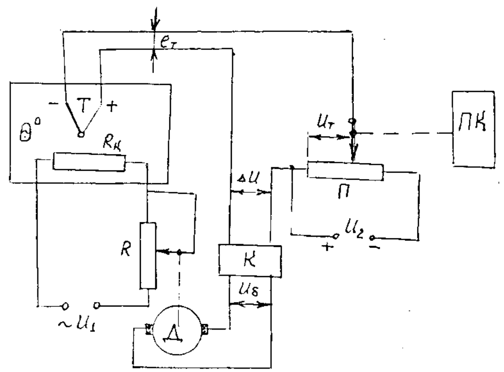
1.9–расм. Тақлидчи (кузатувчи)тизим

Дастлаб П1 ва П2 потенциометрлар харакатсиз ва уларни сирғалгичларини бурчак фарқи (хатоси) йўқ деб хисоблаймиз. П1 потенциометрни бурганда уни сирғалгичи чиқиш потенциометри П2 бурчагидан фарқли бурчакка бурилади.

Натижада хосил бўладиган бурчак фарқининг (хатоси) $\delta=\varphi_к-\varphi_ч$ туфайли 0_1 ва 0_2 нуқталар орасида U_δ потенциаллар айирмаси пайдо булади. Бу U_δ ана шу δ бурчакка пропорционал бўлиб, у электр машина кучайтиргичи (ЭМК) бошқарув чулғамига БЧ берилади. ЭМК чиқиш қисқичларида пропорционал бўлган ЭЮК хосил бўлади ва M мотор айланиб П2 сирғалгичини δ га камайтиришга қараб буради. Бурчак $\delta=0$, яъни $\varphi_к=\varphi_ч$ бўлганда, мотор тўхтайди. Демак мотор (айланиб) механизмни берилган бурчакка силжитади.

Кузатувчи тизимлар ишлаб чиқаришда кенг қўлланилади. Улар қувурлардаги, каналлардаги вентилларни, клапанларни, сургичларни масофадан туриб бошқаришда, хар хил технологик жараёнларнинг кўрсаткичларини ўлчаб, анча наридаги назорат-бошқарув жойига узатишда ишлатилади.

Дастурли бошқариладиган тизимлар ростланадиган координатани олдиндан ўрнатилган маълум дастур деб аталувчи қонунга биноан вақт бўйича ўзгартиришга мўлжалланган. Бу холда топшириқ таъсири вақтга боғлиқ қийматдир: $U_у=f(t)$. Бунга мисол сифатида тоблаш печи температурасини ростлаш тизимини (1.10-расм) кўрсатиш мумкин.



1.10-расм. Тоблаш печининг температура дастурли ростлаш тизими

Унда печни ўлчанадиган 0^0 температура Т термопара берадиган пропорционал ЭЮК айлантирилиб топшириқ U_T кучланиш билан солиштирилади Бу U_T кучланиш П потенциометрдан олинади, сиргалгични эса дастур қурилмаси ПК дастурда ёзилган қонунга биноан силжитади. П харакати туфайли U_T-E_T номувофиқлик кучланиш K

15

кучайтиргич билан кучайтирилиб *М* мотор якорига берилади. Мотор вали эса печни ишчи бўшлигида жойлашган қиздирувчи R_K қаршилик занжиридаги R реостат билан боғланган. Мотор айлана бошлаганда R реостатнинг сирғалгичи номувофиқликни камайтиришга қараб силжийди, бунда печ занжиридаги қаршилик ортади ёки камайтирилади. Бу қаршилик ёрдамида занжирдаги ток ва печнинг хborатори ростланади.

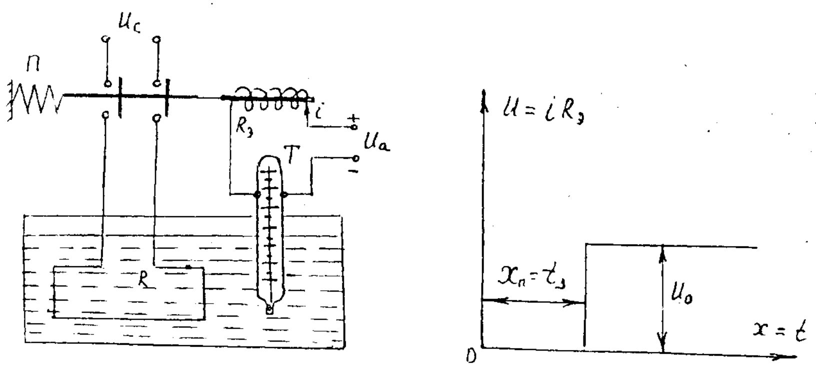
Дастурли бошқариладиган тизимлар шунингдек дастур асосида турли сохалардаги хар хил механизмлар силжиши учун хам қўлланилади.

Ишга тушириш, тормозлаш ва реверслаш режимларида ишлатишга мўлжалланган электромеханизм АБТ ўткинчи жараён даврида объект координаталарини берилган қонунга биноан шакллантиришга мўлжалланган. Бу холларда бошқарувнинг асосий мақсади бўлиб кўрсатилган режимлар учун тезлик, тезкорлик, тезланиш, тежамкорлик ва ш.у.лар бўйича оптимал харакатларини олишга қаратилади. Жараёнларни бу тизимларда оптимал ўтишига лойихалаш даврида объект хақидаги априор (олдиндан берилган) ахборотдан фойдаланиб АРТ тузилмаси, хамда ростлагич ўлчамларини танлаш хисобига эришилади.

АБТ бошқарув сигналлари шакллари бўйича узлуксиз ва дискретга бўлинади. Узлуксиз бошқариладиган тизимда бошқарувчи сигнал вақт бўйича узлуксиз функцияни ташкил этади ва бунга мисол қилиб 1.3-расмда келтирилган АРТ ни кўрсатиш мумкин.

Дискрет бошқариладиган тизимлар бошқарув сигналида узилиш ва сакрашлар борлиги билан бахоланади. Бу тизимлар яна релели, импулсли (турткили) ва рақамли гурухларга бўлинади.

Релели АБТ да бошқарувчи таъсир релели элементлар ёрдамида шаклланади. Релели элемент киришига узлуксиз таъсир берилганда, у маълум бўсаға қийматига етганда унинг чиқишидаги бошқарув таъсир сакрашсимон кўпаяди. Мисол сифатида 1.11-расмда релели харакатли АРТ келтирилган. У ваннадаги эритма температурасини спиралдан оқадиган ток билан қиздириб берилган даражада сақлашга хизмат қилади. Релели элемент сифатида Т-термометр қўлланилган бўлиб, температура берилган қийматга етганда уни симобли контактлари устуни билан уланади. Суюқлик қиздиришининг бошланғич даврида спиралга таъминот келадиган кучли ток контактлари уланган, термометр контактлари эса узилган бўлади. Температура берилган қийматга кўтарилганда термометр контактлари бирлашиб Э-электромагнит чулғамни тармоққа улайди. Ишга тушган электромагнит ўз якори билан механик боғланган кучли контактлари орқали бош ток занжирини узади. Спирал занжирининг узилиши туфайли мухит совийди, термометр контактлари ажралиб электромагнит узилади, хамда П пуржина харакати туфайли бош контактлари ёрдамида уланади.



1.11–расм. Реле харакатли АРТ: а) принципал схемаси;
б) релели элемент характеристикаси

Баён этилган жараён қайтарилади, мухит температураси берилган ўрта қиймат атрофида тебранади.

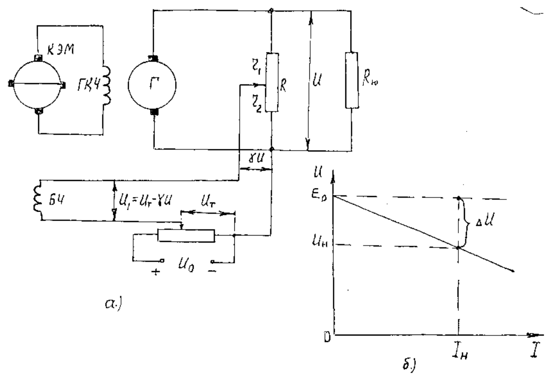
Чиқиш координаталарини киришдагига боғлиқли хусусиятига қараб АБТ чизиқли ва ночизиқли гурухларга бўлинади. Лекин юқори аниқлик билан қараганда барча амалиётдаги тизимлар ночизиқдир. Аммо кўпчилик холларда бу ночизиқликлар ахамиятли эмас, деб фараз қилинади ва шу сабабли бундай тизимларни чизиқли деб қаралади.

Жиддий ночизиқликка эга тизимларда юқори сифат кўрсатгичларига эришиш учун, у билан хисоблашиш ва ночизиқли бошқарув услублари, хамда курилмаларидан фойдаланиш зарур. Айрим ночизиқли тизимлар чизиқли тизимларда амалга ошириб бўлмайдиган сермахсул ва юқори сифатли ишлаш имконларини беради.

АБТ ростлаш принципига қараб *статик* ва *астатик* гурухларга бўлинади.

Ростланадиган координата ўрнатилган холатда қолдиқ оғишга эга тизим статик АБТ бўлиб, уни миқдори юкламага боғлиқ бўлади ва шу қиймат тизимни аниқлик даражасини хам белгилайди.

Статик характеристика – ростланадиган координатанинг юкламага боғлиқлиги бўлиб, у берилган топшириқ таъсирнинг ўзгармас қийматида олинади.



1.12-расм. Генератор кучланишини ростлайдиган статик тизим: а) принципал схемаси; б) тизимнинг статик характеристикаси

Статик тизимга мисол сифатида Г генератор кучланишини ростлайдиган (1.12-расм) схемани олсак бўлади. Унда генератор юклама $R_ю$ резисторга уланган, уни қўзғатиш ГҚЧ чулғами ЭМК дан таъминот олади. Кучайтиргичнинг ЭЮК эса топшириқ $\boldsymbol{U_T}$ кучланиш билан тескари боғланиш γU кучланишларнинг $U_1=U_T-\gamma U$ айирмасига пропорционалдир. Потенциометрдан олинадиган γU кучланиш генератор кучланишининг бир қисми бўлиб солиштириш схемасига узатилади. Юклама $R_ю$ қаршилиги ўзгарганда, масалан, камайганда генератор токи ортади, худди шунга мос якор чулғамига кетадиган кучланиш сарф кўпайиши туфайли, $R_ю$ га келадиган U кучланиш, пасаяди. Бу холда айирма U_1 ортади, натижада генераторнинг ЭЮК хам кўтарилади. Демак тизимни шундай ишлаши оқибатида маълум аниқлик билан, генератор қисқичларидаги кучланиш берилган сатхда сақланиб турилади.

Статик аниқлик ёки стабилллик тизимни статизм қиймати билан бахоланади. Уни қуйидаги нисбатдан (1.12-расм) аниқласа бўлади:

$$\delta = \frac{E_0 - U_N}{E_0} = 1 - \frac{U_N}{E_0} \qquad (1.1)$$

тизимни кучайтириш β коэффициентини эътиборга олиб

$$E_0 - U_N = \frac{\Delta U}{1+\gamma\beta}$$ деб ёзамиз,

у холда,

$$\delta = \frac{\Delta U}{E_0(1+\gamma\beta)}. \qquad (1.2)$$

Бундан кўринадики, статизм тизимнинг кучайтириш коэффициентига ва юкланиш даражасига боғлик экан.

Шунингдек, агар $k = \gamma\beta \to \infty$ га эришилса, унда яъни 1.13-расмдаги АБТ статик хатосиз бўлади.

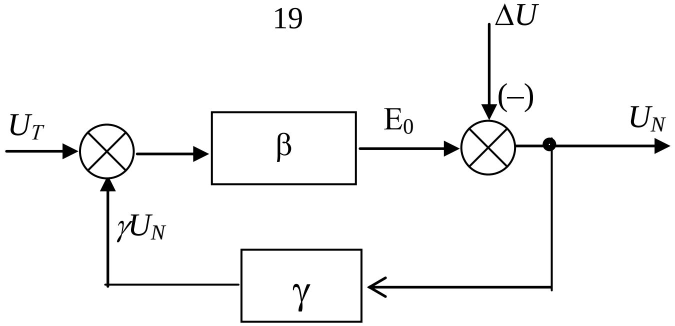
Бу degани АБТ *астатик* автоматик тизимга айланади (1.14-расм). Стабил режимда ишлайдиган автоматик тизимларда, топшириқ U_T таъсири ўзгармас қийматли бўлса, кузатувчи тизимларда эса худди шундай топшириқ таъсирга нисбатан хатосиз бўлишлиги учун харакат қилинади.

Генератор Г кучланишини стабилловчи астатик тизимда (1.14, а-расм) бошқарувчи таъсир генераторнинг қўзғатиш (ГҚЧ) занжирида ўрнатилган потенциометрдан берилади. Генератор кучланишига уланган R потенциометрдан олинадиган γU кучланиш топшириқ U_T кучланиш билан солиштирилади. Ўрнатилган холатда $U_1=U_T-\gamma U$ кучланиш нолга тенг ва потенциометрни сирғалгичи тинч холатда туради.

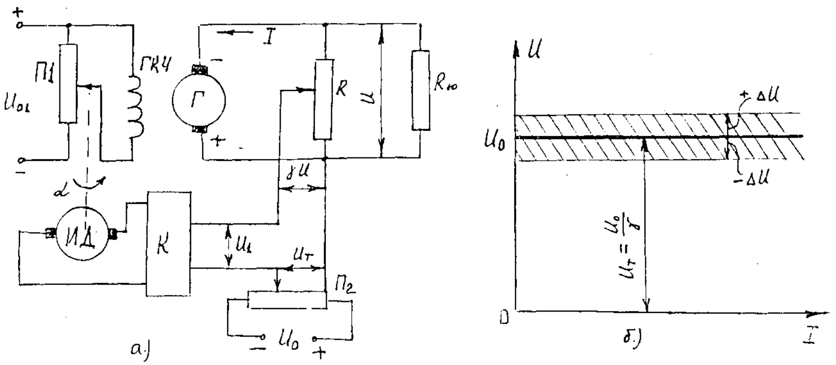
Генератор токи (юкламаси) ортиши билан $R_Ю$ га келадиган кучланиш камаяди ва оралиқ К кучайтиргич киришида $U_1=U_T-\gamma U$ кучланишлар генераторнинг қўзғатиш чулғамига бериладиган кучланишни кўпайтириш томонига қараб П1 сирғалгичини силжитади. Натижада $U_T-\gamma U$ айирма камайиб, нолга интилади ва $U_1=0$ бўлганида мотор ва ростлаш жараёни тўхтайди. Ростланадиган γU қийматнинг миқдори U_T топшириққа деярли тенг бўлади.

Генераторнинг қўзғатиш чулғамига келадиган кучланиш ΔU_K орттирмаси, ростловчи таъсир бўлиб, у потенциометр сирғалгичини Δl силжишига пропорционал ва ўз навбатида мо

19



1.13-расм. Тизимнинг функционал схемаси.



1.14-расм. Генератор кучланишини ростлайдиган астатик тизим

тор валининг $\Delta\alpha$ бурилиш бурчаги билан аниқланади:

$$\Delta U_K = k_П\, \Delta l = k_{П1}\, \Delta\alpha \qquad (1.3)$$

бунда – $k_П$, $k_{П1}$ – пропорционаллик коэффициентлари.

Мотор валининг бурилиш бурчагини қуйидаги кўринишда ёзса хам бўлади:

$$\Delta\alpha = \int_0^{t_p} \omega\alpha t \qquad (1.4)$$

бунда t_p – ростланиш вақти, ω-мотор валининг тезлиги.

20

Моторни бурчак тезлиги уни қисқичларидаги кучланишга пропорционал, демак U_1 оғиш кучланишга хам пропорционалдир, яъни

$$\omega = k_п U_1, \qquad (1.5)$$

Ушбу (1.5) ва (1.4) ифодаларни (1.3) га қўйсак, у холда

$$\Delta U_к = k\int_0^{t_p} U_1 \alpha t \qquad (1.6)$$

оламиз, бунда $k = k_{п1} k_п$.

Шундай қилиб, оғиш интервалига пропорционал бўлган таъсирдан фойдаланиш астатик тизимни хусусияти бўлиб хисобланади. Ростлаш охирига боришида оғиш қйимати камайганлиги туфайли ростлаш хам сўна боради, тезкорлик сусаяди.

Статик $\pm\Delta U$ хато борлиги туфайли (1.14,б-расм) амалий астатик тизим ростланишида берилган U_0 қийматни аниқ сақлаб туришни таъминлаб бўлмайди. Бундаги статик хато $\pm\Delta U$ сезмаслик худуди қиймати билан белгиланиб, юкламага боғлиқ эмасдир (1.14, б-расм). Генераторнинг кучланиши камайишида, асосан ишқалишга боғлиқ бўлган статик моментдан ижрочи ИД мотор моментни ортмагунча тизим сезмас бўлиб қолаверади. Статик моментни қиймати генератор кучланишининг оғишига (1.14,б-расм) мос келади. Шу сабабли кучланиш оғишлари $\pm\Delta U$ сезмаслик худудидан чиқмаса, ростлаш тизим унга жавоб бермайди. Сезмаслик худудининг кенглиги статик моментга ва кучайтиргични кучайтириш коэффициентига боғлиқдир.

САВОЛ ВА ТОПШИРИҚЛАР

1. Автоматик бошқариш деб нимага айтилади?
2. Автоматик ьошқариш тизими нима?
3. Бошқарувчи таъсир деганда нимани тушунасиз?
4. Тўлқинлаштирувчи таъсир қандай таъсир?
5. Алгаритм нима?
6. Узулган занжирли автоматик бошқарув хақида сўзлаб беринг?
7. Автоматик ростлашни тушунтириб беринг?

8. Автоматик созлаш нима?
9. қандай тескари боғланишларни биласиз?
10. Статик хатолик тўғрисида гапириб беринг.

II. АВТОМАТИК БОШҚАРИШ ТИЗИМИ ТАДҚИҚОТИНИНГ МАТЕМАТИК АППАРАТИ

2.1 Сигналларни матемик тасвирлаш

Автоматик бошқарув тизимининг ишлашида сигналлар моддий ахборот ташувчилар бўлиб хизмат қилишади. Улар мунтазам (детерминациялашган-аниқланган) ва тасодифий гурухларга бўлинади. Мунтазам сигнал деб, математик тасвири олдиндан берилган вақт функциясига эга бўлган сигналга айтилади. Мунтазам сигналларнинг асосий турига даврий, деярли даврий ва нодаврий сигналлар киради.

Даврий сигналлар $f(x)=f(t+T)$ шартини бажарадиган вақт функцияси тасвирига эга бўлиб, унда Т-давр деб номланадиган маълум ўзгармас қийматдир.

Деярли даврий сигналлар эркин частотали гармоник ташкил этувчилар йиғиндисидан иборат вақт функцияси сигнал-ларидир. Масалан, каррали частотага эга бўлмаган икки синусо-идани қўшилишидан деярли даврий сигнал олиниши мумкин.

Нодаврий деб, вақт функцияси кўринишида берилган чекли $(t_1 \le t \le t_2)$ чегарада ёки ярим чекли $(t_1 \le t \le +\infty)$ вақт оралиғи-даги мунтазам сигналларга айтилади, бу вақтлардан ташқарида эса у айнан нолга тенг бўлади.

Тасодифий сигнални эса олдиндан берилган вақт функцияси билан ифодалаб бўлмайди. Тасодифий сигналлар математик тавсирлаш учун эҳтимоллик назарияси ва статистик динамика услубларидан фойдаланилади.

Бошқариш техникасида узлуксиз, хамда дискрет сигналлар ишлатилади. Узлуксиз сигнал вақтни узлуксиз функцияси кўринишида тасвирланади. Айрим холларда бу функция биринчи ёки иккинчи тур узилишларга эга бўлиб, чекли ёки чексиз қийматлар қабул қилади.

Дискрет сигналлар сатх бўйича ёки хам сатх, хам вақт бўйича дискрет бўлишлари мумкин.

АБТ динамик хусусиятларини тадқиқот қилишда намунавий сигналлардан фойдаланилади. Буларга поғонали, импулсли, гармоникали, чизиқли ўсадиган ва бошқа сигналлар киради.

Поғонали (2.1-расм) сигнал энг содда кўринишли сигналлардан бири бўлиб, АБТ ўткинчи жараёнларни хисоблашда ишлатилади. У вақт функцияси бўлиб, t=0 пайтда A=const қийматига эришади ва келгусида ўзгармасдан қолади. t<0 бўлганда эса x(t)=0.

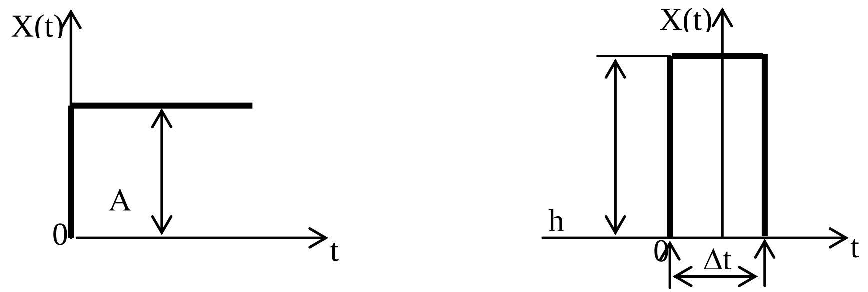
Поғонали функция математик равишда

$$x(t)=A\cdot 1(t)=\begin{cases} A, \text{агар} t \ge 0; \\ 0, \text{агар} t < 0 \end{cases}$$

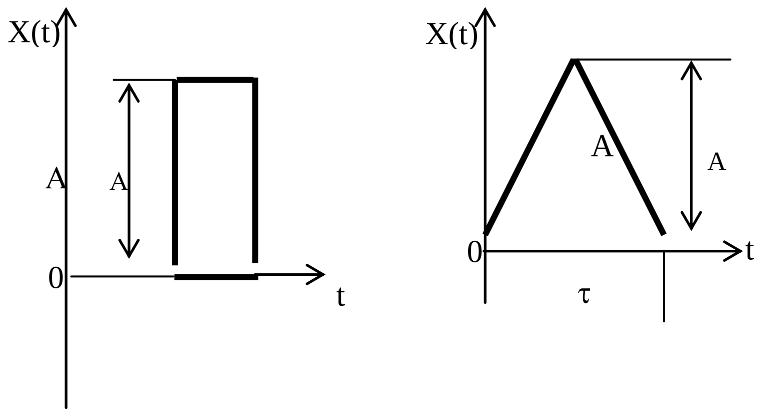
кўринишда ёзилади, бунда 1(t)-бирлик поғонали функция:

$$1(t)= \begin{cases} 1, \text{агар } t \ge 0; \\ 0, \text{агар } t < 0 \end{cases}$$

A=1 бўлганда бирлик поғонали сигнални оламиз.



2.1-расм. Поғонали сигналлар



2.2-расм. Импулсли сигналлар

Поғонали сигнални Лаплас бўйича тасвири:

25 $$L\{x(t)\}=\frac{A}{P}$$

Импульсли сигнални баландлиги $h\to\infty$, вақти $t\to 0$ бўлгандаги 23 баландлиги *h*, давомийлиги Δt га тенг бўлган тўғри бурчакли импульсни лимити (чегаравий қиймати) деб қараш мумкин, унинг майдони $h\cdot\Delta t=A$ (2.2а-расм) тенг. У поғанали сигнал хосиласини беради:

$$x(t)=A\cdot 1'(t),$$

ёки

$$x(t)=A\,\delta(t),$$

бунда *δ(t)* –делта функсия бўлиб, у поғонали бирлик 1(t) функция $1'(t)$ хосиласига тенгдир. Делта-функция математик равишда

$$\delta(t)=\begin{cases}0, \text{агар } t\neq 0;\\ \infty, \text{агар } t=0\end{cases},$$

кўринишда ифодаланади, буни устига $\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt=1$. Импулсли $x(t)=A\cdot\delta(t)$ функцияни Лаплас бўйича тасвири

$$L\{x(t)\}=A,$$

яъни

$$L\{\delta(t)\}=1.$$

Тўғрибурчакли (2.2,б-расм) импулс учун тасвир $x(t)=A[1(t-\tau_1)-1(1-\tau_2)]$ Лаплас буйича тасвири эса

$$L\{x(t)\}=\frac{A}{P}\left(e^{-\rho\tau_1}-e^{-\rho\tau_2}\right),$$

бўлади. Учбурчакли (2.2,в-расм) импулс учун Лаплас бўйича тасвир $L\{x(t)\}=\frac{2A}{\tau\rho^2}\left(1-e^{-\rho\frac{\tau}{2}}\right)^2$ кўринишга эга.

Гармоник (синусоидал ёки косинусоидал) сигнал автомат бошқарув тизимини ва уни элементларини частотали хусусиятларини тадқиқот қилишда кенг қўлланилади. У вақт функцияли бўлиб, $x(t)=A\sin(\omega t+\varphi)$ кўринишда бўлади ва гармоник сигнални Лаплас бўйича ўзгартирилиши:

26

$$L\{x(t)\}=\frac{p\omega\cos\varphi\pm p^2\sin\varphi}{p^2+\omega^2}\cdot\frac{A}{p}$$ натижани беради.

24

Чизиқли ўсувчи сигнал одатда кузатувчи тизимлар динамикасини тадқиқот қилганда кўпроқ қўлланилади. У вақт бўйича чизиқли функция кўринишида ифодаланилади:

$$x(t)=at,$$

бунда *а*- коэффициент. Бу сигнални Лаплас бўйича тасвири эса

$$L\{x(t)\}=\frac{a}{p^2}$$

Чизиқли ўсадиган сигналдан ташқари айрим холларда вақт бўйича квадрат функцияли $x(t)=at^2$; вақт бўйича (учинчи) куб даражали функция $x(t)=at^3$ ва бошқалар хам ишлатилади.

2.2. Автоматик бошқариш тизимининг статик ва динамик характеристикалари

Автоматик бошқариш тизимининг ишлаш сифатини уни статик ва динамик характеристикаларини тахлил қилиб бахоласа бўлади. Тизимни *статик характеристикалари* деб, ўрнатилган холатда чиқиш координаталарини кириш таъсирларига боғлиқ характеристикаларига айтилади. Битта кириш ва битта чиқишга эга тизимларда битта характеристика бўлади, у тизимнинг ўрнатилган холдаги қийматини киришдагига боғлиқлигини кўрсатади:

$$x_{ўрн}=\beta\, y_{ўрн},$$

бунда β- кучайтириш коэффициенти. Чизиқли тизимлар учун β=const бўлса, ночизиқликлар учун β=*f(x)*. Бир нечта киришга эга тизимлар статик характеристикалар гурухи билан бахоланади.

Тизимнинг динамик характеристикалари деб, хар хил таъсирлар туфайли хосил бўладиган ўткинчи жараёнларга айтилади. Улар тизимни узатиш функцияси асосида олиниши мумкин.

Узатиш функцияси (УФ) деб, чиқиш ва кириш қийматларини операторли (Лаплас бўйича) тасвирини (нолдан чапда бўлган) бошланғич шартлари ноль бўлган холдаги нисбатларига айтилади. Агар тизим битта киришга эга бўлса, уни узатиш функцияси

$$W(p)=\frac{y(p)}{x(p)} \qquad (2.1)$$

27

бўлади, бу ерда *y(p), x(p)*- чапдан бошланғич шартлари нолга тенг бўлганда чиқиш ва кириш қийматлари орттирмасини операторли тасвирлари, агарда бир нечта киришга эга бўлса, уни (2.1) га ўхшаш узатиш функцияси хар бир кириш таъсири бўйича олиниши мумкин, бошқа киришлар бўйича кириш таъсирларини орттирмаси нолга тенг деб фараз килинади.

Тўғри рационал касрнинг узатиш функцияси

$$W(p)=\frac{b_m p^m + b_{m-1}p^{m-1}+\ldots+b_0}{c_n p^n + c_{n-1}p^{n-1}+\ldots+c_0}$$

кўринишга эга, бунда c_j, b_j тизим параметрлари орқали аниқланадиган коэффициентлар; $n\geq m$. Узатиш функцияси ноллари ва қутблари хақиқий ёки қўшма комплекс сонлар бўлиши мумкин.

Агарда кириш таъсири сифатида поғонали бирлик функциядан фойдаланилса, бунда олинадиган ўткинчи жараённи ўткинчи функция ифодалайди. Бу функция чиқиш қийматини вақтга боғлиқлигини кўрсатади ва қуйидаги тенглама билан ифодаланади:

$$h(t)=L^{-1}\left\{\frac{1}{p}\Phi(p)\right\}=\frac{1}{2\pi j}\int_{\sigma-jw}^{\sigma+jw}\frac{1}{p}\Phi(p)e^{pt}dp.$$

Умумий холда $h(t)=x_м(t)+x_е(t)$, бунда $x_м(t)$- мажбурий ташкил этувчи, у поғонали бирлик таъсирида тизимни кучайтириш коэффициентига тенг; $x_e(t)$-эркин ташкил этувчи, тизимни янги холатга ўтиш жараёнини бахолайди. Барқарор тизимларда $x_e(t)$-вақт ўтиши билан нолга интилади.

Агарда кириш таъсири бирлик импулс функция бўлса, бунда олинадиган жараён импулсли ўткинчи функция деб аталади:

$$g(t)=L^{-l};$$

$$g(t)=L^{1}\{\Phi(p)\}=\frac{1}{2\pi j}\int_{\sigma-jw}^{\sigma+jw}\Phi(p)e^{pt}dp$$

$$g(t)=h'(t)=\frac{dx_e(t)}{dt}.$$

Охирги тенглама импульсли ўткинчи функцияни хосиласи эканлигини англатади, тескари нисбат хам тўғри бўлади:

28

$$h(t)=\int_0^t g(t)dt.$$

Кириш таъсири ихтиёрий *x(t)* шаклга эга бўлса, унда тизимдаги ўткинчи жараён қуйидаги тенглама билан аниқланиши мумкин:

$$x(t)=L^{-1}\{X(p)\}=L^{-1}\{Y(p)\Phi(p)\}.$$

Тизимни динамик хусусиятларини бахолашда частотали характеристикалардан кенг фойдаланиш жорий қилинган. Улар тизимни гармоникали ω частотани нолдан чексизгача ўзгаргандаги таъсирга бўлган жавобни (реакциясини) характерлайди:

$$y(t)=A_к(\omega)e^{(\omega t+\varphi_к(\omega))}.$$

Бу тенглама одатда частотали АБТ барқарорлигини хамда ўткинчи жараёнини тадқиқот қилишда ишлатилади.

Амплитуда ва фаза частота характеристикаси (АФЧХ) комплексли ифодаларнинг нисбатидан иборат:

$$\Phi(j\omega)=\frac{y(t)}{x(t)} \qquad (2.4)$$

Бунда $y(t)=A_ч(\omega)e^{j(\omega t+\varphi_ч(\omega))}$ – гармоникали чиқиш сигнали, одатда қуйидагича ёзилади:

$$\Phi(j\omega)=A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \qquad (2.5)$$

Бундаги A(ω)-амплитуда частота характеристикаси (АЧХ)

$$A(\omega)=\frac{A_ч+(\omega)}{A_к(\omega)}=\frac{|y(t)|}{|x(t)|} \qquad (2.6)$$

φ(ω)-фазали частота характеристикаси (ФЧХ):

$$\varphi(\omega)=\varphi_ч(\omega)-\varphi_к(\omega) \qquad (2.7)$$

Амплитуда ва фаза частота характеристикаси комплексли ўзгарувчан қиймат бўлгани учун уни қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$\Phi(j\omega)=P(\omega)+jQ(\omega) \qquad (2.8)$$

бунда: P(ω)- тизимни хақиқий частота характеристикаси, Q(ω)-мавхум частота характеристикаси (МЧХ).

Частота Ф(*j* ω*),* характеристикаси (асосида) тизимни ўткинчи *x(t)* характеристикаси Фурьени тескари ўзгартириш ёрдамида олиниши мумкин:

$$x(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}y(j\omega)\Phi(j\omega)e^{j\omega t}d\omega \qquad (2.9)$$

Автомат бошқариш назариясида динамик хусусиятларини текширишда, айниқса АБТ барқарорлигини, кўп холларда уни логарифмли частота характеристикаларидан (ЛЧХ) фойдаланилади. Улар автомат бошқариш тизимининг жараёнини берилгандек шакллантирадиган ростлагичларни тузилмасини, хамда параметрларини аниқлашда кенг қўлланилади.

АФЧХ (2.5) тенглмасини чап ва ўнг томонларини логарифмлаб,

$$ln\Phi(j\omega)=\ln A(\omega)+j\varphi(\omega) \qquad (2.10)$$

эришамиз.

Бунда *ln*A*(ω)* ва *φ(ω)* тегишлича *логарифмли амплитуда* (ЛАХ) ва *логарифимли фаза* (ЛФХ) характеристикаси хисобланади.

Иккита қиймати ёки умумий рақамлари нисбатини бахолаш учун логарифмли бирлик қилиб децибелл (дБ) ишлатилади. *L* рақам билан умумий тарзли *A* рақамли ўртасидаги боғланиш қуйидаги тенглама

$$L=20\lg A,\ [дБ]$$

билан берилади. Мисол сифатида A=10 сонига 20 дБ тўғри келади. ЛАХ ва ЛФХ тўғри бурчакли координаталари тизимида графиклар кўринишида берилади. Абцисса ўқидан логарифимли масштабда ω частота, ордината ўқида ЛФХ қиймати децибелда, ФЧХ қиймати градусда (ёки радианда) бир текисда қўйилади.

2.3 . Автоматик бошқариш тизими динамикасининг тенгламалари

Автоматик бошқариш тизимларини ўткинчи жараёнини тадқиқот қилиш учун дифференциал ёки интеграл тенгламалардан фойдаланилади. Параметрлари тўпланган тизимлар учун бу оддий дифференциал тенгламалар бўлса, параметрлари тақсимланганлар учун хусусий хосилали дифференциал тенгламалар билан ифодаланади.

АБТ динамик жараёнларни ўрганишда одатда ростланадиган қийматни ва қурилмани муайян физикавий табиатини четда колдириб бошқариш жараёнини математик модели билан қизиқишади. Тизимни математик моделини яратишда динамик звенолардан ташкил топган тузилма схемаси асос қилиб олинади. Динамик звеноларда жараёнлар физика қонунлари асосида дифференциал ёки операторли тенгламалар билан ифодаланади. АБТ битта қурилмаси бир ёки бир нечта динамик звенолар билан тақдим этилган бўлиши мумкин.

Динамик звенолар учун олинган дифференциал тенгламалар мажмуаси тизимни математик модели бўлиб бутун тизим дифференциал тенгламаларини олишга хизмат қилади.

Умумий холда элементларнинг ёки тизимларнинг дифференциал тенгламалари ночизиқлидир. Аммо мувозанат холатида кичик оғишларда ночизиқ тенгламаларни тахминий чизиқли тенгламалар билан алмаштирсак бўлади. Бундай алмаштириш дифференциал тенгламаларни чизиқлаштириш деб аталади. Ночизиқли кўп ўзгарувчан функцияларни чизиқлаштиришда кичик оғишлар услубидан фойдаланилади. Бунда ўрнатилган холатда ўзгарувчи қийматларга кичик оғишлар берилиб, улар Тэйлор қаторига кичик ўзгаришлар даражасига қараб ёйилади.

АБТ ушбу дифференциал тенгламалар тизими билан ифодалаган математик моделга эга деб фараз қилайлик:

$$\frac{dx_k}{dt} = X_k(x_1, x_2, ..., x_n), k = 1,2...,n \qquad (2.11)$$

бундаги x_k – тизим координаталари.

Агар ночизиқли $x_k(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ функциялар ўрнатилган x_{k0}=const режимни қандайдир *Н* атрофида x_{k0} учрашадиган бўлса, унда бу тенгламалар Тейлор қаторига ёйилиши мумкин.

Ушбу $x_к = x_{ко} + \Delta x_к$ шартни қабул этиб, (2.11) тенглама қуйидаги кўринишда ёзилиши мумкин:

$$\frac{d\Delta x_k}{dt} = X_k(x_{10}, x_{20}, ..., x_{n0}) + \left.\frac{\partial X_k}{\partial x_1}\right|_0 \Delta x_1 + \left.\frac{\partial X_k}{\partial x_2}\right|_0 \Delta x_2 + ... + \left.\frac{\partial X_k}{\partial x_n}\right|_0 \Delta x_n + F_k(x_1, x_2, ..., x_n)$$

бунда $\Delta x_к$ – к координатанинг кичик оғишлари; $\left.\frac{\partial X_k}{\partial x_i}\right|_0$, k=1,2,..,n, i=1,2,…, n – ўрнатилган режим нуқтасида хисобланган хусусий хосилалар; $F_k=(x_1, x_2, ..., x_n)$ ўз таркибида иккинчи даражали кичикликдан паст бўлмаган хадларни олган функциялар. $x_k=(x_1, x_2, ..., x_n)=0$ (2.12) тенгламалардан ўрнатилган режим тенгламалар тизимини айириб, хамда $F_k=(x_1, x_2, ..., x_n)$ эътиборга олмасдан қолдирсак, ўзгармас коэффициентларга эга оғишлар бўйича чизиқли тенгламалар тизимини оламиз, улар биринчи яқинлашиш тенгламаларидир:

$$\frac{d\Delta\Delta_k}{dt} = \sum_{l=1}^{n} a_{ki}\Delta x_i, \; k = 1,2....,n,$$

бунда $a_{ki} = \left.\frac{\partial X_k}{\partial x_i}\right|_0$

АБТ ни тақрибий тадқиқ қилишда чизиқли автоматик бошқариш назарияси мухим ахамиятга эгадир. Шу сабабли материалларнинг келгуси баёнида асосий диққат АБТнинг чизиқли назариясига берилади. Ночизиқли ва импульсли АБТ жараёнларининг хусусиятларига келсак, улар махсус қурилади, чунки чизиқли назария ёрдамида бу хусусиятларни очиб бўлмайди.

2.4. Дифференциал тенгламаларнинг ечими хақида

Дифферециал тенгламаларнинг ечимларини топишнинг ягона усули мавжуд эмас, шунинг учун одатда дифференциал тенгламаларнинг турларига қараб ечими ахтарилади. Дифференциал тенгламаларнинг ечим АБТ сифатини аниқлаш учун зарурдир.

Хар қандай тизимда энг катта юкланишлар, зўриқишлар, хатолар ўткинчи жараён пайтида юз беради. Бундан ташқари ўткинчи жараён вақтида бир қатор қурилмаларда, тизимларда катта энергия исрофлари хосил бўлади. Ана шу холатларни сифат ва сон жихатдан аниқлаш учун дифференциал тенгламаларни ечиш, уларнинг илдизларини аниқлаш керак. Илдизларни комплекс текисликнинг қаерида, қайси қисмида жойлашганига қараб тизимнинг барқарор ёки беқарор эканлигини, ўткинчи жараён хусусиятлари**,** тизимда юз бериши мумкин бўлган зўриқиш, тезкорлик, хато каби кўрсаткичларининг чегараларини билиб олиш мумкин.

Дифференциал тенгламаларни аналитик ва таркибий усуллар билан ечиш, ундаги жараён хақида хар тарафлама ахборот беради. Хусусан, жараён кўрсаткичларини объектив, автоматик тизим билан қандай боғлиқлигини, хосил бўладиган чиқиш координаталарининг параметлари қандай нисбатда эканлиги маълум бўлади. Аналитик ечимга қараб лойихалаш бўйича умумий хулоса ва таклифлар киритиш мумкин. Аммо учинчи даражадан юқори бўлган дифференциал тенгламаларни бундай ечимини олиш мураккаб ёки умуман имкони йўқдир.

Амалиётда кўриладиган ва ишлатиладиган АБТ одатда юқори даражали дифференциал тенгламалар билан ифодаланилади, кўпчилиги эса ночизиқли хадларга хам эга бўлиши мумкин.

АБТни тадқиқот қилишда дифференциал тенгламаларни Лаплас бўйича ўзгарилиш услуби кенг қўлланилиши билан мураккаб тизимларнинг дифференциал тенгламалари алгебраик тенгламалар билан алмаштирилади. Бундан ташқари бу ерда бошланғич шартларни хисобга олиш, бир жинсли бўлмаган тенгламаларни ечиш, тўлқинлантирувчи таъсирни эътиборга олиш хам анча енгиллашади.

Автоматик ростлаш тизимлари динамикасини хисоблашда хақиқий частота характеристикалар (ХЧХ) услуби кенг қўлланилган. Бу таркибий усул бўлиб, бир неча қадамларни ўз ичига олади.

Хозир хамма соха каби АБТ ни хисоблашда хам ЭХМ кенг қўлланилмоқда. Уларни нафақат чизиқли, балки деярли хар қандай ночизиқ тенгламалар тизимини ечиб беришга, унинг хар бир коэффициентини тахлил қилиб, керакли ахборотни тадқиқотчи-хисобчига қулай шаклда, графиклар, чизмалар, уларнинг хар хил аниқлик, яққоллик, кўрсатмали қулайлик мажмуаси билан бера олади. АБТ ни тадқиқ, тахлил қилишда ЭХМ нинг ишлатилиши анъанавий хисоблаш услубига қарашни бир мунча ўзгартиради. ЭХМда дастур тузишга қулай, қайта ишлаб, юқори аниқлик, батафсиллик берадиган усуллар кўпроқ қўлланилиб, бошқалари эса четда қолиб кетяпти. Машинали хисоблаш аналитик усулларга нисбатан ўзининг бир қанча устунликларга эга, шу сабабли дифференциал тенгламаларни ечишга бўлган иштиёқ бир оз камайди. Айниқса тенгламанинг даражаси учинчидан юқори бўлса ёки тенгламалар таркибида ночизиқ коэффициентлар, характеристикалар бўлса, машинанинг хисоблаши қулай, тез батавсил ва юқори аниқликда бўлади.

САВОЛ ВА ТОПШИРИҚЛАР

1. Импульсли сигналлар тўғрисида маълумот беринг.
2. Динамик характеристика дегенда нимани тушунасиз?
3. Динамик тенгламалар қандай тузилади?
4. Дифферционал тенгламалар ечими хақида нималарни биласиз?
5. Амплитуда фаза частота характеристикаси қандай аниқланади?
6. Фаза-частота характеристикаси қандай аниқланади?
7. Частота характеристикасига асосланиб вақт бўйича тизим ўткинчи жараёни қандай аниқланади?
8. АБТ нинг статик тавсифини тушунтириб беринг.

III. АВТОМАТИК БОШҚАРИШ ТИЗИМИНИНГ ДИНАМИК ЗВЕНОЛАРИ ВА ТУЗИЛМА СХЕМАЛАРИ

3.1. Намунавий динамик звенолари хақида умумий тушунчалар

Автоматик бошқарув тизимида бўладиган ўткинчи жараён хусусияти тизимни ташкил этган элементларга боғлиқдир. Автоматик тизимнинг қаерда қўлланишига, унинг вазифаси, конструктив бажарилиши, ишлаш принципи ва ш.ў. қараб элементлар таркиби хар хил бўлади. Улар машина, механизм, аппарат, асбоб, хар хил харакатли қурилма (масалан механик, электрик, гидравлик, пневматик ва ш.ў) кўринишида бажарилади. Аммо АБТни ташкил этувчи элементларнинг вазифаси, конструктив ижро этилишига қарамасдан, улар чекланган сонли звеноларга ажратилиб, бир хил динамик хусусиятларга эга бўлади, шу сабабли уларни *намунавий динамик звенолар* деб аташади.

Хар бир динамик звено- бу йўналган харакатли элементдир. Бу дегани элементда бир қийматларнинг бошқасига ўзгариши маълум бир йўналишда (масалан, элементни ишдан чиқишига қараб) бўлиб ўтади. Динамик звено киришига бериладиган ўзгарувчан физик қиймат – кириш қиймати x_k, звено ташқарисида олинадиган ўзгарган қиймат - $y_ч$ чиқиш қиймати деб юритилади.

Звенонинг статик характеристикаси деб, ўрнатилган холатдаги чиқиш ва кириш қийматларнинг боғланишига айтилади. Динамик звеноларнинг статик характеристикаси аналитик (яъни тенглама кўринишида) ёки график $y_ч=f(x_k)$ функция кўринишида, ночизиқ звеноларнинг эса кўпроқ график кўринишда тақдим этилади.

Чизиқли звенонинг статик характеристикаси (3.1-расм) тенгламаси чизиқли функциядир:

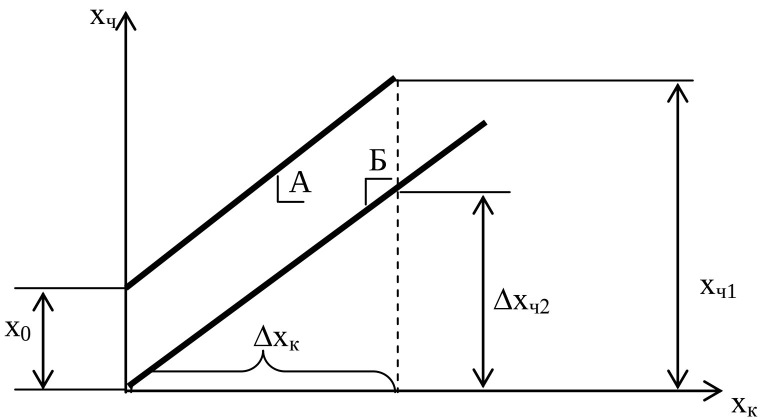
$$y_ч= x_0+kx_к$$

Бунда x_0 – чиқиш қийматининг $x_k=0$ бўлгандаги бошланғич миқдори; k- характеристикасини абсцисса ўқига оғиш тангенс бурчаги. Чиқиш қиймати орттирмасининнг кириш қиймат орттирмасига бўлган нисбатидан аниқланадиган k қиймат, звенонинг статик кучайтириш коэффициенти (узатиш коэффициенти) деб аталади, агар x_0=0 бўлса, $k=y_ч/x_к$.

Звенонинг динамик хусусиятлари дифференциал тенглама билан аниқланади ва бу тенглама ўткинчи жараён ўзгаришини ифодалайди. Дифференциал тенгламани ечими туфайли динамик звенонинг ўткинчи (ёки бошқачасига – вақтга боғлиқли чиқиш) характеристика, яъни чиқиш қийматининг кириш таъсирига боғлиқлигини вақт бўйича ўзгаришини олиш мумкин.

Олдин кўрсатилганидек, ўткинчи жараёнда звено объект хусусиятини ўрганиш учун уни киришига намунавий таъсирлар (поғонали, импульсли гармоник ва ш.ў.) берилади.

Ўткинчи жараённи ўтиш хусусиятига қараб намунавий динамик звеноларни инерциясиз, нодаврий, тебранма, дифференциалловчи, интегралловчи ва кечикувчи звеноларга ажратилади.



3.1-расм Чизиқли звенонинг статик характеристикаси

3.2. Инерциясиз ва биринчи даражали инерцияли звенолар

Инерциясиз звено деб, хар онда чиқиш $y_ч$ ва кириш $x_к$ қийматлари орасида пропорционаллик бўлган звенога айтилади.

$$y_ч=kx_к; \quad W(p)=\frac{y_ч}{x_к}=k,$$

бунда, k-пропорционаллик ёки кучайтириш коэффициенти деб хам аталади.

Адабиётларда бу звенони пропорционал, кучайтирувчи, идеал, сиғимсиз звено деб хам аташади. Инерциясиз звенога мисоллар: кучланишни бўлувчи сифатида ишлатиладиган потенциометрни, ярим ўтказгич кучайтиргичини (паст частоталарида), механик ричагни кўрсатиш мумкин. Бундай звено киришига поғонали таъсир берилганда, ўша онда чиқишда тегишли қиймат ўрнатилади.

Динамик звеноларни вақт бўйича ўзгариш имкониятларини ва хусусиятларини частотага боғлиқ характеристикалари кўрсатади. Яъни частота характеристика тизим звеносининг гармоник таъсирига реакциясидир (жавобидир). Шу сабабли хар бир звено фақат ўзига хос динамик хусусиятларга эга.

Частота характеристика чиқиш сигнали фазаси ва амплитудасининг нисбий қийматини чиқиш таъсири частотасига боғлиқлиги сифатида кўрсатилади. Амплитудани нисбий қиймати эса чиқиш ва кириш сигналларининг нисбати билан ифодаланилади. Масалан, инерцияли звенонинг киришига частотаси ω_1 ва амплитудаси $U_{кm}$ га тенг синусоидал кучланиш берилса, унда звено чиқишда ўша частотали $U_{чm}$ га тенг ва кириш сигналига нисбатан φ_1 бурчакка силжиган кучланиш оламиз.

Амплитудаларни ω_1 частотадаги нисбати $A(\omega_1)=U_{чm}(\omega_1)/ U_{кm}(\omega_1)$ бўлади. Кириш сигнали бошқа ω_2 частотали бўлганда, бунга мос бошқа фаза бурчаги ва амплитудалар $A(\omega_2)= U_{чm}(\omega_2)/ U_{кm}(\omega_2)$ нисбатига эга бўламиз ва ш.к.лар. Олинган маълумотлар асосида амплитудалар

$A(\omega)=\varphi_1(\omega)$ ва фазаларнинг $\varphi(\omega)=f_2(\omega)$ частота характеристикаларини кўриш мумкин. Кўп холларда комплекс текисликда А (ω) вектор учи билан ω частота ўзгаришига боғлиқ чизиқ берадиган годограф асосида олинадиган амплитуда – фаза характеристикаси (АФХ)дан фойдаланиш мақбул бўлади.

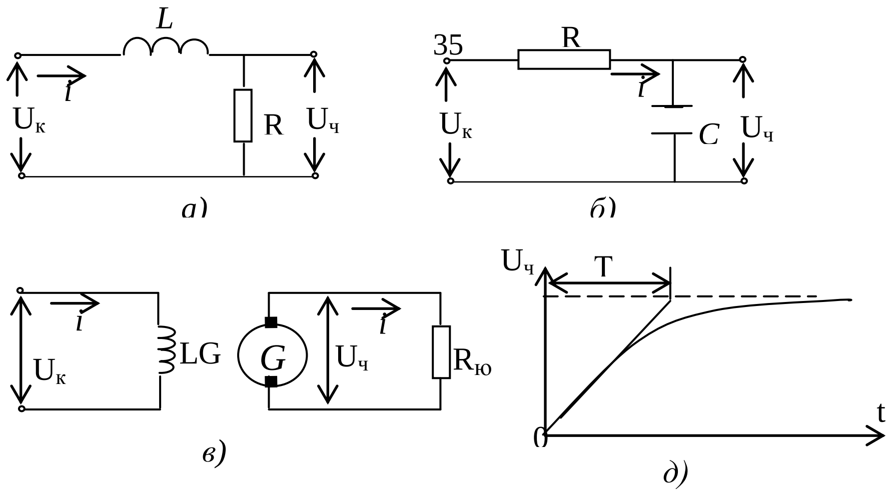
Биринчи даражали инерцияли (нодаврий, реакцияли, апериодик, бир сиғимли) звено деб, чиқиш қиймати вақт бўйича экспоненциал қонун бўйича ўзгарадиган звенога айтилади. Бу звено биринчи даражали дифференциал тенглама билан ифодаланилади:

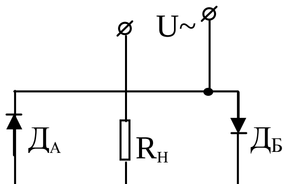
$$T\cdot\frac{dy}{dt}+y=kx_к,$$

бу тенгламанинг бошлиғич шарти чапдан ноль бўлганда Лапласга биноан ўзгартирганда операторли кўринишда:

$$(Tp+1)y_ч=kx_к \qquad (3.1)$$

оламиз, бунда Т – звенонинг вақт доимийсидир.
Инерцияли звенонингузатиш функцияси W(p)=k/(Tp+1) бўлади.





3.2-расм. Инерцияли звено: *а) R-L* контур;
б) R-C контур; *в*) ўзгармас ток
генератори; *г*))магнит кучайтиргич;
д) ўткинчи жараён графиги

Инерцияли звенога мисол қилиб: *R-L*, *R-C* контурларини (3.2,а,б-расм), ўзгармас ток генераторини (3.2,в-расм), магнит кучайтиргич (3.2,г-расм), термисторлар ва бошқаларни кўрсатиш мумкин.

Агар *R-L* контурнинг (3.2,а-расм) киришига поғонали кучланиш берилса, ўткинчи жараён хосил бўлади. Индуктивлик чулғамининг актив қаршилигини эътиборга олмасак, унда кириш занжир учун

$$U_к = iR+L\frac{di}{dt}, \qquad 36(3.2)$$

тенгламани ёзиш мумкин. Чиқиш кучланиши учун эса

$$U_ч=iR. \qquad (3.3)$$

(3.3) тенгламани *i* токка нисбатан ечиб ва уни (3.2) га қўйиб

$$T\frac{dU_ч}{dt}+U_ч=U_к \qquad (3.4)$$

оламиз. Бу тенглама оператор кўринишида ёзилса

$$(Tp+1)U_ч(p)=U_к(p) \qquad (3.5)$$

олинади. Бунда T=L/R – контурнинг вақт доимийси.

R-C контурининг (3.2,б-расм) кириш ва чиқиш занжирлари учун Крихгофнинг иккинчи қонунига асосан ушбу тенгламаларни ёзамиз:

$$U_к = iR + \frac{1}{c}\int idt \qquad (3.6)$$

$$U_ч = \frac{1}{c}\int idt \qquad (3.7)$$

ёзиш мумкин (3.7) тенгламани дифференциаллаб

$$\frac{dU_ч}{dt} = \frac{1}{c}i \qquad (3.8)$$

(3.6), (3.7) ва (3.8) тенгламаларни биргаликда ечими (3.5) га ўхшаш тенгламани беради, фақат бундаги вақт доимийси *T=RC* ифода билан аниқланади.

Ўзгармас ток генератори (3.2,в-расм) учун кириш қиймати қўзғатиш чулғами (LG) га бериладиган $U_к$ кучланиш бўлса, чиқиш (ростланувчи) қиймати якордан олинадиган $U_ч$ кучланиши хисобланади. Киришга кучланиш берсак, LG занжири учун қуйидаги дифференциал тенгламани

$$U_к = i_к R_к + L_к \frac{di_к}{dt} \qquad (3.9)$$

оламиз. Бунда $i_к$, $R_к$, $L_к$- генератор қўзғатиш чулғамининг токи, актив қаршилиги, индуктивлиги. (3.9) тенгламани $R_к$ га бўлиб ва уни Лапласга биноан ўзгартириб

$$g_к U_к(p) = (T_к p + 1)\cdot i_k(p) \qquad (3.10)$$

оламиз. Бунда $U_к(p)$, $i_к(p)$ – кучланиш ва токни операторли тасвири; $g_к=1/R_к$ қўзғатиш чулғамини ўтказувчанлиги; $T_к=L_к/R_к$ қўзғатиш чулғамини электромагнит вақт доимийси.

Бош занжир индуктивлигини эътиборга олмасдан қуйидаги операторли тенгламани оламиз:

$$U(p) = e(p) - Ri(p). \qquad (3.11)$$

Бунда *U(p), e(p), i(p)* – генераторни кучланиши, ЭЮК ва токининг операторли тасвирлари; $R=R_{ЯГ}+R_{Ю}$ – генератор якор занжирининг қаршилиги.

Генераторнинг салт ишлаш характеристикаси чизиқли деб

$$e(p) = k_к i_к(p), \qquad (3.12)$$

тенгламани ёзиш мумкин. Бунда $k_к$ – генераторни ЭЮК ва қўзғатиш токи орасидаги пропорционаллик коэффициенти.

$i=U/R_ю$ ни хисобга олиб, (3.10), (3.11) ва (3.12)ларни биргаликда ечиб, генераторнинг операторли тенгламасини қуйидаги кўринишда оламиз:

$$g_к U_к(p) = (T_к p + 1)\left(1 + \frac{R}{R_ю}\right)\frac{U_ч(p)}{k_к},$$

ёки

$$(T_к p + 1)\,U_ч(p) = \alpha\beta U_k(p); \quad W(p) = \frac{U_ч(p)}{U_к(p)} = \frac{\alpha\beta}{(T_к p + 1)},$$

бу ерда $\alpha=R_ю/(R_ю+R)$; $\beta=k_к g_к=E/I_к R_к=E/U_к$ – генераторнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти; E, $I_к$ – генераторни ўрнатилган ЭЮК ва қўзғатиш токи.

Магнит кучайтиргичнинг (МК) (3.2 расм,г)–бошқарув чулғамидаги кучланиш поғонали ўзгарганда, бир қанча вақт ўтгандан кейин, ўткинчи жараёнга асосланган бошқарилган янги кучланишга тўғри келадиган ишчи чулғамидаги ток ўзининг катта лигига эришади. Бу холат магнит кучайтиргичларнинг инер-цияланишидан содир бўлади. МКларнинг АБТда ишлатилиш-инининг биринчи даражали ахамиятга эгалиги шунда.

Бир тактли МКнинг операторли кўринишини топамиз. МКнинг бошқарув занжири учун кучланиш тенгламасини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$u_б = (R_б + R_к)i_б + w_б S\cdot 10^{-8}(dB_A/dt - dB_Б/dt), \quad (3.13)$$

бу ерда $u_б$, $i_б$ – бошқарув занжиридаги кучланиш ва ток; $R_б$, $R_к$–бошқарув чулғамидаги қаршилик ва бошқарув занжиридаги қўшимча қаршилик; $B_А$, $B_Б$– А ва Б ўзаклардаги магнит индук-ция.

(3.13) тенгламанинг иккинчи бўлаги, индукцияланган бошқариш занжиридаги ЭЮКни беради. $B_А=B_Б+2B_0$ эканлигини эътиборга олиб:

$$u_б = (R_б + R_к)i_б + 2w_б S\cdot 10^{-8}(dB_0/dt), \qquad (3.14)$$

бу ерда B_0–хар бир ўзакдаги магнит индукциянинг ўзгармас ташкил этувчиси:

$$B_0 = B_s - B_m + \frac{R w_б i_б}{8 f\, w_p^2 S\cdot 10^{-8}} \qquad (3.15)$$

Бу ерда B_m–индукциянинг ўзгарувчан амплитуда ташкил этувчиси; B_s–тўйинган индукциянинг қиймати; *f*–частота; $R=R_ю+R_в+R_и$– юк занжиридаги қаршилик: юкдаги, вентилдаги ва ишчи чулғамдаги қаршиликлар йиғиндиси.

(3.15) тенгламадаги B_0ни (3.14)га қўйиб, дифференциаллаб келтиргандан сўнг қуйидагиларни топамиз:

$$T_б \frac{1}{1+R_м/R_б}\cdot\frac{di_б}{dt}+i_б=\frac{u_б}{R_б+R_м}, \quad (3.16)$$

бу ерда $T_б$–бошқарув чулғамининг ўзгармас вақт доимийлиги:

$$T_б=\frac{Rw_б^2}{R_б w_и^2}\cdot\frac{1}{4f}.$$

Белгилашлар киритамиз:

$$T=T_б\frac{R_б}{R_б+R_м}; \quad \beta=k_u\frac{R_б}{R_б+R_м}; \quad u_ч=k_u i_б R_б,$$

бу ерда $u_ч$–МК чиқишидаги кучланиш.

Бу қийматларни (3.16)га қўйиб қуйидагини оламиз:

$$(Tp+1)u_ч=\beta u_б$$

$$W(p)=\frac{u_ч}{u_б}=\frac{\beta}{Tp+1}$$

Бу ерда Т, β– МК бошқариш занжиридаги вақт доимийлиги ва кучайтириш коэффициенти.

Юқорида келтирилган мисоллардан аён бўладики, қўрилган схемалар хар хил бўлишига қарамасдан улар хаммаси бир хил дифференциал тенглама билан ифодаланар экан.

Звенони поғонали таъсирга бўлган реакцияси – ўткинчи характеристикаси *y=f(t)* боғланиш билан аниқланади. У эса оператор кўринишидаги (3.1) тенгламани ечиш йўли билан топилади. Характеристик Tp+1=0 тенглама илдизи p_1=-1/T қийматга эга, бунда

$$y_ч=kx_к(1-e^{t/T}) \quad (3.17)$$

Ўткинчи характеристика экспонентадан иборат бўлиб, у 3.2,г- расмда келтирилган. Бу ерда яна ўткинчи жараён вақт доимийсини топиш услуби хам кўрсатилган. Чиқиш қиймати ўзини ўрнатилган қийматига эришиши учун кетадиган вақти 3-4Т га тенг деб қабул этилади.

Инерцияли звено учун АФХ тенгламаси (3.4) дифференциал тенглама асосида топилиши мумкин. Звено киришига синусоидал кучланиш берилган деб тасаввур қилайлик:

$$U_к=U_{кm}\sin\omega t \quad (3.18)$$

Унда звено чиқишида фаза бўйича φ бурчакка силжиган кучланишни оламиз:

$$U_ч=U_{чm}\sin(\omega t+\varphi) \quad (3.19)$$

Кучланишларнинг (3.18) ва (3.19) қийматларини (3.4) га қўйиб

$$\omega TU_{чm}\cos(\omega t+\varphi)+U_{чm}\sin(\omega t+\varphi)=kU_{кm}\sin\omega t \quad (3.20)$$

топамиз. Энди киришга косинусоидал $U_к=U_{кm}\cdot\cos\omega t$ таъсир бериб, олдингиларига ўхшаб:

$$-\omega TU_{чm}\sin(\omega t+\varphi)+U_{чm}\cos(\omega t+\varphi)=kU_{кm}\cos\omega t \quad (3.21)$$

оламиз. (3.20) ифодани $j\omega$ га кўпайтириб, уни (3.21) билан қўшамиз:

$$\omega TU_{чm}[j\cos(\omega t+\varphi)-\sin(\omega t+\varphi)]+U_{чm}[\cos(\omega t+\varphi)+$$
$$+j\sin(\omega t+\varphi)]=kU_{кm}(\cos\omega t+j\sin\omega t)$$

энди

$$\cos\psi+j\sin\psi=e^{j\psi};\ j\cos\psi-\sin\psi=je^{j\psi}$$

хисобга олиб

$$j\omega TU_{чm}e^{j\omega t}e^{j\varphi}+U_{чm}e^{j\omega t}e^{j\varphi}=kU_{кm}e^{j\omega t} \quad (3.22)$$

эришамиз. (3.22)ни икки томонини $e^{j\omega t}$ га қисқартириб

$$(1+j\omega T)U_{чm}e^{j\varphi}=kU_{кm}$$

топамиз, бундан

$$\frac{k}{j\omega T+1}=\frac{U_{чm}}{U_{кm}}e^{j\varphi}. \quad (3.23)$$

(3.23) тенгламадан АФХ қуйидагича ифодаланиши мумкин

$$W(j\omega)=\frac{k}{j\omega T+1}, \quad (3.24)$$

ёки

$$W(j\omega)=\frac{U_{чm}}{U_{кm}}e^{j\varphi}=A(\omega)e^{j\varphi}. \quad (3.25)$$

Бунда A(ω)- амплитудалар нисбатидир. Кўпинча W(jω)- ифодани узатишнинг комплекс коэффициенти деб хам аташади. Звенонинг АФХ тенгламасини бевосита узатиш функциядан p операторни jω га алмаштириш билан олиш мумкин. Бу қоидани бошқа звеноларга, шунингдек чизиқли АРТ га тадбиқ этса бўлади, умумий холда эса

$$W(j\omega)=[W(p)]_{p=j\omega},$$

деб ёзиш мумкин.

(3.24) тенгламанинг ўнг томони комплексли ифода бўлиб, унинг сурат ва махражни ифода махражига қўшма бўлган сонга кўпайтириб хақиқий ва мавхум қисмларга ажратиш мумкин:

$$W(j\,\omega)=\frac{k}{T^2\omega^2+1}-j\frac{k\omega T}{T^2\omega^2+1}=P(\omega)+jQ(\omega),\qquad (3.26)$$

бундаги $P(\omega)=f(\omega)$ *ва* $Q(\omega)=f(\omega)$ *хақиқий* ва *мавхум частотавий характеристикалар* деб аталади.

Динамик звеноларнинг АФХ ларини кўриб чиқамиз:

Инерциясиз звено учун

$$W(j\omega)=k$$

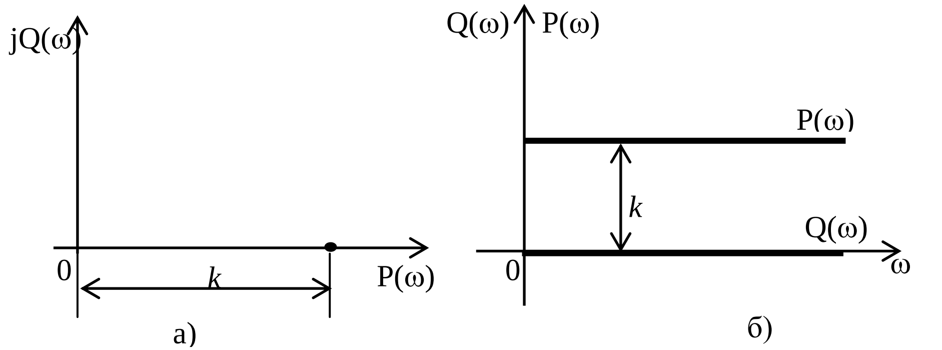
бу дегани инерциясиз звенонинг АФХ комплекс текисликдаги координаталар бошидан *k* масофада хақиқий ўқда жойлашган (3.4,а-расм) нуқта қилиб тасвирланади.

Хақиқий ва мавхум частотавий характеристикаларни тенгламалари (3.4,б-расм)

$$P(\omega)=k;\qquad Q(\omega)=0\qquad\qquad (3.27)$$

кўринишда бўлади.

3.3-расм. Частота характеристикаларни олишга доир тасвир



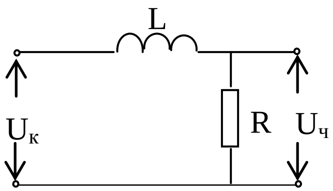
3.4- расм. Инерциясиз звенони АФХ, ХЧХ ва МЧХ

Апериодик звенонинг АФХ сини қуриш учун

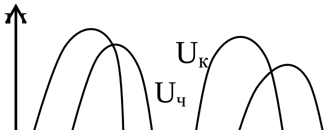
$$W(j\omega)=\frac{k}{\sqrt{\omega^2T^2+1}}e^{-j\,\mathrm{arctg}\,\omega T}\qquad (3.28)$$

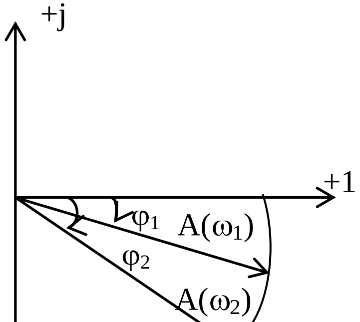
ифодадан фойдаланилади. Бу эса (3.24) тенгламадан комплекс сони

$$a+jb=\sqrt{a^2+b^2}\;e^{j\,\mathrm{arctg}\frac{a}{b}}\qquad (3.29)$$



а)



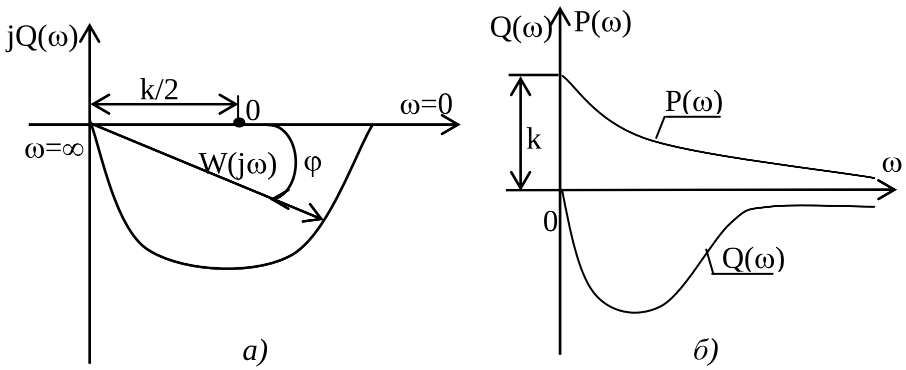


кўринишда тасвирлаш мумкинлиги асосида олинган (3.28) тенгламадаги W(jω) векторни $\frac{k}{\sqrt{\omega^2 T^2+1}}$ – модулини arctgωT=φ– аргументини беради. Бу холда апериодик звенонинг АФХ маркази координата бошидан абцисса ўқи бўйлаб k/2 масофада жойлашган 0 нуқтада жойлашган k/2 радиусга эга ярим айланани тасвирлайди. Частота ω=0÷∞ оралиғида ўзгарганда W(jω) вектор φ=–π/2 бурчакка бурилади.

Хақиқий ва мавхум частота характеристикалар (ХЧХ, МЧХ):

$$P(\omega)=\frac{k}{\omega^2T^2+1}; \qquad Q(\omega)=-\frac{k\omega T}{\omega^2T^2+1} \qquad (3.30)$$

тенгламалар асосида кўрилган ва улар 3.5, *а, б*-расмда кўрсатилган.



3.5-расм. Инерцияли нодаврий звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХ лари

3.3 Иккинчи даражали инерциали звенолар

Иккинчи даражали инерциали (бошқача қилиб) айтганда икки сиғимли, иккинчи даражали нодаврий ёки тебранма) звено деб, киришига поғонали таъсир берилганда чиқишда тебранмали сўнадиган ёки ўрнатиладиган қийматга нодаврий (монотон) яқинлашадиган сигнал берувчи звенога айтилади. Бундай звенода ўткинчи жараён иккинчи даражали дифференциал тенглама билан ифодаланади:

$$T_1T_2\frac{d^2y_ч}{dt^2}+T_1\frac{dy_ч}{dt}+y_ч=kx_к \qquad (3.31)$$

бунда T_1,T_2 – вақт ўлчамига эга вақт доимийлари; k- звенони кучайтириш коэффициенти.

Бу тенглама бошланғич шарти чапдан нол бўлганда операторли тасвирда

$$(T_1T_2p^2+T_1p+1)y_ч(p)=kx_к(p) \qquad (3.32)$$

кўринишли бўлади. Бу тенгламадан тебранувчи звенонинг узатиш функциясини оламиз:

$$W(p)=\frac{k}{T_1T_2p^2+T_1p+1}.$$

Ўткинчи жараён хусусияти характеристик тенглама илдизларига, яъни T_1 ва T_2 вақт доимийларини нисбатига боғлиқ бўлиб, нодаврий ёки тебранма тусга эга бўлиши мумкин.

Иккинчи даражали инерцияли звеноларга мисол сифатида индуктивлик, электр сиғими ва актив қаршиликдан иборат *R-L-C* тебранма электр контурлар (3.6-расм); электромеханик эле-ментлар, масалан якорнинг инерция моментида кинетик энергия, якор занжирини индуктивлигида электромагнит энергия ғамлай оладиган электр мотор; кучайтиргич электр машина; масса ва тарангликка (эгилувчанликка), хамда ишқаланиш ёпишқоқлигига эга механик элементлар ва ш.ў. кўрсатиш мумкин.

R-L-C контурнинг (3.6-расм) кириш занжири учун дифференциал тенгламаси

$$L\frac{di}{dt}+iR+\frac{1}{c}\int idt=U_к \qquad (3.33)$$

кўринишга эга бўлади. Чиқиш занжири учун

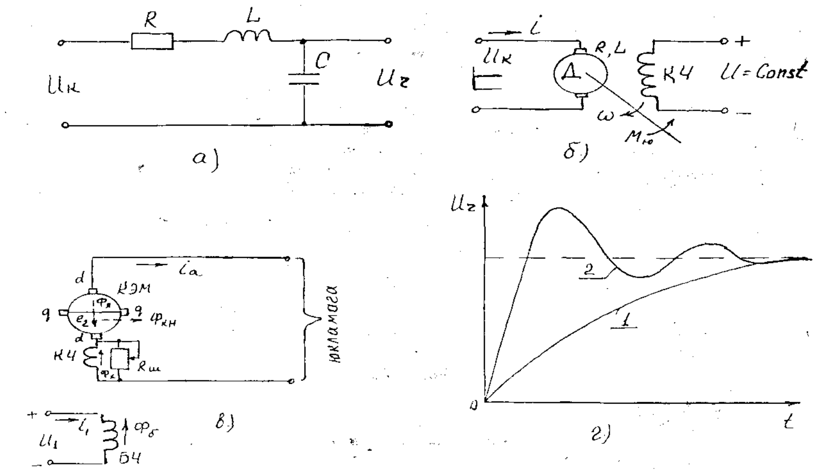
$$U_ч=\frac{1}{c}\int idt \qquad (3.34)$$

деб ёзиш мумкин. (3.34) тенгламани дифференциаллаб, олинган ифодани (3.33) ва (3.34) тенгламалар билан биргаликда ечиб

$$T_1T_2\frac{d^2U_ч}{dt^2}+T_1\frac{dU_ч}{dt}+U_ч=U_к \qquad (3.35)$$

олинади, бунда T_1=RC, T_2=L/R, - вақт доимийларидир

Лаплас бўйича ўзгартириш киритиб контурни оператор



3.6-расм. Иккинчи даражали инерцияли звенолар (*а, б, в*) ва уларнинг динамик характеристикалари (*г*)

.

тенгламасини қуйидаги кўринишда оламиз:

$$(T_1T_2p^2+T_1p+1)\,\overline{U}_ч = k\overline{U}_к \qquad (3.36)$$

Энди мустақил қўзғатишли ўзгармас ток моторини (3.6,б-расм) оператор тенгламасини оламиз. Бунда моторни магнит оқими ўзгармас, уни қаршиликлари хам доимий, магнит тизими тўйинмаган, жараёнларга гистерезисга, уюрма токларга бўлган исрофлар, чўтка-коллектор ўткинчи қаршилиги, якор реакцияси таъсир кўрсатмайди каби жоизликларни қабул қиламиз. Шунинг- дек, мотор валидаги юклама $M_ю$ моменти, инерция J моменти битта валга – мотор валига келтирилган ва уларни хам қиймати ўзгармас деб оламиз. Ишчи механизм ва узатмалардаги (редуктор, қайишли узатма ва ш.ў.) исрофлар, инерциялар хам хисобга олинган дебқабул қиламиз.

Бу бошқарув объекти (3.6,б-расм) учун кириш сигнали қилиб якор занжирига бериладиган кучланиш, чиқиш сигнали қилиб якорни айланиш ω тезлиги қабул этилган. Агарда якор занжирига сакраш кўринишли кучланиш берилса, ўткинчи жараён хосил бўлиб, у

47

Кирхгоф ва Ньютон қонунларига асосан қуйидаги тенгламалар билан баён этилади:

$$U=e+iR_м+L_м\frac{di}{dt}\;; \qquad (3.37)$$

45

$$M=M_c+J\frac{d\omega}{dt}\;. \qquad (3.38)$$

Бунда, (3.37) ифода бош занжир учун кучланишлар тенгламаси, (3.38) эса электр моторни харакат тенгламасидир, улардаги *е*, *i*, $R_м$, $L_м$ тегишлича мотор якорини ЭЮК, токи, актив қаршилиги ва индуктивлиги; М- моторнинг электромагнит моменти:

$$M=ci \qquad (3.39)$$

M_c- мотор валидаги статик момент:

$$M_c=cI_ю \qquad (3.40)$$

J- мотор валига келтирилган инерция моменти; *с* – мотор моменти ва токи орасидаги ёки моторни ЭЮК ва тезлиги орасидаги пропорционаллик коэффициенти; $I_ю$ – мотор валига қўйилган юкламага пропорционал бўлган якор занжиридаги ток.

(3.39) ва (3.40) ифодаларни эътиборга олиб (3.38) тенгламани қуйидагича ўзгартирамиз:

$$i=I_ю+\frac{cT_{эм}}{R_м}\cdot\frac{d\omega}{dt}\;, \qquad (3.41)$$

бунда $T_{эм}=JR_м/c^2$- моторни электромеханик вақт доимийлиги.

Пропорционаллик коэффициенти *с* ни қуйидаги тенгламадан аниқласа бўлади:

$$c=\frac{U_N-I_NR_м}{\omega_N} \qquad (3.42)$$

бундаги I_N, ω_N - моторнинг токи ва бурчак тезлигининг номинал қийматлари. (3.37) ва (3.41) тенгламаларни Лапласга биноан ўзгартириб

$$U_к(p)=e(p)+R_мi(p)+L_мpi(p); \qquad (3.43)$$

48

$$i(p)=I_ю(p)+\frac{cT_{эм}}{R_м}\,p\omega(p) \qquad (3.44)$$

эришамиз. Бу тенгламаларни биргаликда ечиб, моторни оператор тенгламасини оламиз:

$$U_K(p)=(T_{эм}T_м p^2+T_{эм}p+1)c\omega(p)+(T_м p+1)R_м I_ю(p) \qquad (3.45)$$

бунда $T_м=L_м/R_м$ – мотор якори занжирининг электромагнит вақт доимийлиги.

Тўлқинлантирувчи таъсирни $R_o I_ю(p)=0$ деб, моторни оператор тенгламасини ушбу кўринишда

$$(T_{эм}T_м p^2+T_{эм}p+1)c\omega(p)=U_к(p); \qquad (3.46)$$

$$W(p)=\frac{\omega(p)}{U(p)}=\frac{1}{c(T_{эм}T_м p^2+T_{эм}p+1)}$$

олинади, бунда $U_K(p)$- кириш таъсири; $\omega(p)$- чиқиш координатаси.

Электр машина кучайтиргичи (ЭМК) асосан олдин ишлаб чиқарилган автоматик тизимларда кўп ишлатилган нодир машиналардан биридир. Уни кучайтириш коэффициенти $1*10^4$ ва ундан хам юқори бўлишлиги ўз вақтида автоматик тизимларни ривожланишини ва оммавий тарқалишини рағбатлантирган. Аммо бу машинани мураккаблиги, характеристикаларининг нотурғинлиги, ишлатиш, ростлашни анча мураккаблиги, хамда бир қатор аён устунликларга эга ярим ўтказгичли асбобларни пайдо бўлишлиги бу машиналар ишлатилишини тўсиб қўйди. Аммо ЭМК ўзини хусусиятлари билан, математик ифодаланиши, ичидаги жараёнлар, ўрганишга, тушунишга, тасаввур қилишга ўрнаклиги, очиқлиги, аниқлиги билан электромеханик тизимлар ичида алохида ўрин эгаллайди, уни ўқиш – ўргатиш учун фойдаланиш кўп йиллар керак бўлади.

ЭМК мураккаб динамик объект бўлиб ички тузилиши, бўладиган жараёнлар, машина бўлакларини бир-бири билан узвий бевосита ёки билвосита боғлиқлиги, ўзаро таъсирлари ва уларнинг хар хил омилларга қараб ўзгариши ўрганиш, тахлил қилиш, хисоблаш ишларини оғирлаштиради, аммо тадқиқотчидан буларни қайси бирини, қачон хисобга олиш ёки олмаслик, чек қўйишлик каби қарорлар қабул қилишга мажбур этади.

ЭМК ўзида деярли иккита электр машинани мужассамлашгани бўлиб, жуда юқори сифатли, тўғри бурчак гистерезис сиртмоқли магнит тизимига эга машинадир. Уни биринчи поғонаси кириши бўлиб бошқарув чулғами (БЧ) (3.6,в-расм) хисобланса, чиқиши этиб – кўндаланг якор чулғами (q-q нуқталар оралиғи) қабул этилади. Бу машинанинг энг мухим хусусиятларидан яна бири – бу якорнинг кўндаланг чулғамини қаршиликсиз q-q нуқталар ораси қисқа туташтирилганидир.

Иккинчи поғонаси кириши бўлиб, кўндаланг якор чулғами хисобланса, чиқиши қилиб d-d нуқталар орасидаги бўйлама якор чулғами хисобланади.

Бошқарув чулғамига (БЧ) жуда кичик ток (сигнал) берилганда $Ф_К$ оқим ва у туфайли кўндаланг якор чулғамида унча катта бўлмаган 1÷3 волтга яқин кучланиш хосил бўлади. q-q нуқталар орасида қаршилик бўлмаганлиги ва контурни қаршилиги ўша кўндаланг чулғам қаршилигидан иборат бўлганлиги учун бу контурда анча катта i_2 ток хосил бўлади. Бу i_2 ток пайдо қилган магнит оқим нисбатан катта бўлиб, бўйлама якор чулғамида (d-d нуқталар орасида) тегишли e_a ЭЮК хосил қилади ва у ташқи занжирга – юкламага узатилади. Агар юклама уланса бу занжирда i_q ток пайдо бўлади.

Хар бир чулғамдан оқадиган ток ўз магнит оқимини $Ф_\delta$, $Ф_{КМ}$, $Ф_К$, $Ф_Я$, хосил қилади. Булардан $Ф_{КН}$, $Ф_Я$ якор токларининг реакцияси бўлиб, улар асосий $Ф_\delta$ оқимга таъсир ўтказиб, камайтиради. Ана шу оқимлар таъсирига қарама- қарши оқим хосил қилиш, уларни салбий харакатини олдини олиш учун машинада махсус компенсация чулғами (КЧ) ўрнатилади. Бу КЧ оқим $Ф_К$ хам $Ф_{КМ}$, $Ф_Я$ билан бирга ўсиб-камаяди ва $R_Ш$ қаршилик билан ўшаларни салбий таъсири ўрнини тўлдириш даражаси танланади.

Машина ичидаги барча чулғамлар магнит тизимлари ва оқимлари орқали доимо бир-бирларига таъсирларда бўлади ва хар хил омилларга қараб ўзгаради. Ана шу барча кўрсатилган сабаблар туфайли бу ЭМК мураккаб қурилмадир ва уни ичидаги барча жараёнларни, ўзаро боғланишларини ўзгариш қонунларини тўлиқ хисобга олиш имкони йўқ ва бунга кўпинча эхтиёж хам йўқ. Келгуси ишларни осонлаштириш учун биз бир неча соддалаштирувчи, чекловчи шартларни қабул этамиз. Хусусан, машина тизими тўйинмаган, гистерезис, уюрма токлар исрофи кичиклиги учун эътиборга олмаса хам бўлади, якор чулғамларини реакциялари тўлиқ компенсация қилинган, ички қаршиликлари, чўтка – коллектор қаршиликлари, индуктивликлар ўзгармайди, ЭМК бурчак тезлиги ўзгармас яъни юкланишга боғлиқ эмас деб фараз қиламиз.

Шу айтилганларни эътиборга олиб биринчи кучайтириш поғона (каскад) учун Кирхгоф қонунига асосан:

$$U_1=r_1i_1+L_1\frac{di_1}{dt} \qquad (3.47)$$

деб ёзамиз, бунда U_1- бошқарув чулғамига бериладиган сакрашсимон кучланиш; i_1, r_1, L_1, - бошқарув чулғамининг токи, қаршилиги ва индуктивлиги.

ЭМК биринчи поғонасини магнитловчи характеристикаси характеристикаи $e_2=f(i_1)$ чизиқли деб

$$e_2=k_1i_1 \qquad (3.48)$$

ёзишимиз мумкин, бунда k_1 – кўндаланг контур ЭЮК ва бошқарув токи орасидаги пропорционаллик коэффициенти. (3.47) тенгламани r_1 га бўлиб, Лапласга биноан ўзгартириб, хамда (3.48) ифодани хисобга олиб:

$$k_1g_1U_1(p)=(T_1p+1)e_2(p) \qquad (3.49)$$

деб ёзамиз, бунда $T_1=L_1/r_1$ – бошқарув чулғамини вақт доимийлиги; $g_1=1/r_1$- бошқарув чулғамининг ўтказувчанлиги.

Кучайтиргични иккинчи поғонаси учун хам Кирхгофни қонунига биноан:

$$e_2=r_2i_2+L_2\frac{di_2}{dt} \qquad (3.50)$$

деб ёзамиз, бунда i_2, r_2, L_2- кўндаланг контурнинг токи, қаршилиги ва индуктивлиги.

Бу сафар хам иккинчи поғона магнитлаш характеристикаси чизиқли деб

$$e_a=k_2i_2 \qquad (3.51)$$

ёзамиз, бунда k_2 –ЭМК ЭЮК билан кўндаланг контур токи орасидаги пропорционаллик коэффициенти.

Ток i_2 қийматини (3.51) ифодадан (3.52) тенгламага қўйиб, хамда Лаплас бўйича ўзгартириб:

$$k_2g_2e_2(p)=(T_2p+1)e_a(p) \qquad (3.52)$$

эришамиз, бунда $g_2=1/r_2$ – кўндаланг контурнинг ўтказувчанлиги; $T_2=L_2/r_2$ – кўндаланг контурни электромагнит вақт доимийлиги.

$e_2(p)$ қийматини эса (3.52) ифодадан (3.49) га қўйиб ЭМК чиқишдаги ЭЮК $e_a(p)$ қийматини кириш $U_1(p)$ кучланишига боғлиқли тенгламасини оператор шаклида оламиз:

$$e_a(p)=\frac{\beta}{(T_1p+1)(T_2p+1)}U_1(p) \qquad (3.53)$$

бунда $\beta=k_1k_2g_1g_2=\frac{E_2}{I_1}\cdot\frac{E_a}{I_2}\cdot\frac{1}{r_1}\cdot\frac{1}{r_2}=\frac{E_a}{U_1}$ - ЭМК кучланиш бўйича ЭЮК ва кучайтиргич коэффициентини беради; E_2, I_a, I_1, I_2– ЭЮК ва токларни ўрнатилган қийматлари.

49

ЭМК одатда иккита ва ундан кўпроқ бошқарув чулғамларига эга бўлади. Агарда ишлатилишда бир нечта бошқарув чулғами қўлланилса, унда тўлиқ вақт доимийлиги ўша чулғамларнинг барчасини вақт доимийликлари йиғиндиси қилиб олинади.

Хақиқатда эса ЭМК тузилиши, ички жараёнлар ва уларни ўзаро турлича боғланишлари туфайли ундаги жараён (3.53) берилганидан маълум даражада фарқ қилади. Шу соддалаштиришни хисобга олиб, юкланиш бўйича сакраш йўқ деб, жараённи умумий холда:

$$(a_op^2+a_1p+1)e_a(p)=\beta U_1(p) \qquad (3.54)$$

тенглама билан ифодаласа бўлади.

Энди (3.36), (3.46) ва (3.54) тенгламаларни солиштирсак, унда звеноларнинг тузилиши, ишлаши анча фарқ қилинишига қарамасдан улар бир хил тузилмага эга эканлигини сезамиз. Шу сабабли (3.36) оператор тенгламани ечиш мисолида ўткинчи характеристикани тадқиқ қиламиз. Унга асосан характеристик тенглама

$$T_1T_2p^2+T_1p+1=0$$

кўринишга эга, унинг илдизлари эса

$$p_{1,2}=-\frac{1}{2T_2}\left(1-\sqrt{\frac{T_1-4T_2}{T_1}}\right)$$

ифодадан аниқланади. Агарда $T_1>4T_2$ бўлса, тенглама илдизлари хақиқий бўлиб, унинг ечими

$$U_ч=U_к+c_1e^{p_1t}+c_2e^{p_2t} \qquad (3.55)$$

кўринишли бўлади. Бу (3.55) ифода ўткинчи жараён нодаврий, тебранишсиз бўлишлигини белгилаб беради. (3.6,г-расм, 1-эгрилик). Бундай хоссаларга эга звенолар *иккинчи даражали нодаврий* (ёки икки сиғимли нодаврий) звенолар деб аталади.

Агар $T_1<4T_2$ бўлса, унда тенглама иккита қўшма комплекс илдизга эга:

$$p_{1,2}=-\alpha \pm j\omega .$$

Бу ерда $\alpha=1/(2T_2)$– сўниш коэффициенти; $\omega = \dfrac{1}{2T_2}\sqrt{\dfrac{4T_2-T_1}{T_1}}$ – тебранишларни бурчак тезлиги. Бу холда (3.36) тенгламанинг ечими:

$$U_ч=U_к+C_0e^{-\alpha t}\sin(\omega t+\varphi) \qquad (3.56)$$

кўринишда бўлади, бунда C_0, φ – бошланғич шартлардан аниқланадиган доимийликлардир. Агар t=0 бўлса, унда $\varphi=\mathrm{arctg}\,\omega/\alpha$; $C_0=-\omega_0/\omega U_к$. Энди C_0 ва φ қийматларни (3.56) ифодага қўйиб,

$$U_ч=U_к\left[1-\frac{\omega_0}{\omega}e^{-\alpha t}\sin(\omega t+\varphi)\right] \qquad (3.57)$$

эга бўламиз, бунда $\omega_0=1/\sqrt{LC}$ - хусусий тебранишлар частотаси.

(3.57) тенгламага мос ўткинчи характеристика 3.6,г-расмда (2-эгрилик) келтирилган. Бундай ўткинчи характеристикага эга звенолар *тебранма звено* деб аталади.

Тебранма звенонинг хусусий холи бу– звенода демпферлашни (сўндиришни) йўқлигидир, унда звено *консерватив звено* деб аталади ва унинг дифференциал тенгламаси:

$$T^2\cdot\frac{d^2y_ч}{dt^2}+y_ч=kx_к \qquad (3.58)$$

кўринишга эга бўлади. Бунда Т – вақт доимийлиги, k-кучайтириш коэффициенти. Нолдан чапда бўлган бошланғич шартларни эътиборга олиб, бу тенгламани Лапласга биноан ўзгартириб, операторли шаклдаги

$$(T^2p^2+1)\,\bar{o}_ч = k\bar{x}_к \qquad (3.59)$$

тенгламани оламиз.

Консерватив звенога мисол қилиб, идеал индуктивлик ва сиғимдан иборат пассив тўрт қутбликни кўрсатиш мумкин. Бу звенони ўткинчи характеристикаси сўнмайдиган тебранма эгриликни ташкил этади.

Энди *иккинчи даражали инерцияли звенони частота бўйича характеристикаларини* кўриб чиқайлик. Бунинг учун звенонинг узатиш функциясини (3.46) оператор тенглама мисолида оламиз:

$$W(p)=\frac{\omega(p)}{U(p)}=\frac{k}{-T_1T_2p^2+Tp+1}, \qquad (3.60)$$

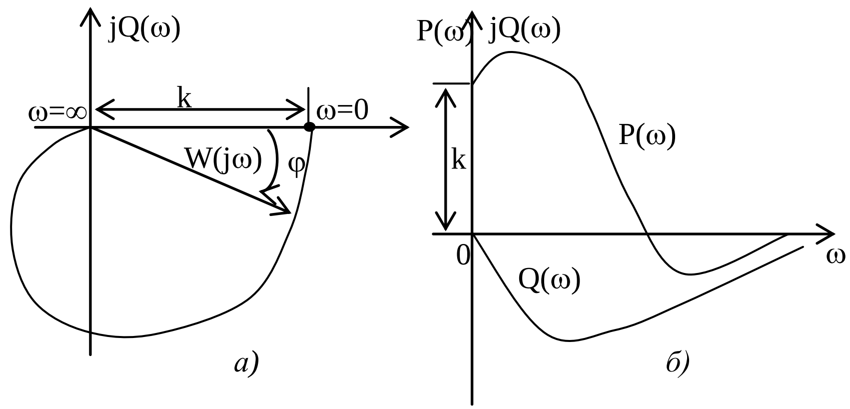
бунда k=1/c. Энди p ўрнига jω қўйиб, звенонинг АФХ тенгламасини қуйидаги кўринишда оламиз:

$$W(j\omega)=\frac{k}{-T_1T_2\omega^2+T_1\omega+1}. \qquad (3.61)$$

(3.29) ифодани эътиборга олиб,

$$W(j\omega)=\frac{k}{\sqrt{(1-\omega^2T_1T_2)^2+\omega^2T_1^2}}\,e^{-j\,\mathrm{arctg}\frac{\omega T_1}{1-\omega^2T_1T_2}} \qquad (3.62)$$

тенгламага эришамиз. Бу (3.62) тенглама асосида ω частотани 0÷∞ гача ўзгартирганимизда W(jω) вектор φ=–π бурчакка бурилади (3.7,а-расм) ва иккинчи даражали инерцияли (тебранма) звенони амплитуда ва фаза частота характеристикаси (АФХ)



3.7-расм. Иккинчи даражали инерцияли (тебранма) звенонинг частота характеристикалари олинади. Тебранма звенони

$$\left.\begin{aligned} P(\omega) &= \frac{k\left(1-T_1T_2\omega^2\right)}{\left(1-T_1T_2\omega^2\right)^2+T_1^2\omega^2} \\ Q\ (\omega) &= \frac{kT_1\omega}{\left(1-T_1T_2\omega^2\right)^2+T_1^2\omega^2} \end{aligned}\right\} \quad (3.63)$$

тенгламалар асосида олинган ҳақиқий ва мавхум частота характеристикалари 3.7,б – расмда келтирилган.

3.4 Дифференциалловчи, интегралловчи ва кечикувчи звенолар

Идеал дифференциалловчи звено деб, чиқиш қиймати кириш таъсирининг ўзгариш тезлигига пропорционал звенога айтилади:

$$y_ч = k\frac{dx_к}{dt}; \qquad W(p)=kp \qquad (3.64)$$

Агарда киришига поғонали сигнал берилса, звенонинг чиқишида назарий жихатдан чексиз катта амплитуда ва кенглиги жихатдан чексиз кичик оний импульс олинади. Аммо идеал дифференциалловчи звенолар бўлмайди. Амалиётда бирмунча инерцияга эга звенолар билан ишлашга тўғри келади, яъни *реал дифференциалловчи* звено билан. Бундай звенони дифференциал тенгламаси қуйидаги кўринишга эгадир:

$$T\frac{dy}{dt}+y = kT\frac{dx_к}{dt} \qquad (3.65)$$

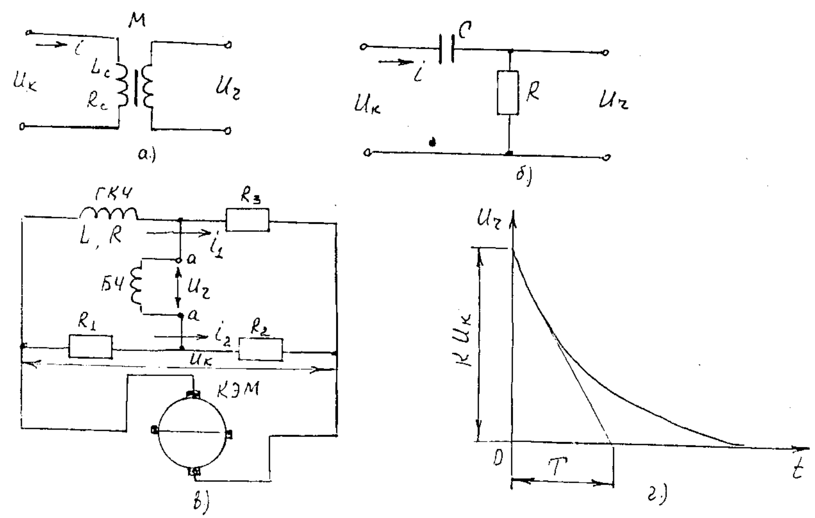
бунда, T, k – звенонинг вақт доимийлиги ва кучайтириш коэффициенти.

Ушбу (3.65) ифода оператор шаклида:

$$(Tp+1)y(p)=kTpx_к(p); \quad W(p)=\frac{kTp}{Tp+1} \qquad (3.66)$$

ёзилади.

Дифференциалловчи звенолар одатда ўткинчи жараённи коррекция (яхшилаш, тузатиш) қилиш учун қўлланилади. Бунга мисол қилиб *стабилловчи трансформаторларни, конденсаторли дифференциалловчи контурларни, дифференциалловчи кўприксимон схемаларни* ва ш.ў кўрсатиш мумкин. *Стабилловчи трансформатор* (3.8, *а*-расм) – бу бир фазали кучланиш трансформаторидир, унинг магнит тизимида хаво тирқиши бўлади. Тирқиш оралиғи ўзгартирилиб, трансформатор индуктивлиги ростланади. Бундан ташқари, трансформаторни бирламчи ва иккиламчи чулғамларининг ўрамлар сони нисбатини ўрнатиш йўли билан уни кучайтириш коэффициетини танлаш мумкин. Одатда стабилловчи трансформатор катта қаршиликка
эга юкламага ишлашга мўлжалланганлиги туфайли юкламаси салт режимга яқин бўлиб, қуйидаги тенгламалар билан ифодаланади:



3.8-расм. Дифференциалловчи звенолар (*а, б, в*) ва уларнинг ўткинчи характеристикаси (*г*)

$$U_к=iR_c+L_c\frac{di}{dt};\qquad(3.67)$$

$$U_ч=M\frac{di}{dt}.\qquad(3.68)$$

Бу икки тенгламани дифференциаллаб, кейин олинган тенгламаларни $U_к$ ва $U_ч$ кучланишларига нисбатан ечиб,

$$T_c\frac{dU_ч}{dt}+U_ч=kT_c\frac{dU_к}{dt}$$

оламиз, бунда

$$T_c=\frac{L_c}{R_c};\quad k=\frac{M}{L_c}=\frac{W_2}{W_1}\qquad(3.69)$$

L_c, R_c- трансформаторнинг бирламчи чулғамини индуктивлиги ва актив қаршилиги; *М* – бирламчи ва иккиламчи чулғамларни ўзаро индукцияси; W_1, W_2 – трансформаторнинг бирламчи ва иккиламчи чулғамларининг ўрамлар сони.

Сиғимли (конденсаторли) дифференциалловчи контурни кириш ва чиқиш занжирлари учун тенгламалар қуйидаги кўринишга эга бўлади (3.8,б-расм):

$$U_к=iR+\frac{1}{c}\int idt\ ;\qquad(3.70)$$

$$U_ч=iR.\qquad(3.71)$$

Олдинги сафаргидек икки тенгламани хам дифференциаллаб, олинган тўрт тенгламани $U_к$ ва $U_ч$ кучланишларига нисбатан ечиб,

$$T_c\frac{dU_ч}{dt}+U_ч=T_c\frac{dU_к}{dt}$$

оламиз, бунда T_c=RC – контурнинг вақт доимийлиги.

Стабилловчи кўприксимон схемада (3.8,в-расм) чиқиш кучланиши R_1, R_2, R_3, хамда *R* қаршиликларга ва *L* индуктивликка эга ГҚЧ ташкил этган кўприксимон схеманинг диагонали *а-а* нуқталаридан олинади. Ўрнатилган режимда кўприк мувозанатлаштирилган. Ўткинчи режимларда токни вақт бўйича ўзгариши туфайли индуктивли ГҚЧ чулғамда ўз индукция ЭЮК хосил бўлиб, кўприкнинг мувозанати бузилади.

Бундай қурилмалар генераторнинг қўзғатиш чулғамини (ГҚЧ) таъминловчи ЭМК кучланишини стабилловчи схемаларда фойдаланилади. Унда бу схема ЭМК бошқарув чулғамига (БЧ) бериладиган чиқиш сигналини шакллантирувчи индуктив элемент сифатида ишлатилади. Стабилловчи кўприк учун

$$U_к=L\frac{di_1}{dt}+(R+R_3)i_1=(R_1+R_2)i_2\ ;$$

$$U_ч=i_1R_3-i_2R_2\quad,$$

тенгламаларни ёзиш мумкин. Уларни кўприк мувозанат холда деб, биргаликда ечиш туфайли (3.69) тенгламани оламиз, фақат бу холда $k=R_3/(R+R_3);\ T=L/(R+R_3)$ ифодалар орқали аниқланади.

Дифференциалловчи звенони (кириш таъсири поғонали бўлганда) ўткинчи характеристикасининг ифодаси (3.66) оператор тенгламани ечиб олинади. Бу ечим:

$$y_ч=kx_кe^{-t/T}\qquad(3.72)$$

беради. Ўткинчи характеристикасини графиги эса (3.8,г-расм) экспонента кўринишида бўлиб, жараён t=0 бўлганда бир онда $y_ч=kx_к$ қийматгача жадаллашиб, кейин $t\to\infty$ бўлганида, $y_ч\to0$ га эришади. Шу сабабли дифференциалловчи звенонинг хусусиятига қараб айрим холларда жадаллаштирувчи звено деб хам айтишади.

Интегралловчи звено– интегралловчи (айрим нейтрал–бетараф, астатик) звенода чиқиш қиймати кириш қийматини вақт бўйича олинган интегралига пропорционалдир:

$$y_ч=k\int x_кdt\qquad(3.73)$$

$$\text{ёки}\quad\frac{dy}{dt}=kx_к,\qquad(3.74)$$

бунда *k*-интегралловчи звенонинг узатиш коэффициенти бўлиб, у чиқиш қийматининг ўзгариш тезлигини кириш қиймати нисбатига тенгдир. (3.74) ифода операторли шаклда:

$$py(p)=kx_к(p);\quad W(p)=\frac{k}{p}$$

Интегралловчи звенога мисол қилиб: магнит оқими ўзгармас, хамда электромагнит ва электромеханик вақт доимийликларини

эътиборга олмаса бўладиган ўзгармас ток моторини олиш мумкин (3.9-расм).

3.9-расм. Интегралловчи звено (*а*) ва унинг ўткинчи характеристикаси (*б*)

Кириш қиймати бўлиб U_K кучланиш хисобланса, чиқиш қиймати бўлиб валнинг буралиш φ бурчаги хизмат қилади:

$$U_к = k'_e\omega = k'_e\frac{d\varphi}{dt} \qquad (3.75)$$

олиш мумкин; бунда $\omega = d\varphi/dt$ – мотор валининг бурчак тезлиги. (3.75) тенгламадан

$$\varphi = \frac{1}{k'_e}\int U_k dt\,. \qquad (3.76)$$

U_k=const бўлгани учун

$$\varphi = \frac{1}{k'_e}U_k t\,. \qquad (3.77)$$

$\varphi(t)$ ифода интегралловчи звенонинг ўткинчи характеристика тенгламаси бўлиб, у тўғри (3.9,б-расм) чизиқдан иборат.

Интегралловчи звенога бошқа мисол сифатида (3.2,б–расм) *R-C* контурини кўрсатиш мумкин. Бунда R ва C нисбатларини олишда конденсатор қисқичларидаги кучланиш тушиши R қаршиликдаги кучланиш тушишига нисбатан анча кам бўлиши шарт ва бу холда (3.6) тенглама:

$$U_к = iR; \quad i = U_к/R \qquad (3.78)$$

кўринишни олади. Бундаги ток қийматини (3.7) қўйсак:

$$U_ч = \frac{1}{Rc}\int U_к\, dt$$

интегралловчи звенонинг узатиш функцияси:

$$W(p) = \frac{k}{p}\,, \qquad (3.79)$$

кўринишни олади.

Кечикувчи звено. Кечикувчи звено деб, чиқишида кириш сигналини хеч бузмасдан, аммо бир мунча доимий τ кечикиш билан худди ўзидай қайтарадиган звенога айтилади. Бошқача сўз билан айтганда, чиқиш сигнали кириш сигнални τ вақтга силжитиб қайтаради:

$$y(t) = x_к(t-\tau) \qquad (3.80)$$

Кечикувчи звеноларга мисол сифатида бункердан тарозига юк берадиган транспортерни (3.10,а-расм), гидравлик қувур узатувчисини, узун электр линиясини, кучайтириш режимида ишлайдиган релени, улангандан бир неча вақт кейин айлана бошлайдиган моторни кўрсатиш мумкин. Бункердан тушаётган юк, *Б* бункердан чиқиб *l* масофани *V* лента тезлиги балан $\tau = l/\upsilon$ вақт ўтгандан сўнг Т тарозига етиб келишидан кейин ўлчанади. Бунда кириш $x_к$ сигнали бункердан чиқадиган юкни оғирлиги бўлса, чиқиш $\boldsymbol{y_ч}$ сигнали ўлчаниш вақтидаги юк оғирлиги бўлади. Кўриладиган хол учун кечикиш теоремасига мувофиқ

$$\bar{y}_ч = L[x_к(t-\tau)] = \int_0^\infty x_к(t-\tau)e^{-pt}dt$$

олинади. Яна $\lambda = t - \tau$ белгилаш киргизиб,

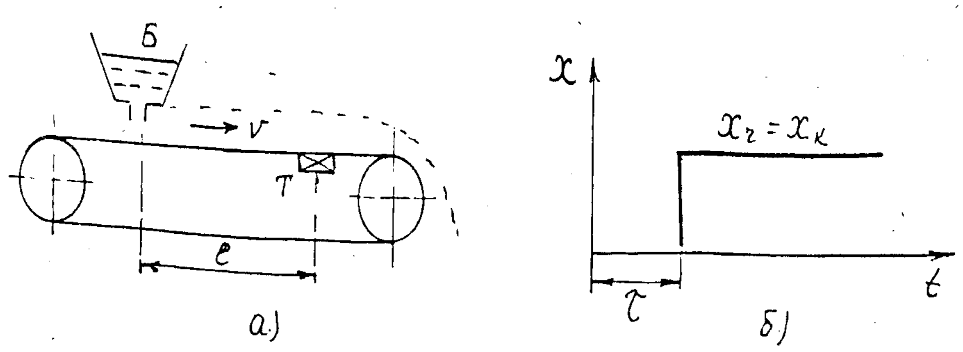
$$\bar{y}_ч = e^{-p\tau}\int_0^\infty x_к(\lambda)e^{-p\lambda}d\lambda = e^{-p\tau}\bar{x}_к$$

олинади.

Кўрилган звеноларни узатиш функцияларини юқорида айтилган таърифларга биноан: реал дифференциалловчи звено учун (3.66) ифодадан

57

$$W(p)=\frac{y_ч(p)}{x_к(p)}=\frac{kTp}{Tp+1}\ ; \qquad (3.81)$$



3.10-расм. Кечикувчи звено *(а)* ва унинг ўткинчи характеристикаси *(б)*

интегралловчи звено учун (3.74) ифодадан

$$W(p)=\frac{y_ч(p)}{x_к(p)}=\frac{k}{p}; \qquad (3.82)$$

кечикувчи звено учун

$$y_ч(p)=ke^{-p\tau}x_к(p)$$

ифодадан

$$W(p)=\frac{y_ч(p)}{x_к(p)}=ke^{-p\tau} \qquad (3.83)$$

олинади.

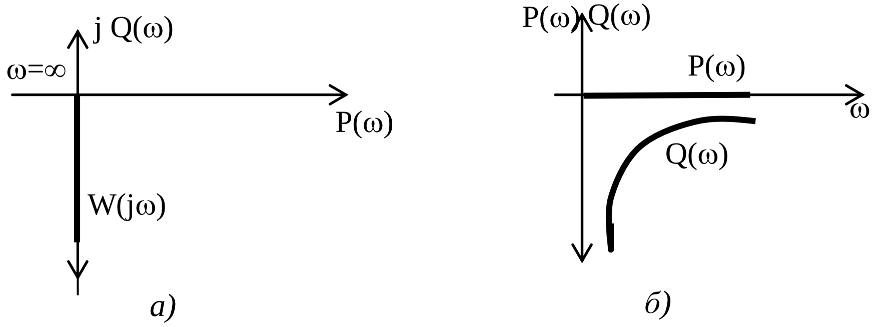
Бу звеноларнинг АФХларини аниқлаймиз. *Дифференциалловчи звенонинг АФХ* $p=j\omega$ эътиборга олиб, (3.81) ифодадан

$$W(j\omega)=\frac{jk\omega T}{j\omega T+1}=\frac{k\omega T}{\omega T-j}$$

аниқлаймиз. Бунда (3.29) ифодани инобатга олиб, ушбу тенгламани

$$W(j\omega)=\frac{k\omega T}{\sqrt{\omega^2T^2+1}}e^{j\,arctg\frac{1}{\omega T}} \qquad (3.84)$$

топамиз. Бу эса маркази координаталар бошидан хақиқий ўқ бўйлаб $k/2$ масофасида жойлашган айлананинг тенгламасидир.



3.11-расм. Дифференциалловчи звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХлари

Частота ω нолдан чексизгача 0÷∞ ўзгарганда W(jω) вектор φ=π/2 бурчакка бурилади (3.11,а-расм). Хақиқий ва мавхум частота характеристикалари эса:

$$P(\omega)=\frac{k\omega^2T^2}{\omega^2T^2+1};\quad Q(\omega)=\frac{k\omega T}{\omega^2T^2+1}$$

тенгламалар асосида қурилади (3.11,б-расм).

3.12-расм. Интегралловчи звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХлари

Интегралловчи звенонинг АФХ ини $p=j\omega$ эътиборга олиб (3.82) ифодадан:

$$W(j\omega)=\frac{k}{j\omega}=\frac{k}{\omega}e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

чиқарамиз. Бу эса мавхум ўқнинг манфий ишорали томонида ётадиган тўғри чизиқни беради (3.12,а-расм). Бу дегани тебранишлари хар қандай частотада хам кириш тебранишларидан φ=-π/2 бурчакка орқада қолишини англатади. Хақиқий ва мавхум частотавий характеристикалари:

$$P(\omega)=0;\ \ Q(\omega)=-k/\omega$$

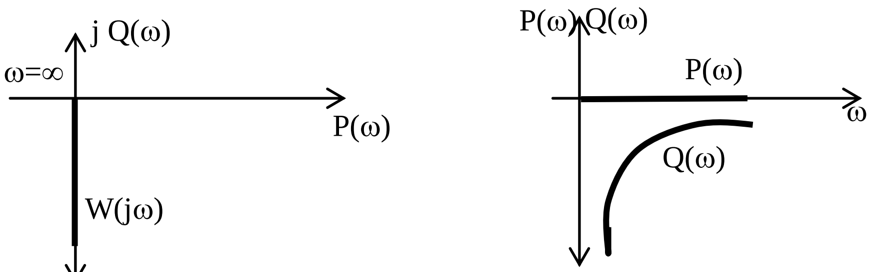
Кечикувчи звенонинг АФХ

$$W(j\omega)=ke^{-j\omega\tau}=k(\cos\omega\tau-j\sin\omega\tau)$$

тенгламага биноан координаталар ўқининг бошида жойлашган *k*-га тенг радиусли айланани (3.13,а-расм) беради. Хақиқий ва мавхум частотавий характеристикалари

$$P(\omega)=k\cos\omega\tau;\quad Q(\omega)=-k\sin\omega\tau$$

тенгламаларга биноан, косинусоидал ва синусоидал эгриликларини (3.13,б-расм) беради.



3.13-расм. Кечикувчи звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХ лари

а) *б)*

3.5 Динамик звеноларнинг логарифмик частота характеристикалари

АБТда динамик звеноларнинг логарифмик частота характеристикалари (ЛЧХ) қулай кўринишда берилиши учун логарифмик амплитуда характеристикалари (ЛАХ) ва логариф-мик фаза характеристикалари (ЛФХ) билан ифодаланади.

(3.59) тенгламадан динамик звенонинг оддий ЛАХини олиш мумкин:

$$L=20\lg A(\omega),$$

унинг ординатаси децибелда (дБ) белгиланади, ЛФХси:

$$\varphi=\varphi(\omega),$$

унинг ординатаси эса радианларда (рад) белгиланади.

Энди хар бир звенонинг ЛЧХсини кўриб чиқамиз.

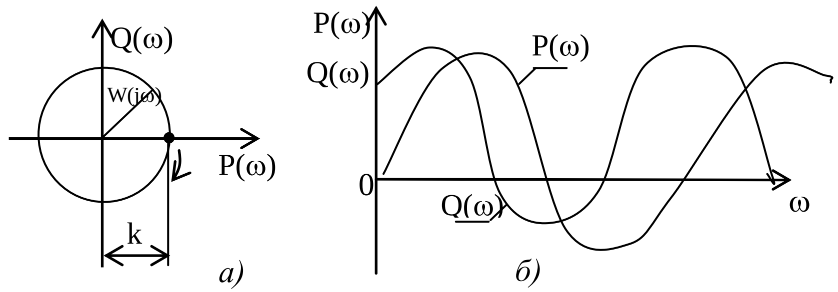
Инерциясиз звено. (3.60) ифодани логарифмлаб инерциясиз звенонинг ЛАХни топамиз:

$$L(\omega)=20\lg k.$$

k коэффициенти частотага боғлиқ бўлмагани учун, инерциясиз звенонинг ЛАХи абсцисса ўқига параллел тўғри чизиқни беради (3.14–расм).

Апериодик звено. (3.61) ифодани логарифмлаб апериодик звенонинг ЛАХ ва ЛФХни топамиз:

$$L(\omega)=20\lg k-20\lg\sqrt{\omega^2T^2+1};\quad \varphi(\omega)=-\mathrm{arctg}\,\omega T. \qquad (3.85)$$



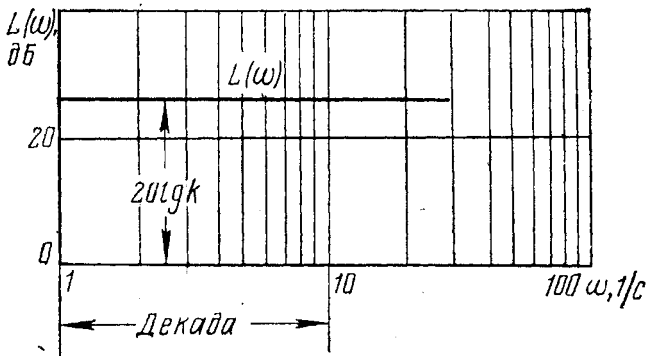
3.14 расм. Инерциясиз звенонинг ЛАХи

ЛАХнинг иккинчи ташкил этувчисини кўриб чиқамиз: $L_2(\omega)=-20\lg\sqrt{\omega^2T^2+1}$, $\omega^2T^2<<1$ бўлганда, $L_2(\omega)=0$ оламиз. Агар $\omega^2T^2>>1$ бўлса, $L_2(\omega)=-20\lg\omega T$ бўлади. Агар $\omega T=1$ бўлса, илдиз остидаги ифода иккига тенг ва $L_2(\omega)=3$ дБ бўлади. ЛАХ бу холда иккита тўғри чизиқ холда бўлади ва $\omega_к=1/T$ нуқтасида кесишади. $\omega_к$–кесишиш частотаси дейилади. $L_2(\omega)=0$ асимтотаси абсцисса ўқи билан бир хил; иккинчи $L_2(\omega)=-20\lg\omega T$ эса биринчига нисбатан эгилган бўлади. Шу эгилганликни қуйидагича топамиз: $\omega=\omega_1$ частотада ордината $-20\lg\omega_1T$ нуқтада тўғри чизиқ бўлади, $\omega=2\omega_1$ частотада $-20\lg2\omega_1T$ бўлади. Ординаталарнинг фарқи: $-(20\lg2\omega_1T-20\lg\omega_1T)=-20\lg2\omega_1T/\omega_1T=-20\lg2=-6$ дБ.

Шундай қилиб, частотани икки марта ўзгартирсак, тўғри чизиқ –6 дБ октавага эгилар экан. *Октава* деб, частотани икки марта ўзгартиргандаги абсцисса ўқидаги оралиқ тушунилади. Агар частотани ўн марта ўзгартирсак, ординатанинг фарқи:

$$-(20\lg 10\omega_1 T - 20\lg \omega_1 T) = -20\lg\frac{10\omega_1 T}{\omega_1 T} = -20\lg 10 = -20 \text{ дБ}.$$

Демак тўғри чизиқнинг эгилиши –20 дБ/декадани ташкил этар экан. *Декада* деб, частотанинг 10 марта ўзгаришига тўғри келадиган абсцисса ўқидаги оралиқ тушунилади. Минус белгисиЛАХ частотаси ошиши билан ординатаси камаяди (тескари эгилиш). 3.15–расмда иккита асимптоталарнинг кесишиши кўрсатилган. (3.85)



3.15 расм. Апериодик звенонинг ЛАХ ва ЛФХ си

тенгламанинг биринчи ташкил этувчиси 20lgk масофага орқада қолувчи абсцисса ўқига параллел тўғри чизиқни хосил қилади. ЛАХ абсцисса ўқини кесиб ўтадиган частота *кесишиш частотаси* $\omega_к$ дейилади. Логарифмик фаза характеристикаси $\varphi(\omega) = -\mathrm{arctg}\,\omega T$ (3.15-расм) нуқталар орқали қурилади. Характерловчи нуқталар: $\varphi(0)=0$; $\varphi(\omega_к)=45^0$; $\varphi(\infty)=90^0$.

Тебранувчи звено. Бу звенонинг ЛАХни қуриш учун (3.62) тенгламани қуйидагича ёзамиз:

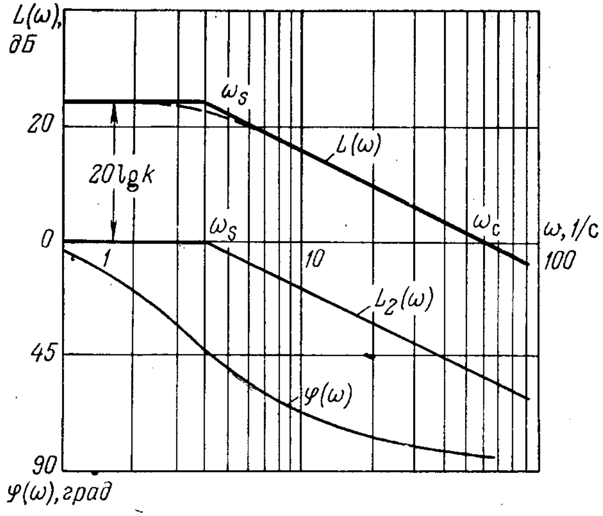
$$W(j\omega) = \frac{k\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2-\omega^2)+(2\xi\omega_0\omega)^2}}\, e^{-j\,\mathrm{arctg}\frac{2\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2-\omega^2}} \qquad (3.86)$$

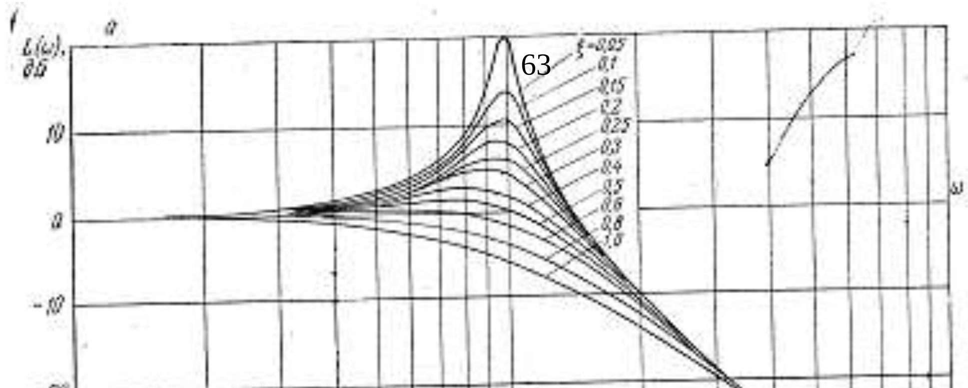
бу ерда, бошланғич частота $\omega_0^2 = 1/T_1T_2$; сўндирувчи коэффициент $\xi^2 = T_1/4T_2$.

(3.86) ифодани логарифмлаб, ЛАХ ва ЛФХни оламиз:

$$L(\omega) = 20\lg k + 20\lg\omega_0^2 - 20\lg\sqrt{\left(\omega_0^2-\omega^2\right)^2+\left(2\xi\omega_0\omega\right)^2}\ ; \quad (3.87)$$

$$\varphi(\omega) = -\mathrm{arctg}\frac{2\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2-\omega^2}\ . \qquad (3.88)$$





3.16– расм. Тебранувчи звенонинг ЛАХ (*а*) ва ЛФХ (*б*)

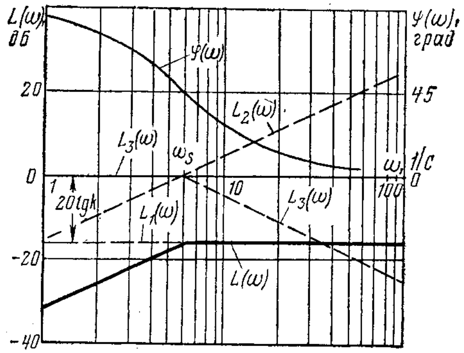
(3.87) ва (3.88) тенгламалар бўйича ω_0 ўзгармас, ξ нинг хар хил қийматларида қурилган ЛАХ ва ЛФХ 3.16-расмда берилган.

Дифференциалловчи звено. (3.84) тенгламани логарифмлаб звенонинг ЛАХ ва ЛФХни оламиз:

$$L(\omega)=20\lg k+20\lg\omega T-20\lg\sqrt{\omega^2T^2+1};$$

$$\varphi(\omega)=\mathrm{arctg}\ \frac{1}{\omega T}.$$

L(ω) ЛАХ учта ташкил этувчилар бўйича қурилади: биринчиси



3.17– расм. Дифференциалловчи звенонинг ЛАХ ва ЛФХси

$L_1(\omega)=20\lg k$ –тўғри, абсцисса ўқига параллел; иккинчиси $L_2(\omega)=20\lg\omega T$ – тўғри, 20 дБ/дек га нисбатан мусбат эгилган, $\omega_к=1/T$ кесишиш частотасида абсцисса ўқидан ўтади; учинчи ташкил этувчи $L_3(\omega)=-20\lg\sqrt{\omega^2T^2+1}$ иккита асимтотадан иборат: $\omega_к=1/T$ да кесишувчи хамда –20 дБ/декадага нисбатан манфий эгилган. Учала ташкил этувчиларнинг йиғиндисидан дифференциал звенонинг ЛАХ келиб чиқади. φ(ω) ЛФХ ω га сонлар бериб, нуқталар бўйича қурилади. Характерловчи нуқталар: $\varphi(0)=90^0$; $\varphi(\omega_к)=45^0$; $\varphi(\infty)=0$. 3.17–расмда дифференциалловчи звенонинг ЛАХ ва ЛФХлари кўрсатилган.

Интегралловчи звено. ЛАХ ва ЛФХ қуйидаги тенгламалардан қурилади:

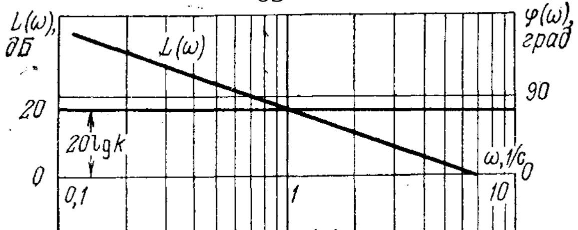
$$L(\omega)=20\lg k-20\lg\omega,$$

$$\varphi(\omega)=-\pi/2.$$

ЛФХ абсцисса ўқига параллел ва –π/2 масофада тўғри чизиқ бўлади.

Кечикувчи звено. Бу звенонинг ЛАХ ва ЛФХси:

$L(\omega)=20\lg k,\quad \varphi(\omega)=-\omega\tau.$



3.18– расм. Интегралловчи звенонинг ЛАХ ва ЛФХси

3.18–расмдан кўринадики ЛАХ тўғри чизиқ ва у ω=1 нуқтасидан абсцисса ўқидан 20lgk масофада –20 дБ/дек эгилиш билан ўтади.

Демак, кечикувчи звенонинг ЛАХ худди инерциясиз звенодагидай, ЛФХси эса ω=0÷∞ гача ўзгарганда чексиз ўсувчи чизиқни беради.

САВОЛ ВА ТОПШИРИҚЛАР

1. Намунавий динамик звено дегенда нимани тушунасиз?
2. Инерциясиз звенонинг узатиш дирекцияси ва ўтиш характеристикасини тушунтириб беринг.
3. Инерциясиз звенонинг ЛАЧТ ва АФТ ларини чизиб тушунтириб беринг
4. Биринчи даражали инерцияли звено тавсифларини тушунтириб беринг.
5. Тебранувчи звенонинг узатиш функциясини ва ўтиш характеристикаларини тушунтириб беринг.
6. Тебранувчи звенонинг АФХ ваа ЛАЧТ ларини куриб тушунтириб беринг
7. Дифферционалловчи ва интегралловчи звенонинг тавсифларини чизиб тушунтириб беринг.
8. Кечикувчи звено мисоллар келтиринг.
9. Апериодик звенога мисоллар келтиринг.
10. Тебранувчи звенога мисоллар келтиринг.

IV АВТОМАТИК БОШҚАРИШ ТИЗИМИНИНГ ТУЗИЛИШ СХЕМАЛАРИ

4.1 Тузилиш схемалари ва уларни ўзгартириш

Автомат ростлаш тизимининг динамик хусусиятлари узатиш функциялари билан белгиланадиган ва ўзаро маълум равишда боғланган звеноларни тузилиш схемаси кўринишида тасвирлаш мумкин. Бундай тузилиш схемаси хақиқатда мавжуд физик тизимни математик тузилмаси бўлиб, уни тузилма схемаси дейилади. Унинг таркибига кирадиган динамик звенолар асосий таъсирлар занжирини ва тескари боғланиш (ТБ) занжирларини ташкил этади. Звенолар ўзаро боғланиш чизиқлари билан уланиб, уларнинг ўқи сигналнинг таъсир йўналишини кўрсатади. Тузилма схемаларда солиштириш ёки жамлаш (ўзаро кесишган чизиқларни ичига олган доира кўринишли) тугунлари ва шахобчалана-диган сигнал учун (қалин) нуқталари кўрсатилади. Шахобчалана-диган нуқтадан чиқадиган хамма алоқа чизиқлари бир хил сигналларни олиб узатади.

Тузилма схемаси тизимни динамик хусусиятларини текшириш учун зарур бўлган оператор к¢ринишидаги тенгламаларни ва узатиш функцияларини оддийроқ усул билан олиш имконини беради. Тизимнинг оператор тенгламасини олишда тузилма усулини қўллаш тенгликни ўнг томонидаги (t>0 холдаги) нолга тенг бўлмаган бошланғич шартларни автомат равишда хисобга олиш имконини беради. Тузилма схемаларини қуйидаги қонунларга асосан ¢згартирилади (келтирилади).

I. Кетма-кет уланган звенолар тузилиш схемасини ўзгартириш

Узатиш функциялари $К_1$, $К_2$, ... , $К_n$ (4.1,а-расм,) бўлган кетма-кет уланган звеноларни узатиш функцияси эквивалент (тенг) бўлган битта звено

$$W(p)=К_1К_2 ... К_n \qquad (4.1)$$

билан алмаштириш мумкин. Буни асослаш учун хамма звеноларни узатиш функциялари (УФ)

$$\bar{x}_2 = К_1\bar{x}_1 \,;\, \bar{x}_3 = К_2\bar{x}_2 \,;\, ...\, \bar{x}_{n+1} = К_n\bar{x}_n \qquad (4.2)$$

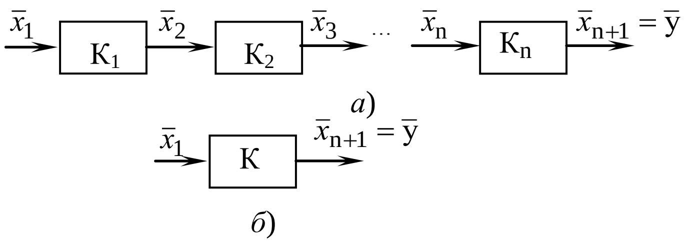
берилган деб фараз қилайлик. Унда, қоидага биноан, бутун занжирни узатиш функцияси:

$$W(p)= \bar{y}\,/\,\bar{x}_1 \qquad (4.3)$$

тенгдир. Демак ёзилган (1.2) тенгликларни чап ва ўнг қисмларини ўзаро кўпайтирсак қидирилган

$$\bar{y}/\bar{x}_1 = К_1К_2 \ldots К_n \qquad (4.4)$$

натижани оламиз, чунки хамма оралиқ x_i ўзгарувчилари бундай



4.1-расм. Кетма-кет уланган звенолар.

кўпайтириш натижасида ўзаро қисқариб кетади. Демак,

$$W(p) = \prod_{i=1}^{n} К_i(p) \qquad (4.5)$$

бўлади, бунда $\prod_{i=1}^{n} К_i(p)$ кетма-кет уланган n-та звеноларнинг УФ ўзаро кўпайтирилишини англатади 4.1,б-расм.

Шундай қилиб, кетма-кет уланган звеноларнинг умумий (эквивалент) УФни аниқлаш учун барча звенолар УФни бир-бирига кўпайтириш керак бўлади.

II. Параллел уланган звенолар тузилиш схемасини ўзгартириш

Ўзаро параллел уланган (4.2,а-расм) $К_1$, $К_2$,...,$К_n$ УФ ларига эга бўлган звеноларни шу звенога эквивалент бўлган битта звено билан алмаштириш мумкин (4.2,б-расм). Унинг УФси қуйидагича:

$$W(p)=К_1+К_2+ \ldots +К_n \qquad (4.6)$$

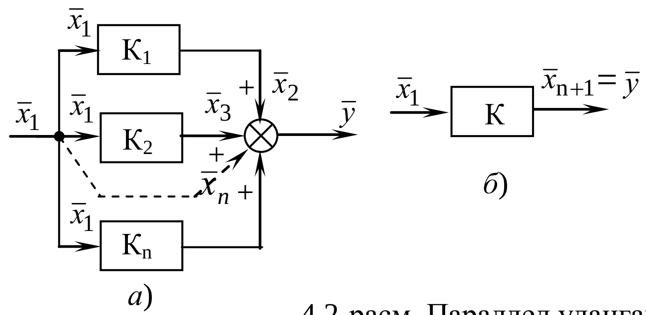
Занжирнинг чиқиш қиймати кириш сигналларининг йиғиндисидан

$$\bar{y} = \sum_{i=1}^{n} x_1 \qquad (4.7)$$

иборат бўлса, унда занжир УФ си:

$$W(p)= \frac{\bar{y}}{x_1} = \sum_{i=1}^{n} К_i \qquad (4.8)$$

кўринишига эга бўлади, яъни ўзаро параллел уланган звенолардан ташкил топган очиқ занжирни УФ хамма звеноларнинг УФ йиғиндисидан иборат бўлади.



4.2-расм. Параллел уланган звенолар

III. Махаллий тескари боғланишга эга занжир

Берилган махаллий тескари боғланишга эга кетма-кет ва параллел (4.3,а,б-расм) тузилма чизмаларидаги звенолар тескари боғланиш звено $К_{тб}$ билан ўралган бўлиб, унда олинадиган $x_{тб}$ сигнал $К_n$ звенодан келадиган x_{n+1} сигналга нисбатан манфий ёки мусбат, яъни $x_{тб}$ сигнал x_{n+1} дан олиниши ёки қўшилиши мумкин. Шу белгисига қараб манфий ёки мусбат ТБ дейилади. Амалиётда кўпроқ манфий, яъни $x_1=x_0-x_{тб}$ ТБ ишлатилади.

Тескари боғланишга эга кетма-кет уланган звенолар учун УФ:

$$W(p)= \frac{\bar{y}}{x_0} = \frac{К_1К_1 \ldots К_n}{1+К_{тб}К_1К_1 \ldots К_n} \qquad (4.9)$$

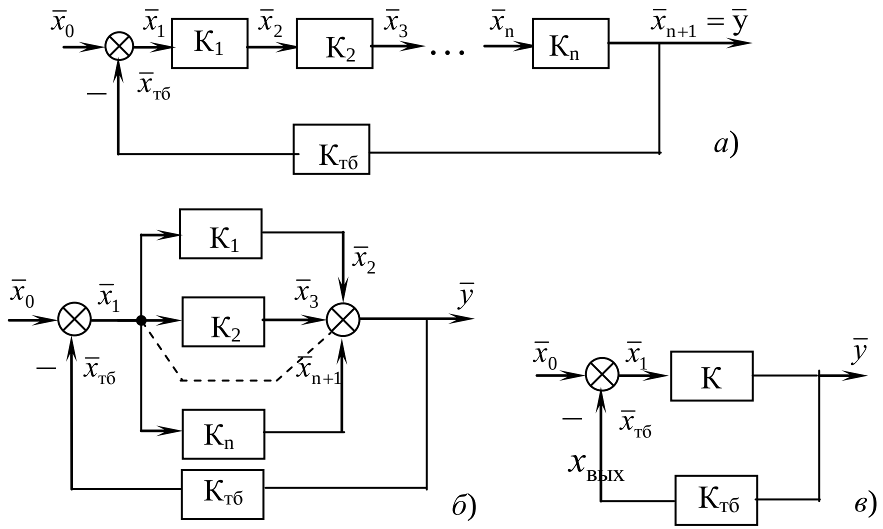
Тескари боғланишга эга параллел уланган звенолар учун УФ:

$$W(p)= \frac{\bar{y}}{x_0} = \frac{К_1+К_1+\ldots+К_n}{1+К_{тб}(К_1+К_1+\ldots+К_n)} \qquad (4.10)$$

(4.3,а,б-расм)да берилган тузилма чизмаларни эквивалент чизма кўринишига келтириб 4.3,в-расм, УФни ёзамиз:

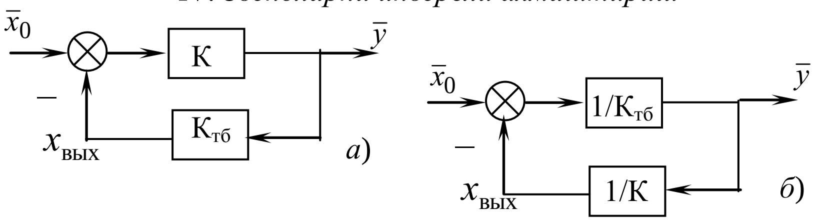
$$К_{мтб}(p)= \frac{\bar{y}}{x_0} = \frac{К}{1+К_{тб}К} \qquad (4.11)$$

Бу (4.11) тенгликка асосан қуйидаги қоидани ёзишимиз мумкин: ТБ билан ўралган занжирни УФ бўлинмали ифода бўлиб, суратида тўғри занжирдаги звеноларни УФ кўпайтмаси бўлса, махражида ТБ занжиридаги ва у ўраб олган тўғри занжирдаги звеноларни ўзаро кўпайтмасини бирга қўшган йиғиндидан иборат бўлади. Агарда ТБ мусбат белгили бўлса унда махраждаги ифодада минус белги ёзилади.



4.3-расм. Тескари боғланиш билан ўралган кетма-кет (а) ва параллел (б) тузилма схемаларини келтириш (в)

IV. Звеноларни инверсли алмаштириш



4.4-расм. Звеноларни инверсли алмаштириш

Берилган чизмадаги (4.4,а-расм) звеноларни ўрни тескари қиймат билан алмаштирилса (4.4,б-расм) олинадиган ўзгарувчини қиймати ўзгармайди. Бу чизмаларни тенглиги (эквивалентлиги) уларни УФ:

$$W(p)=\frac{К_1}{1+К_1К_{тб}}=\frac{\frac{1}{К_{тб}}}{1+\frac{1}{К_{тб}К_1}} \qquad (4.12)$$

тенглиги билан исботланади.

V. Сигнални олиш (тарқалиш) нуқтасини кўчириш

Агар 4.5-расмдаги чизма берилган бўлса, унинг УФ

$$W(p)=\frac{К_1К_2К_3}{1+К_1К_2К_{тб}} \qquad (4.13)$$

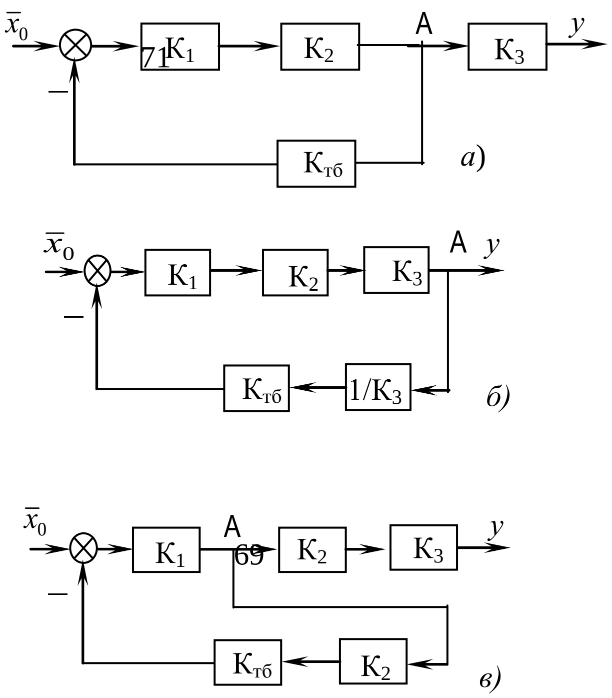
ифода билан аниқланади. Зарурият бўлганда, ТБ занжири ажралиб чиқадиган А нуқтани орқага ёки олдинга силжитиш эхтиёжи туғилади. Бундай ўзгартириш даврида берилган топшириқ кириш x_0 сигнали (хабари) қийматида ўзгармаса, олинадиган чиқиш хабарини хам қиймати ўзгармаслик шарти бажарилиши керак. Унда ўзгартирилган 4.5,б-расм учун УФ:

$$W(p)=\frac{К_1К_2К_3}{1+К_1К_2К_3К_{тб}\frac{1}{К_3}}=\frac{К_1К_2К_3}{1+К_1К_2К_{тб}} \qquad (4.14)$$

кўринишли, яъни ўзгармасдан қолади. Шунингдек, хабарни олиш нуқтаси олдинга ($К_2$ звенони олдига) кўчирсак (4.5,в-расм) унда УФ

$$W(p)= \frac{K_1K_2K_3}{1+K_1K_2K_{тб}} \qquad (4.15)$$

бўлиб, яна олдинги (4.13) тенгламани беради. Демак, хабарни олиш нуқтаси олдинга кўчирилса, унда ТБ занжирига олиш нуқтаси устидан ўтган звеноларнинг УФ тескари бўлган УФ звенолар ТБ занжирига қўшилади. Худди шунингдек, хабар олинадиган А нуқта орқага суриладиган бўлса, унда ТБ занжирига нуқта устидан ўтган звеноларни УФ тенг бўлган звенолар ТБ занжирига киргизилади.



4.5-расм. Сигнални олиш (тарқалиш) нуқтасини кўчириш

VI. Жамловчи элемент (йиғинди тугунини) схеманинг бошқа жойига кўчириш

Бундай холда бажариладиган ўзгартириш қоидасини ўрганишда хам юқоридаги шарт, яъни схема ўзгартирилганда берилган x_0 қийматидан олинадиган чиқиш қиймати y ўзгармаслиги керак. Масалан 4.6,а-расмда берилган тизимнинг узатиш функциясини ёзамиз:

$$W(p) = K_1 \cdot \frac{K_2K_3}{1+K_{тб}K_2K_3} \qquad (4.16)$$

]Бу тизимнинг тескари боғланиш занжирига занжирдан чиқиб кетган, (ТБ ичига кирган) звенолар к¢шиб к¢йилади. Эквивалент тизим УФ ни ёзамиз:

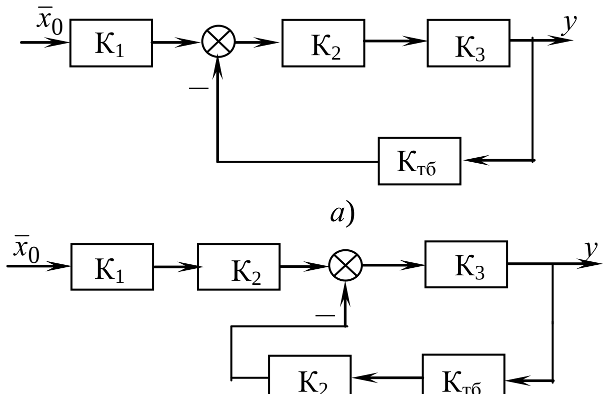
72

$$W(p) = K_1K_2 \frac{K_3}{1+K_{тб}K_2K_3} \qquad (4.17)$$

(4.7) берилган тизимнинг УФга мос келади. Жамловчи (йиғинди) белгисини асосий сигнал й¢налишига тескари (орқага) й¢налиш б¢йича к¢чирсак, эквивалент тизим хосил б¢лади (4.6,в-расм). ТБ занжирига к¢шилиб қолган звеноларга тескари звенолар к¢шиб к¢йилади. Эквивалент тизим УФси

$$W(p) = \frac{K_1K_2K_3}{1+K_{тб}\dfrac{1}{K_1}K_1K_2K_3} \qquad (4.18)$$

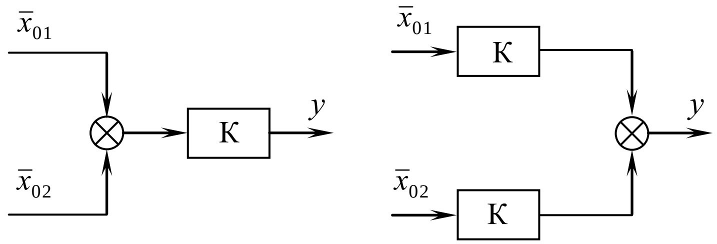
берилган тизимнинг УФга тенг. 70



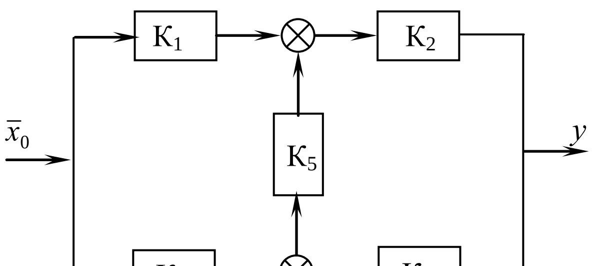
4.6-расм. Жамловчи элементни чизманинг бошқа жойига кўчириш

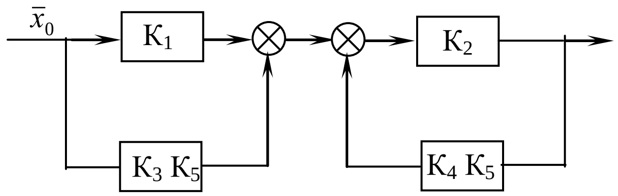
VII. n сигналга эга занжирни, n параллел занжирга б¢лиш

Берилган умумий занжирга кирган звеноларни узатиш функциялари хар бир эквивалент занжирга киритилади (4.7, а,б -расм).



а) *б)*





г)

4.7-расм. n сигналга эга занжирни, n параллел занжирга б¢лиш (а,б) ва бир хил элементларга эга б¢лган, бир неча параллел занжирларни бирлаштириш (в,г)

у

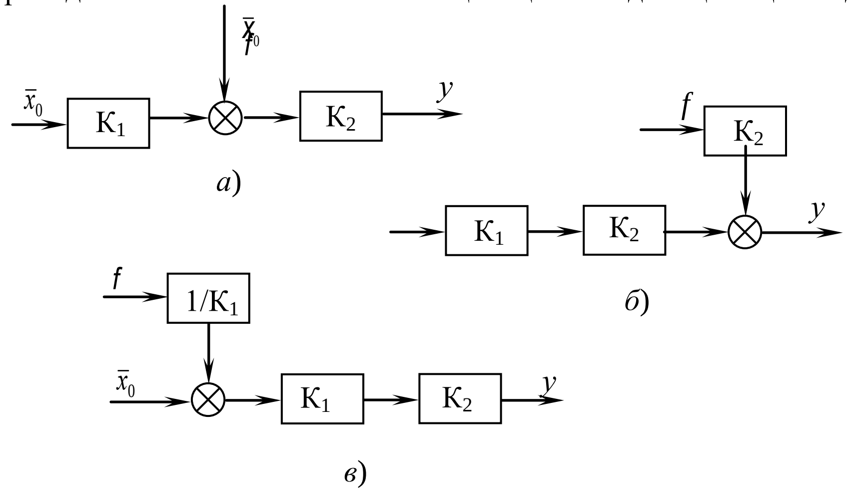
VIII. Бир хил элементларга эга б¢лган, бир неча параллел занжирларни бирлаштириш

Эквивалент тизимнинг умумий занжирига бир хил, худди ¢ша элементлар киритилади (4.7, в,г-расм)

IX. Ташқи таъсирни к¢чириш

Ташқи таъсир *f* ни занжирнинг олди ёки орқасига шундай к¢чириш керакки, занжирнинг чиқиш қийматидаги узатиш қиймати (сигнали) ¢згармасин. Агар ташқи таъсир 4.8,а-расмда к¢рсатилгандек к¢йилган б¢лса, у холда чиқиш қиймати: $y=K_1K_2x_0+fK_2$ га тенг б¢лади. Агар ташқи таъсирни (4.8,б-расм) занжирнинг олди томонига ¢тказиш керак б¢лса, қайси звенолардан ¢тказилганига қараб, шу звеноларнинг узатиш функцияларини к¢шиш керак (K_2) ва унинг чиқиш қиймати: $y=K_1K_2x_0+fK_2$ б¢лади. Ташқи таъсирни (4.8,в-расм) занжирнинг орқа томонига ¢тказишда, қайси звенолардан ¢тказилган б¢лса, шу звеноларнинг тескари узатиш функцияларини қ¢шиш керак ($1/K_1$), унинг чиқиш қиймати $y=f(1/K_1)\,K_1K_2+K_1K_2x_0=fK_2+K_1K_2x_0$.

Бу қоидалардан фойдаланишимиздан мақсад, ташқи таъсирдан бериладиган сигнални тизимнинг чиқиш қийматида сақлаб қолишдир.

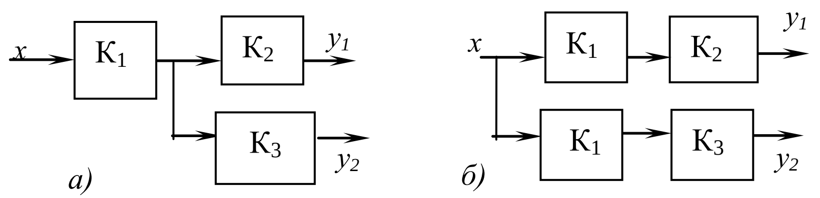


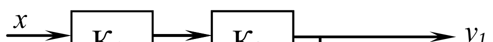
4.8-расм. Ташқи таъсирни к¢чириш

X Параллел контурли звеноларни кўчириш

75

Параллел контурли звеноларни контурнинг орқа ёки олди томонига кўчиришда, хамма қонунлар каби, қайси звенолардан кўчирилганига қараб, контурга қўшимчалар киритилиб, баланс хосил қилинади. Берилган (4.9,а-расм) параллел контурли звеноларни K_3 шахобчаланиш (тарқалиш) звеносига нисбатан занжир бўйича олдинга кўчириш керак бўлса, у холда K_2 звенога тескари бўлган звенони қўшамиз 4.9,в-расм. Агар шуни занжирнинг орқа томонига кўчириш керак бўлса, у холда K_1 звенони қўшамиз 4.9,б-расм.





4.9-расм. Параллел контурли звеноларни кўчириш

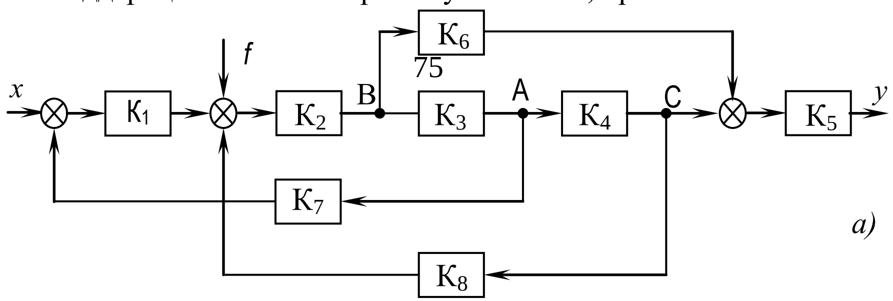
4.2 Тузилиш схемаларини келтириш қоидаларидан фойдаланиб, тизимнинг умумий узатиш функцияларини аниқлаш бўйича мисоллар

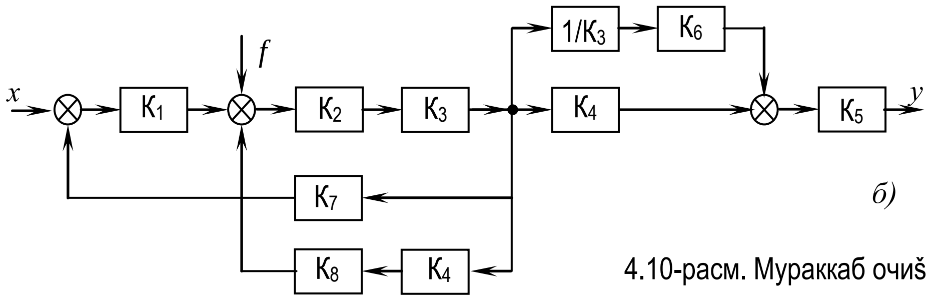
<u>1-мисол.</u> Берилган мураккаб очиқ занжир (4.10,а-расм*)* учун узатиш функциясини аниқлаш керак б¢лсин. Бунинг учун қадамма-қадам келтириш қоидаларидан фойдаланамиз. Биринчи қадамда, *V* ва *X* қоидалардан фойдаланиб, В ва С тарқалиш нуқталарини А тарқалиш нуқтасига к¢чирамиз 4.10,б-расм. Энди *IX* қоидадан фойдаланиб, ташқи таъсир *f* ни УФ ёзиш осон б¢лиши учун занжирнинг қулай томонига яъни кириш ёки чиқиш қийматига яқин жойга к¢чирамиз 4.11,а-расм. *VI* қоидадан фойдаланиб, 2 йиғинди тугунини кириш сигналига яқин жойлашганлиги учун шу томонга к¢чирамиз 4.11,б-расм. Энди соддалаштирсак хам б¢лади 4.11,в-расм: *I* ва *II* қоидалардан фойдаланиб:

76

$$K_9=K_1\cdot K_2\cdot K_3;\ K_{10}=(K_6\cdot 1/K_3)+K_4;\ K_{11}=K_4K_8\cdot 1/K_1$$

Яна хам соддароқ холатга келтириш мумкин 4.12,а-расм:





4.10-расм. Мураккаб очиš занжирлар

$$K_{12}=K_{10}\cdot K_5;\ K_{13}=K_7\cdot K_{11}.$$

УФни хар бир таъсир учун алохида ёзамиз: берилган таъсир *x* учун УФни ёзиш учун ташқи таъсир *f*=0 деб оламиз:

$$W(p)=\frac{y}{x}=\frac{K_9K_{12}}{1+K_{13}K_9},$$

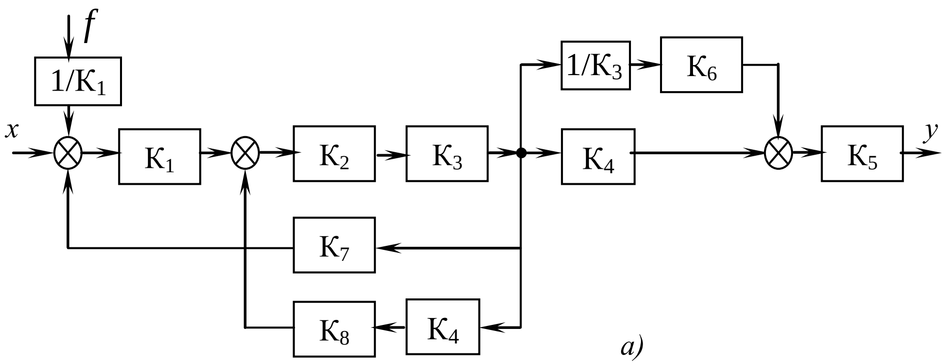
ёзамиз.

2-мисол. 4.13,а-расм да берилган автомат тизимнинг УФларини топиш учун, *I* ва *V* қоидалардан фойдаланиб, берилган тизимни келтирамиз, яъни С тарқалиш нуқтасини кириш қиймати томон кǿчирамиз, 4.13, б-расм.

$$K_6=K_1K_2$$

Энди *IX* қоидадан фойдаланиб, ташқи таъсир *f*ни занжирнинг чиқиш қийматига яқин жойга кǿчирамиз, 4.13,в-расм. В тарқалиш

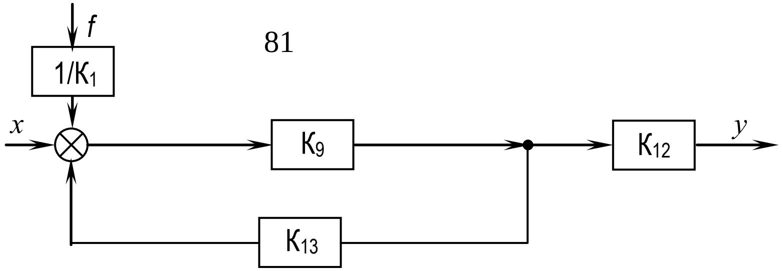
77



78

4.11-расм. Келтирилган занжирлар

81



4.12-расм. Натижавий занжир

нуқтасидаги $К_5$ билан $К_6$ параллел улангани учун *II* қоидадан, С тарқалиш нуқтасидаги $К_6$ ва $К_3$ларни *I* қоидадан фойдаланиб, берилган тизимни соддалаштирамиз, 4.14,а-расм.

$$К_7 = К_3К_6,\ К_8 = К_6 + К_5.$$

А ва С тарқалиш нуқталарини *II* ва *I* қоидалар б¢йича бирлаштирамиз 4.14,б-расм:

$$К_9 = (1 + К_7)К_4.$$

II ва *I* қоидалар б¢йича хосил б¢лган тизимни соддалаштириш мумкин 4.14,в-расм.

$$К_{10} = К_8 + К_9.$$

ташқи таъсир учун УФни ёзиш учун берилган таъсир x=0 деб оламиз:

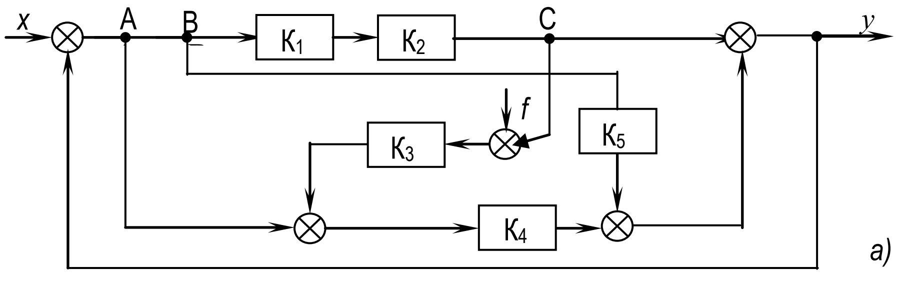
$$W(p) = \frac{y}{f} = \frac{1}{К_1}\left[\frac{К_9К_{12}}{1 + К_{13}К_9}\right]$$

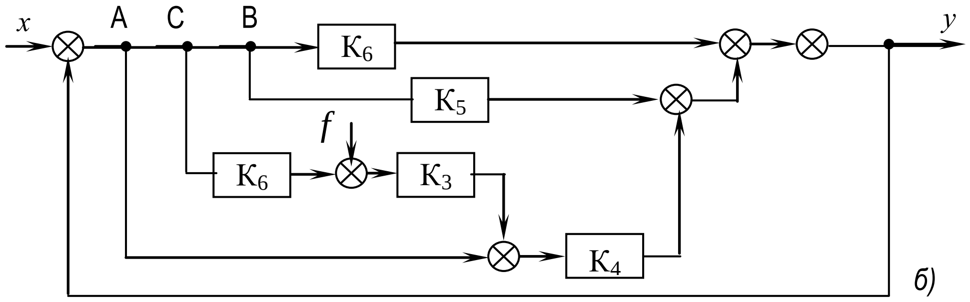
Содда холга келган тизим учун УФни хар бир таъсир учун алохида ёзамиз: берилган таъсир x учун УФни ёзишда ташқи таъсир f=0 деб оламиз:

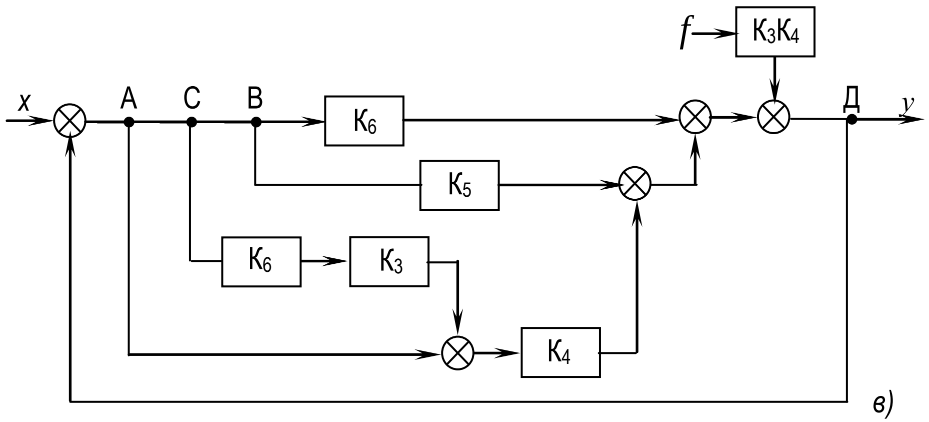
$$W(p) = \frac{y}{x} = \frac{1}{1 + К_{10}} = \frac{1}{1 + К_1К_2 + (1 + К_1К_2К_3)К_4 + К_5},$$

ташқи таъсир учун УФни ёзишда берилган таъсир x=0 деб оламиз:

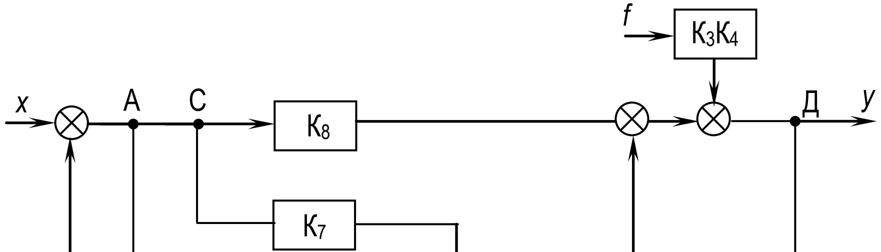
$$W(p) = \frac{y}{x} = \frac{К_1К_2}{1 + К_{10}} = \frac{К_1К_2}{1 + К_1К_2 + (1 + К_1К_2К_3)К_4 + К_5}. \quad (4.19)$$

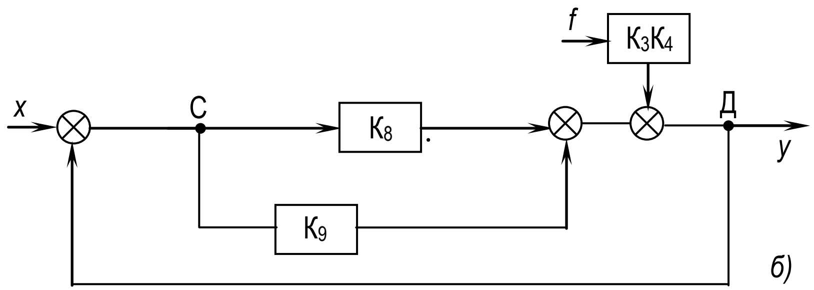


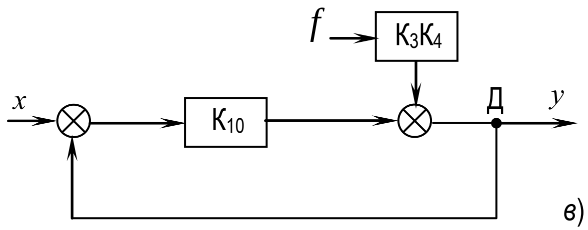




4.13-расм. Мураккаб автомат тизим







4.14-расм. Келтирилган автоматик тизим

4.3 Автоматик бошқариш тизимларининг тузилиш схемаларини тузиш учун мисоллар

Ишнинг тартиби. Автоматик бошқариш тизимининг берилган вазифавий схемасига асосан таркибий схемаларини тузишда қуйидагиларни амалга ошириш керак: 1) Бош зан-жирдаги таъсирлар ва тескари боғланиш (ТБ) занжирлари-даги оддий динамик звеноларни ажратиш ва уларнинг узатиш функцияларини (УФ) аниқлаш; 2) Тўлқинлантирувчи (ташқи) таъсирлар қўйиладиган нуқталарни аниқлаш; 3) Йиғинди тугунлари ва ТБ занжирлари учун сигнал ажратиладиган нуқталарнинг холатини аниқлаш.

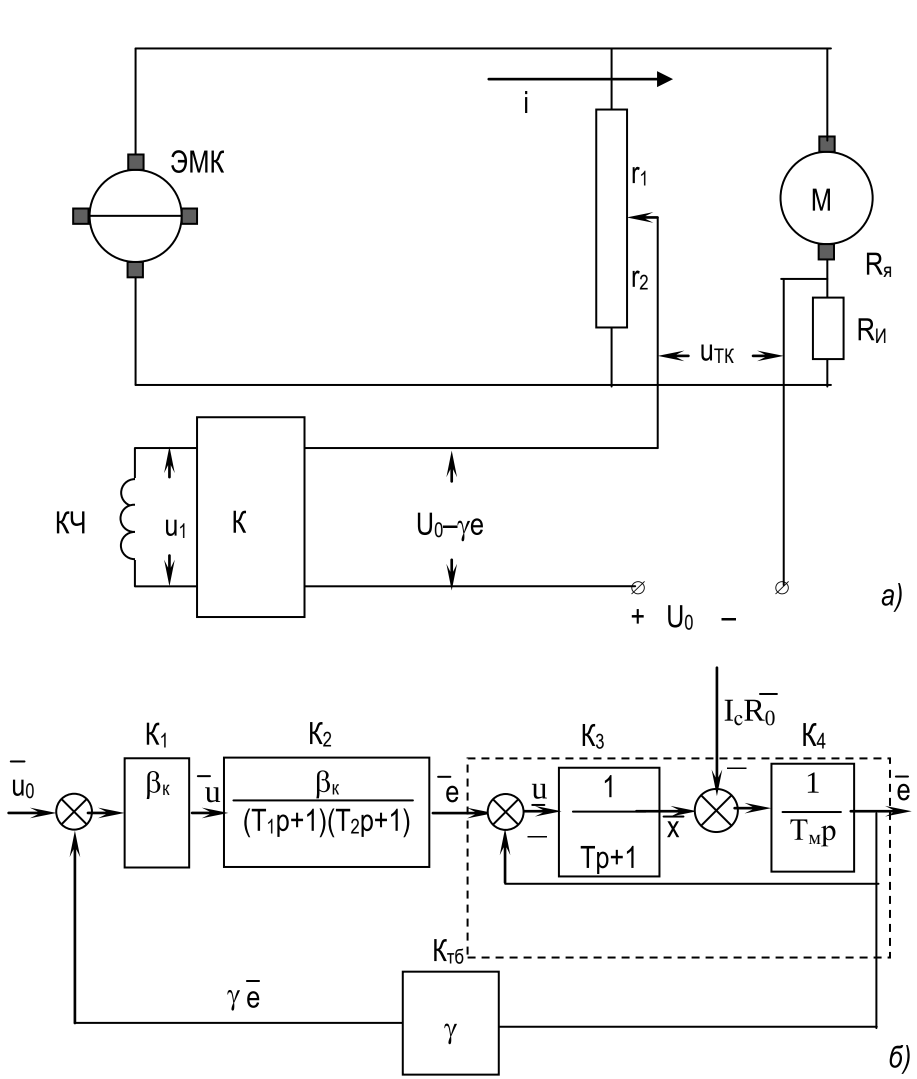
1-мисол. Электр машина кучайтиргичдан таъминланадиган ўзгармас ток мотор тезлигини барқарорлаштириладиган автоматик тизим

Бундай тизимнинг схемаси (4.15-расм) ўзгармас ток мотори (ЎТМ) ва уни таъминлайдиган электр машина кучайтиргич (ЭМК) хамда мотор тезлигини ўлчайдиган тахометрик кўприк ва тезликка пропорционал сигнални узатадиган тескари боғланиш занжиридан иборат. Бу автоматик тизим қуйидагича ишлайди: мотор валидаги юкланиш моменти кўпайса, моторнинг тезлиги пасаяди, натижада топшириқ кучланиш билан тахометрик кўприкдан олинадиган $u_{тк}=\gamma e$ кучланиш орасидаги айирма кўпаяди. Чунки тезлик пасайганда $u_{тк}= \gamma cn$ кучланиш моторнинг n тезлигига боғлиқ равишда камаяди, U_0 кучланиш ЭМК да ўзгармасдан қолади. Олинган U_0-γe айирма кучланиш К кучайтиргичда $\beta_к$ марта кучайтирилиб, ЭМК ни бошқариш чулғамига (БЧ) узатилади. Кучайтирилган U_1 кучланиш БЧ даги токни ва натижада ЭМК дан олинадиган кучланишни кўпайтириб, мотор тезлигини орттириб, қандайдир аниқлик билан берилган топшириқ тезликни ушлаб туради. Асосий таъсир занжири бўлиб кучайтиргич, ЭМК ва мотор хисобланади, ТБ занжирига эса тахометрик кўприк киради. Кучайтиришларнинг (U_0-γe) айирмасини кучайтириш учун ТБ занжиридан ярим ўтказгичли кучайтиргич ишлатилиши мумкин. Унинг узатиш функцияси (инерциясиз звено бўлгани учун)

$$K_1=\beta_к$$

билан ифодаланади, яъни кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентига тенгдир.

ЭМК узатиш функцияси эса қуйидаги кўринишда бўлади:



4.15-расм. Тезлик бўйича тескари боғланган ЭМК—М тизимининг функционал (а) ва тузилиш схемалар (б)

$$K_2=\frac{\bar{e}_a(p)}{\bar{u}_1(p)}=\frac{\beta}{(T_1p+1)(T_2p+1)} \qquad (4..20)$$

Моторнинг ёзилган таркибий схемасини аниқлашда бош занжир учун Кирхгоф тенгламаси ва харакат тенгламаларидан, яъни

$$\bar{e}_a=\bar{e}+\bar{i}\,R_0+L_0p\,\bar{i}\,, \qquad (4.21)$$

$$\bar{i}=\bar{I}_c+\frac{T_м}{R_0}p\,\bar{e} \qquad (4.22)$$

фойдаланамиз. Бунда $\bar{e}_a$, $\bar{i}$ - ЭЮК ва бош занжир токи; $\bar{e}$ =cω– мотор якорининг ЭЮК, магнит оқими Ф ўзгармас бўлганида $\bar{e}$ фақат ω тезликка пропорционал бўлади; $R_0=R_a+R_м+R_c$– бош занжирнинг қаршилиги, у ЭМК ва мотор якор занжири хамда уловчи симларнинг (ўтказгичлар) қаршиликлари йиғиндисидан иборат; $L_0=L_a+L_м$ – бош занжир индуктивлиги (ЭМК ва мотор якор занжир индуктивликларининг йиғиндиси); $T=L_0/R_0$–бош занжирнинг электромагнит вақт доимийлиги; $T_м=JR_0/c^2$– юритманинг электромеханик вақт доимийлиги.

(4.21) ва (4.22) тенгламаларни $\bar{e}_a$, $\bar{e}$ ва $\bar{I}_c\,R_o$ га нисбатан ечиб, ЭМК ЭЮК ини қуйидагича ифодалаймиз:

$$\bar{e}_a=(T_мTp^2+T_мp+1)\,\bar{e}+(Tp+1)\,\bar{I}_c\,R_0 \qquad (4.23)$$

Моторнинг таркибий схемаси иккита K_3 ва K_4 звеноларидан (4.15,б-расмда узликли чизиқ билан ўралган) иборат бўлиб, мотор $\bar{e}$ ЭЮК бўйича ички манфий тескари боғланиш билан ўралгандир. Бу звеноларнинг узатиш функциялари қуйидаги кўринишга эга:

$$K_3=\frac{1}{Tp+1}; \qquad (4.24)$$

$$K_4=\frac{1}{T_мp} \qquad (4.25)$$

Тузилиш схемасида кирувчи таъсир бўлиб, ЭМК нинг $\bar{e}_a$ ЭЮКи, тўлқинлантирувчи таъсир бўлиб, моторнинг вали- даги статик (юклантирувчи) моментига пропорционал бўлган $\bar{I}_cR_0$ кучланиши хизмат қилади. Кўрсатилган моторнинг таркибий схемаси билан (4.23) тенгламанинг бир-бирига мослигини кўрсатиш учун K_3 звенонинг чиқиш $\bar{x}$ сигналини қуйидаги

$$\bar{x} = (\bar{e}_a - \bar{e})K_3 \qquad (4.26)$$

кўринишда, моторнинг чиқиш коэффициенти $\bar{e}$ ни эса

$$\bar{e} = (\bar{x} - \bar{I}_c R_0)K_4 \qquad (4.27)$$

ифодалаш мумкин. Бу икки тенгламани биргаликда ечиб мотор якори ЭЮК и учун қуйидаги ифодани хосил қиламиз

$$\bar{e} = ((\bar{e}_a - \bar{e})K_3 - \bar{I}_c R_0)K_4 \qquad (4.28)$$

Энди (4.28) га K_3 ва K_4 ларнинг (4.23), (4.25) даги ифодаларини қўйиб, хосил қилинган тенгликни $\bar{e}_a$ га нисбатан ечсак, яна (1.5) ифодани хосил қиламиз. Қўшимча, $\bar{x}$ сигнал бош занжири i токининг R_o қаршиликка кўпайтмаси эканлигини кўрсатиш зурур. (1.9) ифодадан $\bar{x}$ ни аниқлаб ва K_4 нинг ўрнига (1.7) даги ифодани қўямиз:

$$\bar{x} = \frac{\bar{e}}{K_4} + \bar{I}_c R_o = T_м p\bar{e} + \bar{I}_c R_o \qquad (4.29)$$

(4.29) ва (4.22) тенгламаларни барқарор режим учун солиштирганимизда

$$x = iR_0. \qquad (4.30)$$

Тахометрик кўприкнинг узатиш функцияси инерциясиз звено деб қаралади

$$K_{тб} = \frac{\bar{u}_{тк}}{e} = \gamma, \qquad (4.31)$$

бунда γ- мотор ЭЮК билан тахометрик кўприк чиқишидаги кучланиш ўртасидаги пропорционаллик коэффициентидир. Таркибий схемадаги тескари боғланиш занжирида сигнални олиш нуқтаси бўлиб моторнинг $\bar{e}$ ЭЮК хисобланади. Агарда моторнинг магнит оқими Ф=const бўлса, унда ЭЮК бўйича тескари боғланишни тезлик бўйича тескари боғланиш деб қаралса бўлади. Айрим холларда таркибий схемадаги бош занжир йўналишидан зарур бўлган тескари боғланиш учун электр сигналини олиш нуқтаси бўлмаслиги мумкин. Унда бундай нуқтани сунъий хосил қилиш керак. Бунга мисол қилиб қувватли занжирдан кучланиш бўйича тескари боғланиш сигналини олишни кўрамиз.

Кучланиш бўйича манфий тескари боғланиш

4.16,а-расм чизмасида тескари боғланиш занжирига моторга келадиган кучланишнинг бир қисми узатилади. Мотор валида юк кўпайса, якор занжирида бу моментнинг қаршилигини енгиш учун ток кўпаяди. Натижада ЭМК якори қаршилигида кучланиш пасайиши ортади ва ташқарига, яъни мотор якорига келтириладиган кучланиш камаяди. Демак, берилган топшириқ U_0 кучланиш билан тескари боғланиш γu кучланиш орасидаги айирма кўпаяди. Бу эса, ўз навбатида ЭМК нинг бошқариш чулғамига (БЧ) келтирилган кучланишнинг ортишига ва ЭМК чиқишидаги ЭЮК нинг кўпайишига, яъни мотор якоридаги кучланишнинг ошишига хамда унинг тезлигини берилган меъёрда ушлаб туришга хизмат қилади. Бу холда, бош занжир звенолари ва уларнинг узатиш функциялари олдингидек қолади, фақат тескари боғланиш занжирининг элементлари таркиби ўзгаради, холос.

Таркибий схемада кучланиш олишга мос нуқта бўлмаганлиги сабабли уни сунъий хосил қилиш керак. Буни амалга оширишда моторнинг оператор тенгламасидан фойдаланамиз ва уни қуйидаги кўринишда ёзамиз:

$$\bar{u} = (T_{мм}T_м p^2 + T_{мм}p + 1)\bar{e} + (T_м p + 1)\bar{I}_c R_0 \rho_м \qquad (4.32)$$

(4.32) ифода моторнинг ЭЮК ва кучланишини ўзаро боғлайди. Бундаги $\bar{e} = c\omega$; $\rho_м = R_м/R_0$ – мотор якорининг нисбий қаршилиги.

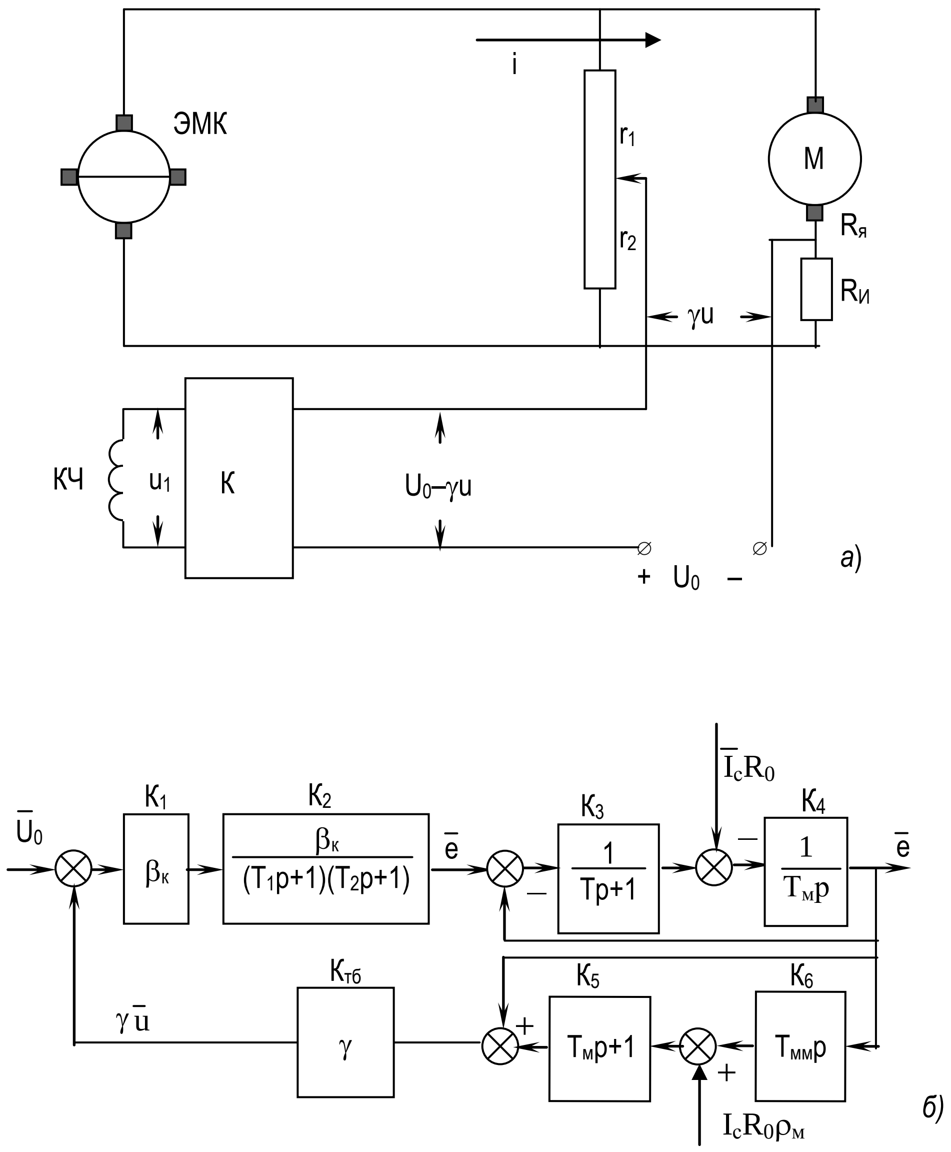
Кучланиш u ни олиш учун тескари боғланиш занжирининг таркибидан (4.16,б-расм) фойдаланиш мумкин. Хақиқатан хам $\bar{e}$ ни $\bar{u}$ га ўзгартирадиган дифференциал тенгламасининг кўринишидаги ифодаси қуйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\bar{u} = \bar{e} + (\bar{e}K_6 + \bar{I}_c R_0 \rho_м)K_5. \qquad (4.33)$$

Агарда (4.33) тенгламадаги K_5 ва K_6 узатиш функцияларининг ўз ифодаларини қўйсак, унда (4.30) тенгламани хосил қиламиз.

2-мисол. Мотор тезлигини якор занжирида магнит кучайтиргич бўлган мўътадилловчи автоматик тизим

Мотор тезлиги бўйича мустахкам манфий тескари боғланиш тахогенератор ёрдамида амалга оширилган мотор тезлигини берилган меъёрда ушлаб туришнинг вазифавий схемаси 4.17,а-расмда келтирилган. Бундан ташқари ўткинчи жараёнлар вақтида пайдо бўладиган тебранишларни тинчлантириш учун мўътадилловчи



4.16-расм. Кучланиш бўйича тескари боғланган функциионал (а) ва тузилиш схемалар (б)

трансформатор ТрМ ёрдамида чизмада тахогенераторни ЭЮК бўйича эластик (турланувчи)[87] манфий тескари боғланиш хам киргизилган. Эластик тескари боғланишни мўътадилловчи таъсир мотор тезлигини вақт ичида берилган қонундан оғишида бу тескари боғланиш келиб чиққан оғишнинг (ўзгаришнинг) ўрнини тўлдиришга интилади. Мустахкам тескари боғланишнинг таъсири эса қуйидагича кечади. Мотор валида (қаршилик) юк моменти кўпайиши билан унинг тезлиги камаяди, натижада валга мустахкам уланган тахогенераторнинг тезлиги ва ЭЮК хам пасаяди. Бунда берилган топшириқ U_0 кучланиш билан тахогенераторни $e_{тг}=\gamma e$ ЭЮК орасидаги айирма ортади. Бу эса магнит кучайтиргичнинг (МК) магнитланиш даражасини кўпайтиради ва унинг ишчи чулғамларининг индуктивлигини камайтиради. Натижада МК чиқишида кучланиш ортади ва моторнинг тезлиги маълум даражадаги аниқлик билан берилган топшириқ қийматига тенглашади.

Агар маълум оралиқда магнит кучайтиргични, вақт доимийсини, кучайтириш коэффициенти хамда ишчи занжири қаршилигини ўзгармас деб олсак, автоматик бошқариш тизимини чизиқли деб қарасак бўлади. Бу тизимнинг таркибий схемаси 4.17,б –расмда келтирилган. Магнит кучайтиргич [1] инерцион звено бўлиб, унинг узатиш функцияси қуйидагича ифодаланади:

$$K_{мк}=\frac{\beta_0}{T_1p+1}, \qquad (4.34)$$

Бунда β_0- бошқариш чулғами БЧ га нисбатан кучланиш бўйича магнит кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти; T_1- магнит кучайтиргичнинг хамма ишлатилган бошқариш чулғамлари вақт доимийларининг йиғиндисига тенг электромагнит вақт доимийлигидир.

Магнит кучайтиргич (МК) ва оралиқ кучайтиргичларни битта К динамик звено сифатида (4.17,б–расм) қараганимизда унинг узатиш функцияси

$$К_1 = \frac{\beta_к \beta_0}{T_1 p + 1} = \frac{\beta}{T_1 p + 1} \qquad (4.35)$$

кўринишга эга бўлади, бунда $\beta_к$-оралиқ кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти.

Моторнинг узатиш функциялари (4.22) ва (4.23) ифодалар билан аниқланади, уларда $T=L_о/R_0$– якор занжирининг электромагнит вақт доимийси бўлиб, мотор якор чулғами хамда МК ишчи чулғамлари $L_о$ индуктивликларининг бош занжири R_0 қаршилигига бўлган нисбати ва $T_м=JR_0/c^2$- якор занжирининг электромеханик вақт доимийлиги билан аниқланади, R_0 қаршилик эса $R_0=R_ф+R_я$ ифода билан хисобланади, бундаги $R_ф$– МК нинг сохта (фиктив) қаршилиги бўлиб, у МК ташқи тавсифининг оғишини аниқлайди (ташқи тавсифлар каталогларда келтирилади ва улар МК ташқи кучланишни юк билан боғлиқлигини кўрсатадиган тавсиф); $R_я$- моторнинг актив қаршилиги $R_ф$ нинг қийматини

$$R_ф = \frac{E_0 - U_н(E_0)}{I_{юн}} \qquad (4.36)$$

боғланиш ёрдамида аниқлаш мумкин, бунда $U_н(E_0)$- МКнинг юк токи $I_{юн}$ номиналга тенг бўлганида ва МКнинг ташқи тавсифи ордината ўқи билан кесишадиган (яъни юк токи $I_ю$= 0 бўлганда) нуқтадаги E_0 ЭЮК билан аниқланадиган МК нинг чиқишидаги кучланиш.

Хақиқий дифференциалловчи контур хисобланган мўътадилловчи трансформаторнинг узатиш функцияси

$$К_c = \frac{kT_c p}{T_c p + 1} \qquad (4.37)$$

билан аниқланади, ундаги T_c, k– мўътадилловчи трансфор-маторнинг вақт доимийси ва кучайтириш коэффициенти.

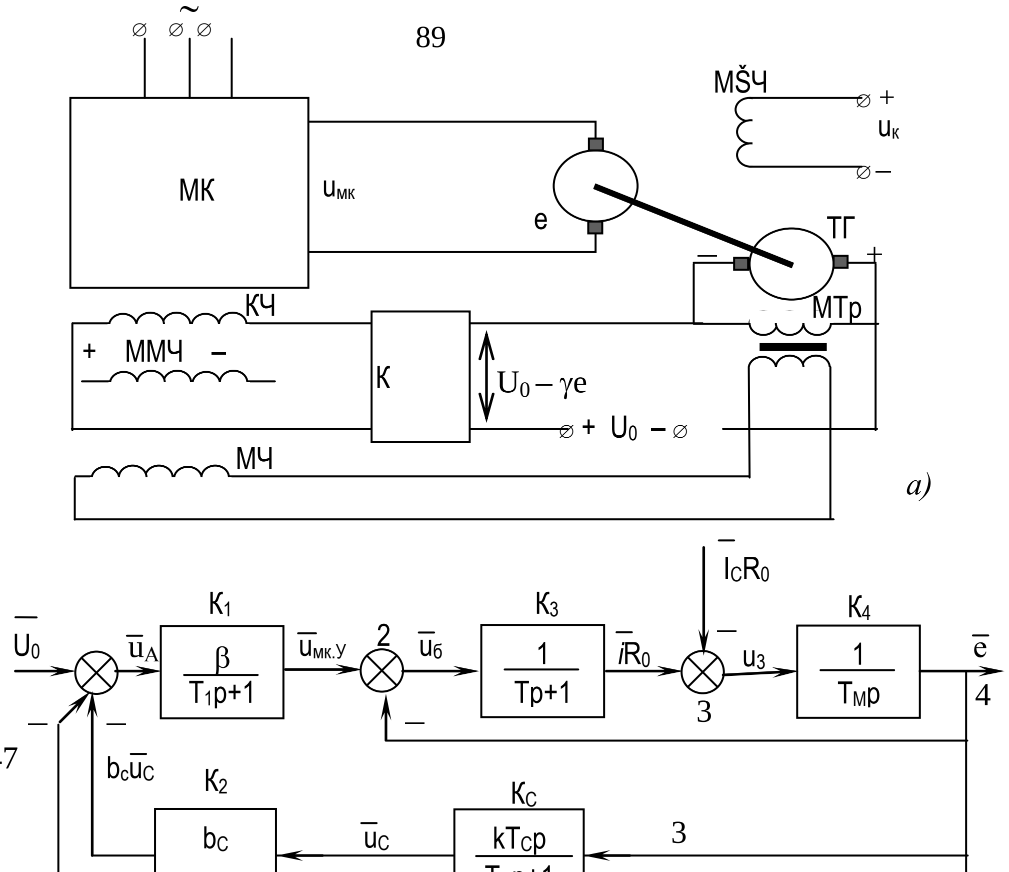
Таркибий схемадаги (4.17,б–расм) эластик тескари боғланиш занжирига мўътадилловчи чулғамнинг β_c - кучайтириш коэффициентини бикр тескари боғланиш β кучайтириш коэффициентига келтириш учун узатиш функцияси $К_2=b_c$ бўлган звено киргизилган бўлиб ва

$$b_c = \frac{\beta_c}{\beta} \qquad (4.38)$$

тенгдир. Шунингдек, таркибий схеманинг мустахкам тескари боғланиш занжирида тахогенератор бўлиб унинг узатиш функцияси қуйидагича ифодаланади:

$$К_{тб} = \gamma \qquad (4.39)$$

89



47

4.17-расм. Якор занжирида магнит кучайтиргич бўлган мотор тезлигини мўътадиллаш автоматик тизимининг функционал (а) ва тузилиш схемалари (б)

4.4 Тузилиш схемаларга асосан тизимнинг узатиш функцияларини ва оператор тенгламаларини тузиш

Тузилиш схемалар автоматик бошқариш тизимларининг узатиш функцияларини (УФ) ва оператор тенгламаларини тузишни осонлаштиради. Динамик тизимларнинг УФ лари нолдан чапга йўналадиган бошланғич шартларни ўз ичига олмайдиган шарт яъни (t<0) асосида тузилади. Тузилиш схемаси чизмалари динамик бўғинларининг УФ лари асосида тузилган дифференциал тенгламаларнинг оператор тенгламаларида хам нолдан чапга камайиб борувчи бошланғич шартларга риоя қилинмайди. Баъзи холларда оператор тенгламаларни тузишда, тизимнинг ўткинчи ва ўзгарувчан жараёнларини бошланғич шарти нолга тенг бўлмаган (t<0) хол учун хам эътиборга олиниши керак бўлади. Бу холда оператор тенгламалар ўзгарувчан эмас, балки тўла ўзгарувчан холатда бўлади.

УФ берилган таъсирларнинг биттасига нисбатан тизимга t=0 берилган хол учун тузилади, иккиламчи таъсирлар 0 га тенг деб қабул қилинади. 4.17,б–расмда берилган таркибий схеманинг оператор тенгламалари ва узатиш функцияларини мисол тариқасида кўриб чиқамиз.

Оператор тенгламалар. 1, 2, ва 3 тугунларидаги таъсирлар (4.17,б–расм), асосида қуйидаги тенгламалар тизимини хосил қиламиз:

$$\left.\begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{U}_0 - \bar{e}K_cK_2 - eK_{тб};\\ \bar{u}_2 &= \bar{u}_A K_1 - \bar{e};\\ \bar{u}_3 &= \bar{u}_Б K_3 - \bar{I}_c R_0. \end{aligned}\right\} \qquad (4.40)$$

Тизимнинг чиқиш (ростлаш) координатаси $\bar{e}$ қуйидаги ифода билан аниқланади

$$\bar{e} = \bar{u}_3 K_4. \qquad (4.41)$$

(4.40) ва (4.41) тенгламаларни биргаликда ечамиз ва $\bar{e}$ учун қуйидаги ифодани хосил қиламиз,

$$\bar{e} = \left\{\left[\left(\bar{U}_0 - \bar{e}K_cK_2 - \bar{e}K_{тб}\right)K_1 - \bar{e}\right]K_1 - \bar{I}_c R_0\right\}K_3. \qquad (4.42)$$

(4.42) тенгламадан $\bar{U}_0$ ва $\bar{I}_c R_0$ таъсирлар билан ростлаш катталиги $\bar{e}$ га боғлиқлиги таркибий схеманинг тенгламасини хосил қиламиз:

$$\bar{e} = \frac{91\ \bar{U}_0 K_1 K_3 K_4 - \bar{I}_c R_0 K_4}{1 + K_c K_2 K_1 K_3 K_4 + K_{тб} K_1 K_3 K_4 + K_3 K_4}.$$

Бу тенгламага кўрсаткичларнинг мос узатиш функцияларини қўямиз

$$\bar{e} = \frac{\bar{U}_0 \beta (T_c p + 1) - \bar{I}_c R_0 (Tp + 1)(T_1 p + 1)(T_c p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_м T p^2 + T_м p + 1)(T_c p + 1) + (b_c k + \gamma)\beta T_c p + \gamma\beta}. \qquad (4.43)$$

Узатиш функциялари (УФ). (4.43) оператор тенгламасидан берилган ёки ташқи таъсир бўйича узатиш функциясини тузиш мумкин.

Биринчи холатда (4.43) тенгламадаги $\bar{I}_c R_0$ ташқи таъсирни нолга тенг деб олиб, тузилиш схемасининг берилган таъсири бўйича УФ ни топамиз:

$$W(p) = \frac{\bar{e}}{\bar{U}_0} = \frac{\beta (T_c p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_м T p^2 + T_м p + 1)(T_c p + 1) + (b_c k + \gamma)\beta T_c p + \gamma\beta}. \qquad (4.44)$$

Агар (4.43) тенгламадаги $\overline{U}_0$ берилган таъсирни нолга тенг деб олсак, у холда тизимнинг ташқи таъсири бўйича УФ ни топамиз:

$$W(p)=\frac{\bar{e}}{-\bar{I}_c R_0}=\frac{(Tp+1)(T_1p+1)(T_cp+1)}{(T_1p+1)(T_м Tp^2+T_м p+1)(T_cp+1)+(b_ck+\gamma)\beta T_cp+\gamma\beta}. \quad (4.45)$$

бўлади. (4.43) оператор тенгламаси хамда УФ лари (4.44) ва (4.45) ларнинг махражлари бир хил кўринишга эга, яъни тузилиш схемасининг характеристик тенгламасини беради:

$$a_4p^4+a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0=0, \quad (4.46)$$

бу ерда,

$$a_4=T_1TT_мT_c; \quad a_3=(T_1T+T_1T_c+TT_c)T_м;$$
$$a_2=T_1T_м+T_1T_c+TT_м+T_cT_м;$$
$$a_1=T_1+T_м+(1+(b_ck+\gamma)\beta)T_c; \quad a_0=1+\gamma\beta.$$

САВОЛ ВА ТОПШИРИҚЛАР

1. Автоматик бошқариш тизимининг тузилиш схемаларининг элементлари хақида тушунча беринг
2. Звенолар кетма-кет уланганда эквивалаент узатиш функцияси қандай аиқланади?
3. Звенолар параллел уланганда эквивалаент узатиш функцияси қандай аиқланади?
4. Мусбат ва манфий ткскари боғланишлар мавжуд бўлганда тизимнинг узатиш функцияси қандай аиқланади?
5. Звеноларни инверсли алмаштириш қандай амалга оширилади?
6. Сигнални олиш нуқтаси қандай кўчирилади?
7. Жамловчи элемент схеманинг бошқа жойига қандай кўчирилади?
8. Ташқи таъсир қандай кўчирилади?
9. ЭМК-М тизимининг тузилиш схемасини чизиб беринг
10. Тузилиш схемасини асосан тизимнинг оператор тенгламасини тузиб беринг.

V. АВТОМАТИК БОШҚАРИШ ТИЗИМИНИНГ БАРҚАРОРЛИГИ

93

5.1 Чизиқлаштирилган тизимларнинг барқарорлик тушунчаси

Автоматик бошқариш тизими (АБТ), хар қандай динамик тизим каби, доимо хар хил таъсирлар остида бўлиб, мувозанат холати бузилиб, уларда ўткинчи жараёнлар кечади. Бундай таъсирларга машина юкламаси, таъминот энергиясининг бирорта кўрсаткичи, машина қисмларидаги қаршилик кучлари ёки харакатининг ўзгариши кабилари мисол бўлади. Натижада тизим мувозанат холатидан чиқиб, ўткинчи жараён туфайли назорат қилинадиган қиймат ўзгаради, хато пайдо бўлади. Барқарор АБХ таъсир йўқолганидан кейин яна олдинги холатга қайтиб келади ёки таъсир қолса тизим янги мувозанат холатини эгаллайди. Бунда сифатли АБХ мувозанат холатига ўтишда қиладиган хатоси ва вақти бузилган миқдорда бўлади. Агар тизим сифатсиз бўлса, хато катта бўлиб, ишни ёки махсулотни сифатига, сонига, ишчи машина ёки технологиянинг шикастланишига ёки бузилишга олиб келади. Худди шунингдек беқарор АБХ хам катта зарар ёки таловатларга олиб келиши мумкин. Шу сабабли беқарор АБТ ишга яроқли бўлмайди ва у хавф туғдиради. Техникадаги, табиатдаги барча хақиқий тизимлар озми-кўпми ночизиқ бўлади. Тизимларнинг ночизиқ бўлишига хаддан ташқари омиллар кўпдир. Шу билан бирга кўпгина тизимлар чизиқлиликка яқиндир, шунинг учун уларни амалиётда чизиқли деб олса ва лойихасини яратса катта хато бўлмайди.

Шу билан бирга ночизиқли тизимлар хаёт учун мухим ва улардан тўғри ва унумли фойдаланиш зарур.

Биз қарайдиган тизимларни чизиқлаштирилган деб хисоблаймиз. Булар қаторига деярли чизиқли ва маълум чегарада чизиқлаштирилган тизимлар киришини эътиборга оламиз. Умуман олганда тизим хақиқий тизимни идеаллаштирилган модели деб қараса хам бўлади.

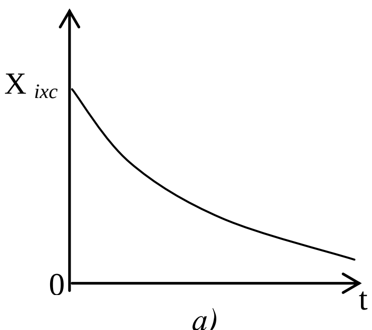
Чизиқли тизимнинг барқарорлиги деб, вақт ўтиши билан ўткинчи жараённинг сўниш хусусиятига, бошқача қилиб айтганда, тизимнинг хусусий (эркин) харакатини қуйидаги

$t \to \infty$ бўлганда $X_{ixc} \to 0$ (5.1)

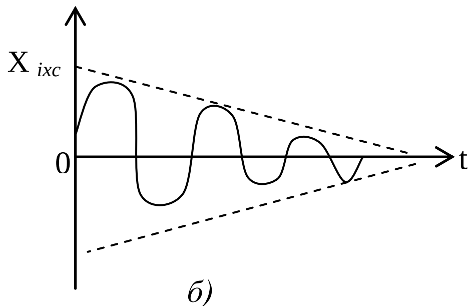
хоссасига айтилади.

Яна бу (5.1) математик асослашда, АБТ характеристик тенгламасининг барча хақиқий илдизларини (формула) манфий ишорага эгалиги кўзда тутади. Бундай ечим тенглама илдизи фақат манфий хақиқий қисмга эга бўлса, 5.1 а-расмдаги, илдиз комплекс қийматга эга бўлиб, хақиқий қисми манфий бўлса 5.1,б-расм кўринишли сўнувчи ўткинчи жараён графигига эга бўлади.

Агарда характеристик тенгламани λ_i илдизларидан бирортаси мусбат эга бўлса, 5.2,а-расм (фақат хақиқий қисмли илдиз) ёки 5.2,б-расм (комплекс илдизли) да кўрсатилган ўсиб борувчи ўткинчи жараёнга эга бўлади.



а)



б)

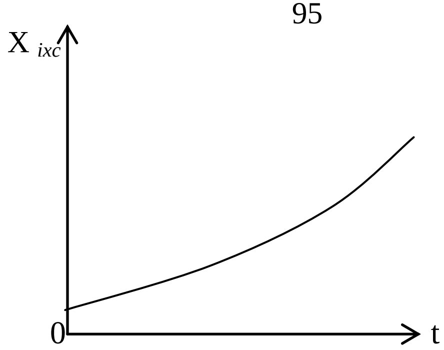
5.1-расм. Барқарор тизимнинг ўткинчи характеристикаси

Агарда характеристик тенглама илдизлари ичида бирорта нолга (λ_i=0) тенг ёки соф бир жуфт мавхум ($\lambda_{I,i+1}=\pm j\omega$) илдизга эга бўлса, қолган илдизларнинг барчасида хақиқий қисмлари манфий ишорали бўлса, унда АБТ барқарорлик чегарасида жойлашган деб, тан олинади. Чунки нолга тенг илдиз, бу мусбат ва манфийлар орасидаги чегара бўлади, соф мавхум илдиз эса бу мусбат хақиқий қисмли комплексли илдизлар ўртасидаги чегара деб қаралишидан келиб чиқади.

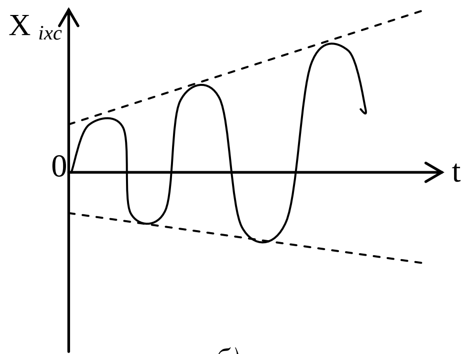
Ёпиқ тизимларнинг етарли барқарорлиги зарур бўлгани учун уларнинг чегара холини четда қолдирамиз.

Демак, чизиқли тизимни барқарорлик шарти бўлиб, унинг характеристикаий тенгламасини барча λi илдизлари комплекс λ ўзгарувчининг чап ярим текислигида жойлашган (5.3-расм) бўлиши шарт. Илдизлар текисликнинг мавхум ω ўқи барқарорлик чегараси бўлиб хизмат қилади.

Чизиқли тизимни уч турли барқарорлик чегарасини ажратиш мумкин, булар қуйидагилар билан бахоланади:



а)

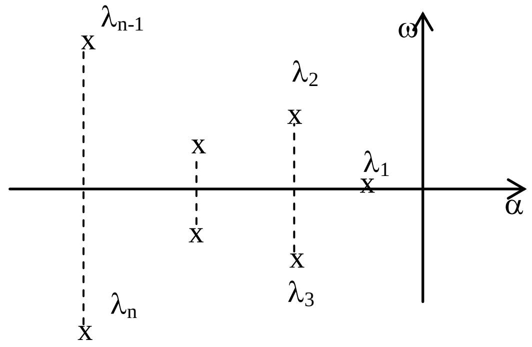


б)

5.2-расм. Барқарор бўлмаган тизимнинг ўткинчи характеристикаси

а) нолга тенг илдиз $\lambda_1=0$;
б) соф мавхум жуфт илдиз $\lambda_{1,2}=\pm j\omega$;
в) чексиз узоқлаштирилган илдиз $\lambda_1=\infty$

Комплекс текисликда чексизликни чексизликка узоқлаштирилган нуқта ёки нолга тескари деб қаралади. Шу сабабли уни хам мусбат (ўнг) ва манфий (чап) ярим текисликларнинг чегараси бўлиб хисобланади.



5.3-расм. Барқарор тизим илдизларининг жойлашуви

Биринчи $\lambda_1=0$ холда барқарорлик чегараси нодаврий (апериодик), иккинчи ($\lambda_{1,2}=\pm j\omega$) холда тебранма деб аталади. Шунинг билан бирга илдизни мавхум қисм ω қиймати барқарорлик тизимни сўнмас тебраниш частотасига тенг бўлади, чунки чегарасидаги бўлганда

$$X_{xc}=A\sin(\omega t+\beta)$$

ечимга эга бўламиз, бунда A ва β бошланғич шартлар билан аниқланади.

5.2. Раус–Гурвиц мезони бўйича барқарорликни аниқлаш

Юқорида кўрсатилгандек, тизимнинг барқарорлиги хақида уни характеристиктенгламаси илдизларига қараб фикр юргизиш зарурлигини англадик. Аммо юқори даражали тенгламанинг илдизларини аниқлаш мураккаб масаладир. Шу сабабли характеристик тенгламанинг илдизларини аниқламасдан бевосита тенглама коэффициентлари асосида хулоса берадиган барқарорлик мезонлари яратилган. Бундай мезонларни хар хил шакллари ва уларнинг назарий асослари олий алгебра фанида батафсил ўтилади. Автомат ростлаш назариясида эса алгебраик мезонлардан энг кўп ишлатиладиганлари бу Раус ва Гурвиц мезонлари бўлиб, биз асосан Гурвиц мезонини кўриш билан чекланамиз, чунки уларнинг мазмуни бир бўлиб, баёнлаш шакли хар хилдир.

Раус–Гурвиц мезони тизим барқарорлигини аниқлашнинг алгебраик усулидир. Бу усулга биноан ёпиқ АРТ нинг характеристик тенгламаси

$$a_0p+a_1p^{n-1}+\ldots+a_{n-1}p+a_n=0 \qquad (5.2)$$

$a_0>0$ бўлганида a_n коэффициентларидан устун ва қаторларининг сони ўзаро тенг бўлган квадрат матрица тузилади:

$$\Delta=\begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & 0\ldots0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0\ldots0 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5\ldots0 & 0 \\ \ldots & & & a_{n-1} & 0 \\ 0\ldots0 & 0 & 0\ldots. & a_{n-2} & 0 \end{vmatrix}$$

Матрицанинг бош диагонали бўйича a_1 дан бошлаб a_n гача бўлган коэффициентлар ёзилади. Шу диагоналдан юқорига ўсиб борувчи коэффициентлар, пастга эса индекси камайиб борувчи коэффициентлар ёзилади. Мавжуд бўлмаган коэффициентларнинг ўрни ноллар билан тўлдирилади.

Чизиқли тизим турғунлиги учун характеристик тенглама коэффициентларидан тузилган (5.3) матрицанинг n-та детерминантлари мусбат ишорали бўлишлиги зарур ва етарлидир. Бош детерминантлар:

$$\Delta_1 = a_1 > 0; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} > 0; \ \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} > 0; \qquad (5.3)$$

Булар Гурвиц детерминантлари (аниқловчилари) деб аталади. Гурвицнинг охирги аниқловчиси, юқоридаги (5.3) матрицага биноан детерминанти:

$$\Delta_n = \Delta_{n-1} a_n \qquad (5.4)$$

Шу сабабли уни мусбатлилиги $\Delta_{n-1} > 0$ бўлганида ва $a_n > 0$ бўлиш билан изохланади. Буларнинг ичида Гурвиц детерминантларининг охиридан олдингиси, яъни Δ_{n-1} аниқловчи энг мухимидир.

Айрим тенгламалар учун мисол сифатида Гурвиц мисолининг ишлатилишини кўрамиз.

1. Учинчи даражали тенглама:

$$a_0p^3 + a_1p^3 + a_2p^3 + a_3 = 0$$

Бош детерминант

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix}$$

Гурвиц шарти

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1a_2 - a_0a_3 > 0$$

Демак тизим барқарор бўлишлиги учун барча a_0, a_1, a_2, a_3– коэффициентлар мубат бўлиши ва Гурвиц шарти бажарилиши зарур.

2. Тўртинчи даражали тенглама:

$$a_0p^4 + a_1p^3 + a_2p^3 + a_3p + a_4 = 0$$

Бош детерминант

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & a_0 & a_4 \end{vmatrix}$$

Гурвиц шарти

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1a_2 - a_0a_3 > 0$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_1(a_2a_3 - a_1a_4) - a_0a_3^{\ 2} > 0$$

ёки $\Delta_2 = a_3(a_1 a_2 - a_3 a_0) - a_1^2 a_4 = a_3\Delta_1 - a_1^2 a_4 > 0$

Аниқловчи Δ_2 мусбат бўлиши учун албатта $\Delta_1 > 0$ бўлиши шарт. Шу сабабли тўртинчи даражали тенглама учун барқарорлик шарти қуйидаги нисбатан билан ифодаланади:

$$a_3(a_1 a_2 - a_3 a_2) - a_1^2 a_4 > 0$$

3.Бешинчи даражали тенглама:

$$a_0p^5 + a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p + a_5 = 0$$

бундай тенглама билан ифодаланган тизимнинг барқарорлиги учун

$$\Delta_2 = a_1(a_2a_3 - a_1a_4) - a_0(a_3^2 - a_5a_1) > 0;$$

$$\Delta_3 = (a_3a_4 - a_2a_5)(a_1a_2 - a_0a_3) - (a_1a_4 - a_0a_5)^2 > 0;$$

бўлиши шарт.

Раус ва Гурвиц мезони бўйича тизим барқарорлигини аниқлашга мисол келтирамиз: 4.17,б- расмда берилган [1] тизим барқарорлигини текшириш учун қуйидаги кўрсаткичлар берилган:

$T_1 = 0{,}1$ *с;* $T_м = 0{,}2$ *с;* $T_с = 0{,}1$ *с;* $T = 0{,}05$ *с;* $\beta = 20$*;* $b_ck = 0{,}1$*;* $\gamma = 0{,}2$.

$-I_cR_0 = 0$ деб қабул қилиб, 4.17,б- расмдан бош тескари боғланишни ўз ичига оладиган (5.4-расм), бир звеноли очиқ тузилма схемасини хосил қиламиз:

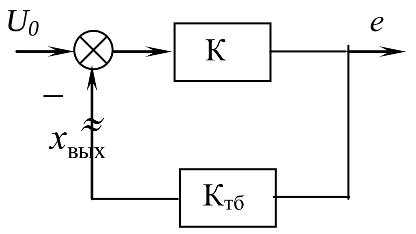
Бунда:

$$K=\frac{K_1K_3K_4}{1+K_2K_cK_1K_3K_4}=\frac{\beta(T_cp+1)}{(T_1p+1)(T_мTp^2+T_мp+1)+\beta b_ckT_cp} \qquad (5.5)$$

99

га тенг. Тескари боғланиши узилган тизимнинг (5.4-расм), узатиш функциясини ёзамиз:

$$W(p)=KK_{т.б}=\frac{\gamma\beta(T_cp+1)}{(T_1p+1)(T_мTp^2+T_мp+1)(T_cp+1)+\beta b_ckT_cp} \qquad (5.6)$$



5.8-расм. Тескари боғланиши узилган схема

(5.6) тенгламанинг махражини алохида ечамиз:

$$(T_1p+1)(T_мTp^2+T_мp+1)(T_cp+1)+\beta b_ckT_cp=T_1T_cT_мTp^4+T_мT_1Tp^3+$$
$$+T_мTT_cp^3+T_мT_cT_1p^3+T_мTp^2+T_мT_1p^2+T_мT_cp^2+T_1T_cp^2+T_мp+$$
$$+T_1p+T_c+\beta b_ckT_cp$$

ва характеристик тенгламанинг коэффициентларини Раус–Гурвиц мезони бўйича алгебраик натижаларини аниқлаймиз:

$$W(p)=\frac{b_1p+b_0}{a_0p^4+a_1p^3+a_2p^2+a_3p+a_0} \qquad (5.7)$$

Бу ерда, $a_0=T_мT_1TT_c=0,2\cdot0,1\cdot0,05\cdot0,1=0,0001;$

$a_1=T_мTT_1+T_мTT_c+T_1T_cT_м=0,2\cdot0,05\cdot0,1+0,2\cdot0,05\cdot0,1+0,1\cdot$
$\cdot0,1\cdot0,2=0,004;$

$a_2=T_мT+T_м(T_1+T_c)+T_1T_c=0,2\cdot0,05+0,2\cdot(0,1+0,1)+0,1\cdot$
$\cdot0,1=0,06;$

$a_3=T_м+T_1+T_c(1+\beta b_ck)=0,2+0,1+0,1\cdot(1+20\cdot0,1)=0,6;$

$a_4=1;$

$b_0=\gamma\beta=0,2\cdot20=4;$

100

$b_1=\gamma\beta T_c=0,2\cdot20\cdot0,1=0,4.$

Гурвиц мезони бўйича $a_0>0$; $a_1>0$; $a_2>0$; $a_3>0$; $a_4>0$ бўлгани сабабли зарурий шарт бажарилган. Аммо етарли бўлишлиги учун $\Delta_{n-1}=a_3(a_1a_2-a_0a_3)-a_4a_1^2>0$ шарт хам бажарилиши керак. Фақат ўша холдагина тизим барқарор дейилади, яъни

$$\Delta_1=\begin{vmatrix}a_1 & a_3\\ a_0 & a_2\end{vmatrix}=a_1a_2-a_3a_0=0,004\cdot0,06-0,6\cdot0,0001=0,00018>0;$$

$$\Delta_2=\begin{vmatrix}a_1 & a_3 & 0\\ a_0 & a_2 & a_4\\ 0 & a_1 & a_3\end{vmatrix}=a_1(a_2a_3-a_1a_4)-a_0a_3^2=0,004(0,06\cdot0,6-0,004\cdot1)-$$
$$-0,0001\cdot0,6^2=92\cdot10^{-6}>0.$$

Натижалар ва коэффициентлар манфий эмас, демак Гурвиц мезони бўйича тизим барқарор.

5.3 Найквист мезони бўйича барқарорликни аниқлаш

Найквист мезони частота характеристикалардан фойдаланишга асосланган бўлиб, у очиқ тизимни амплитуда–фаза характеристикаси бўйича ёпиқ АБТ барқарорлиги хақида хукм чиқаришга имкон беради. Бунинг учун мисол сифатида бир контурли (4.4–расм) тизимни оламиз. Ёпиқ тизим учун узатиш функцияси:

$$W(P)=\frac{W_0(P)}{1+W(P)} \qquad (5.8)$$

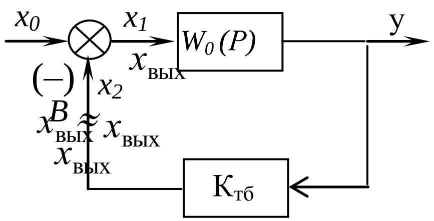
бунда $W(P)=W(P)\cdot W_{tб}(P)$

Шунингдек В нуқтадан узилган очиқ тизимни W(P) узатиш функциясидир. Умумий холда $W_0(P)$ бир нечта кетма-кет уланган $W_1(P)_1$ $W_2(P)_1\ldots$ звенолардан иборат бўлиши мумкин. Энди Найквист мезонини талабига мувофиқ очиқ ва ёпиқ холатли контурларнинг УФ орасидаги боғланишни аниқлаймиз.

$$1+W(P)=1+\frac{D(P)}{G(P)}=\frac{G(P)+D(P)}{G(P)} \qquad (5.9)$$

функцияни кўрамиз. Бундаги ифоданинг сурати ёпиқ холатдаги тизимни характеристик полиноми (кўп хади) бўлса, махражи бош тескари боғланиш занжири бўйича очиқ тизимни характеристик полиномидир.

101



5.5–расм. Бир контурли ёпиқ тизимнинг функционал схемаси.

Очиқ тизимни УФ

$$W(P)=\frac{D(P)}{G(P)} \qquad (5.10)$$

(5.8) ифодадан кўриниб турибди.

Амалиётда ишлатиладиган тизимларда D(P) полиномини даражаси G(P) полиномидан ошмайди, унда ёпиқ тизимнинг характеристик тенгламаси

$$G(P)+D(P)=0 \qquad (5.11)$$

илдизлар сони очиқ тизим характеристик тенгламаси

$$G(P)=0 \qquad (5.12)$$

илдизлари сонига тенг бўлади.

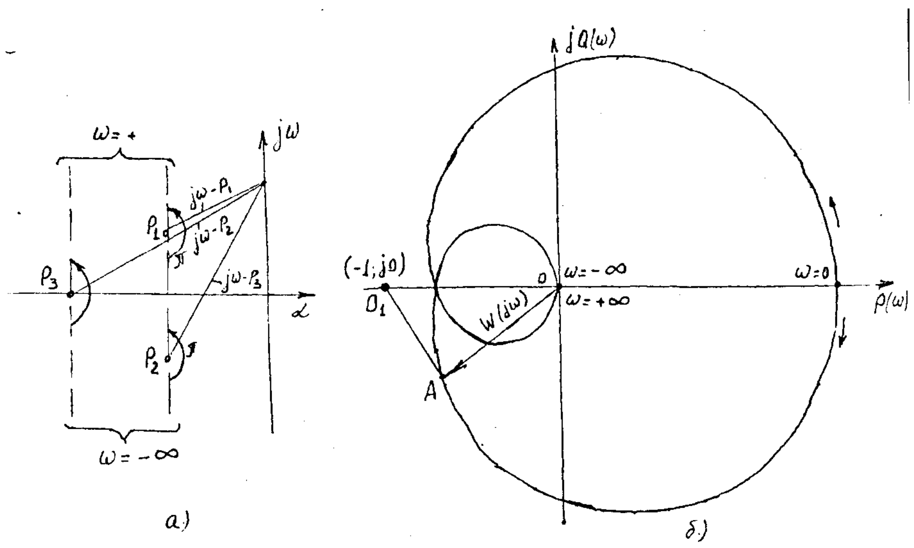
Найквист мезони бўйича хулоса чиқаришда тизим ёпиқ холда хам барқарор деган фикрга асосланади, яъни (5.11) ва (5.12) тенгламаларининг илдизларини хақиқий қисмларини манфий ишорали деб қабул этган бўламиз.

Оператор p=jω деб қабул этиб (5.8) тенглама сурат ва махражларини оддий кўпайтувиларга ажратиб ёпиқ тизим амплитуда-фаза характеристикавий тенгламасини оламиз:

$$1+W(j\omega)=\frac{G(j\omega)+D(j\omega)}{G(j\omega)}=\frac{(j\omega-p_1)(j\omega-p_2)\ldots(j\omega-p_n)}{(j\omega-s_1)(j\omega-s_2)\ldots(j\omega-s_m)}=\frac{Ae^{j\varphi_A}}{Be^{j\varphi_B}} \qquad (5.13)$$

бунда p_1, p_2,... p_n; s_1, s_2, …, s_m (5.11) ва (5.12) тенгламаларни тегишли илдизлари.

102



5.6–расм. Найквист мезонига шархлар: комплекс текисликда векторларнинг жойлашиши (а); очиқ тизимнинг АФХ си

Бу (5.13) ифода сурат ва махражидаги кўпайтмалар комплексли текислик мавхум ўқининг чап томонида жойлашган векторларни ифодалашади. Хар бир вектор тенглама илдизига тенг нуқтадан бошланиб, охири эса мавхум ўқда ётади.

Агар ω частота –∞ дан +∞ гача ўзгарса, хар бир вектор π бурчакка бурилади. (5.13) ифодани суратидаги векторни А модули барча векторлар модулларини кўпайтмасига, φ – аргументи эса ўша m векторлар аргументларининг йиғиндисига тенгдир. Шу сабабли ω частота $-\infty$ то $+\infty$ ўзгарганда натижавий D(P)+G(P) вектор $\varphi_а = m\cdot\pi$ бурчакка бурилади. Шарт бўйича G(P) илдизлари хам мавхум ўқдан чапда ётганлиги учун B модулга эга натижавий векторни $\varphi_в$ бурчаги ω частота $-\infty$ то $+\infty$ ўзгарганда у хам mπ тенг бўлади. Шунинг учун 1+W(jω) векторнинг бурилиш бурчаги ω частота $-\infty$ то $+\infty$ ўзгарса

$$\varphi_а-\varphi_в= m\pi - m\pi=0 \qquad (5.14)$$

тенг бўлади.

Очиқ тизимни амплитуда фаза характеристикаси (АФХ) p=jω алмаштириш билан (5.10) тенгламадан олса бўлади:

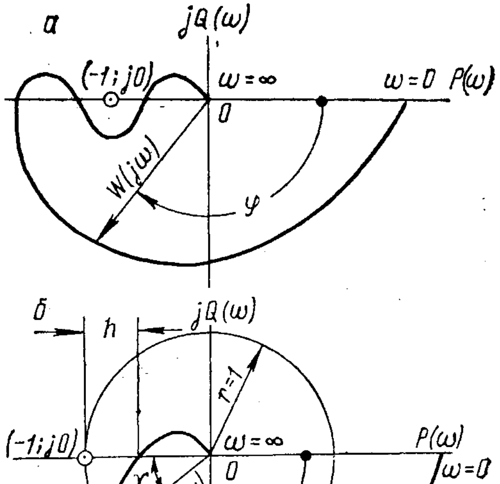
$$W(j\omega)=\frac{D(j\omega)}{G(j\omega)}=\frac{a_0(j\omega)^n\, a_1(j\omega)^{n-1}+\ldots+a_n}{b_0(j\omega)^m+b_1(j\omega)^{m-1}+\ldots+b_m}=P(\omega)+jQ(\omega) \quad (5.15)$$

Бу вектор барқарорлик худуди чегарасини ттавсифлайди. Агарда сурат хадининг даражаси махражникидан (m<n) кичик бўлса, унда $\omega\to0$ бўлса, $W(j\omega)\to$ an/вn бўлади, сурат ва махраж даражалари тенг (m=n) бўлса, унда $W(j\omega)\to a_0/в_0$ бўлади.

Агар ω частота $-\infty$ то $+\infty$ ўзгарса, АБХ АФХ абцисса ўқига нисбатан (5.6–расм) симметрик жойлашган. Агарда (–1; jo) координатали нуқта АФХ уринма вектор ўтказсак, бу холда 1+W(jω) вектор оламиз, чунки

$$O_1A=OA-(-1)=1+OA=1+W(j\omega)$$

Частота $-\infty$ то $+\infty$ оралиқда ўзгарса, 1+ W(jω) вектор учи АФХ бўйича силжийди, векторнинг ўзи эса натижавий қиймати нолга тенг бурчакка бурилади. Бу холат (-1; j0) координатали нуқта АФХ ташқарисида ётган бўлсагина мумкиндир. Бу шарт (5.14) тенглик шартига мувофиқ, бу эса тизим барқарор бўлганида мумкин.



5.7–расм. АФХ бœйича барšарорликни анišлаш: а) барšарор тизим АФХ; б) модул ва фаза бœйича турђунлик заќирани анišлаш

Шундай қилиб, Найквист мезонига мувофиқ, очиқ тизимнинг АФХ (–1; jo) координатали нуқтани қамраб олмаган бўлса, унда ёпиқ тизим барқарор бўлади.Барқарор тизимни кўрсатадиган частота характеристикаси эгрилиги (4.5,б–расм) абцисса ўқини (–1; jo) нуқтанинг ўнг томонидан кесиб ўтади, уни биринчи турли амплитуда фаза характеристикаси деб айтилади.

Абцисса ўқи билан чапидан ва ўнгидан кесишадиган эгриликка иккинчи турдаги АФХ деб аталади. бу холда (-1;j0)
нуқта чапидан абцисса ўқини АФХ эгрилиги томонидан мусбат (юқоридан пастга) ва манфий (пастдан юқорига) кесишлар айирмаси нол бўлса, тизим ёпиқ холда барқарор бўлади.

АФХ бўйича тизимнинг барқарорлиги тахлил қилинганда модул ва фаза бўйича захира тушунчаси киргизиш ўринли бўлади. Агар (–1;jo) нуқтадан (5.7,б–расм) радиуси бирга тенг айлана ўтказсак, доиранинг АФХ эгрилиги билан кесишган А нуқтани оламиз. Унда модул бўйича захира миқдори h кесим узунлиги билан, фаза бўйича захирани χ бурчаги билан аниқлаймиз.

Найквист мезони бўйича юқорида келтирилган тизим барқарорлигини аниқлаш учун (5.7) тенгламадаги p ни $j\omega$ га алмаштириб, белгилашлар киритамиз:

$$W(j\omega)=\frac{b_1(j\omega)+b_0}{a_0(j\omega)^4+a_1(j\omega)^3+a_2(j\omega)^2+a_3(j\omega)+a_0} \qquad (5.16)$$

(5.16) ни соддалаштирамиз:

$$W(j\omega)=\frac{A+jB}{C+jD} \qquad (5.17)$$

Бу ерда,

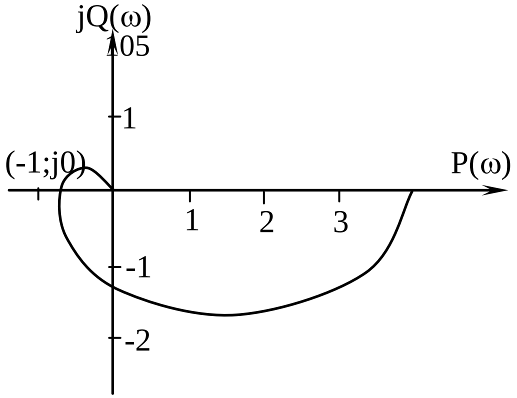
$A=b_0=4$; $\quad C=a_4-a_2\omega+a_0\omega^4=1-0{,}06\omega^2+0{,}0001\omega^4$;

$B=b_1\omega=0{,}4$; $\quad D=\omega(a_3-a_1\omega^2)=0{,}6\omega-0{,}004\omega^3$

$W(j\omega)$ нинг сурат ва махражини махраж қўшма комплексга кўпайтириб, хақиқий қисмини $P(\omega)$ ва мавхум $jQ(\omega)$ қисмларини ажратиб

$$W(j\omega)=P(\omega)+jQ(\omega), \qquad (5.18)$$

ёзамиз.



5.8-расм. Найквист мезони бўйича барқарорликни аниқлаш АФХси

Бу ерда,

$$P(\omega)=\frac{AC+BD}{C^2+D^2}; \quad Q(\omega)=\frac{BC-AD}{C^2+D^2} \qquad (5.19)$$

Давртезлик ω га *0, 1, 5, 10, 15, 20* ва бошқа қийматлар бериб, (5.19) тенгламадан $P(\omega)$ ва $Q(\omega)$ миқдорларни топиб, АФХ ни қурамиз (5.8–расм). АФХ (-1; j0) бўлган нуқтани ўраб олмагани учун тизим Найквист мезони бўйича барқарордир.

5.4 Михайлов мезони бўйича барқарорликни аниқлаш

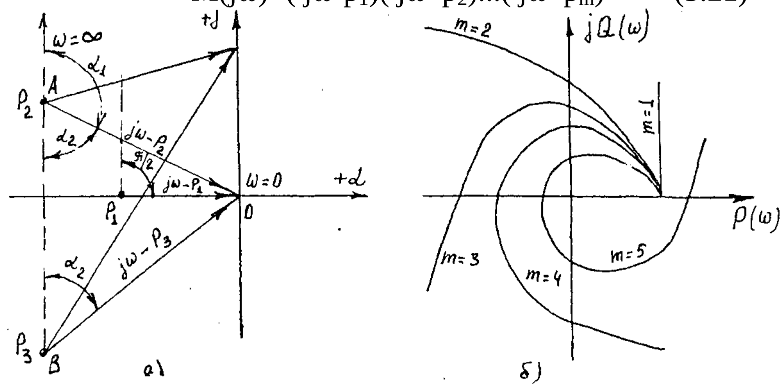
Михайлов мезони ёпиқ тизим характеристик вектори учи чизадиган годографи (эгрилиги) бўйича тизимнинг барқарорлиги хақида хулоса қилишга имкон беради.

Агар p алмаштирилиб, унинг ўрнига jω қўйилса ва ω эса 0 то ∞ ўзгартирилса, унда вектор ўзининг учи билан комплекс текисликда Михайлов эгрилигини чизади. Бу (5.20) ифода p=jω деб олганда m даражадаги полином бўлиб, уни кўпайтмаларга ажратиб ёзиш мумкин:

Бу характеристик вектор (5.11) тенгламадан олиниши мумкин.

$$M(p)=D(p)+G(p) \qquad (5.20)$$

$$M(j\omega)=(j\omega-p_1)(j\omega-p_2)\dots(j\omega-p_m) \qquad (5.21)$$



5.9–расм. Михайлов мезони бўйича барқарорликни аниқлаш. а) Михайлов мезонининг исботи учун график; б) Михайлов эгрилиги

Ёзилган (5.21) тенгламани ёпиқ тизим барқарор деган фикр билан ёзилган. Унинг ўнг томони илдизлари (5.9,а–расм) текислигини мавхум ўқининг чап томонидан жойлашган векторлар кўпайтмасидан иборатдир.

Чунки хақиқий илдизларга мос бу ($j\omega$-p_n) векторлар абцисса ўқи билан биргаликда бўлгани учун ω нинг 0 то ∞ ўзгаришида уларнинг хар бири $\pi/2$ бурчакка бурилади. Бунда хар бир қўшма комплекс жуфт илдизлар π бурчакка бурилади. Хақиқатдан хам ω $0\div\infty$ ўзгарганда ($j\omega$-p_2) вектор α бурчакка, вектор ($j\omega$-p_3) эса α_2 бурчакка бурилади. $<ABO=<BAO=\alpha_2$ (ΔOAB–тенг қиррали учбурчак) бўлгани учун икки векторни натижавий бурилиш бурчаги $\alpha_1+\alpha_2=\pi$. Шундай қилиб, m векторлар кўпайтмасидан хосил бўлган μ ($j\omega$) вектор бу шартларда $m\cdot(\pi/2)$ бурчакка бурилади, уларинг аргументлари эса кўпайтмада ўзаро қўшилишади.

Михайлов эгрилиги $\omega=0$ бўлганда хақиқий ўқни мусбат йўналишида характеристик тенгламани эркин хадига тенг бўлакка ажратади. Характеристик векторнинг боши координата бошига тўғри келади. Шу сабабли агар тизим барқарор бўлса, ўз айланишида хеч бир жойда нолга айланмаслиги керак.

Михайлов мезони қуйидагича таърифланади:

Ёпиқ тизимнинг барқарор бўлиши учун частота $0\div\infty$ оралиғида ўзгарганда характеристик вектор мусбат йўналишида ўз харакатини хақиқий ярим ўқни мусбат қисмидан бошлаб комплекс текисликни m квадратини ўтиши ва хеч ерда нолга айланмаслиги керак.

Барқарор ёпиқ тизимлар учун Михайлов эгриликлари 5.9,б–расмда келтирилган. Улар хар хил даражали (m=1; 2; 3; 4; 5) тенгламаларга тегишлидир. Агарда (5.21) тенгламадан олинадиган $\mu(j\omega)$ полином мусбат ишорали хақиқий қисмли илдизларга эга бўлса, унда тизим барқарор бўлади. Бу илдизлар сонини эгриликнинг кўринишидан аниқлаб олса бўлади. Агар ($\mu j\omega$) векторни тўлиқ бурилиш бурчаги $(M-2r)(\pi/2)$ тенг бўлса, унда илдизлар сони r га тенг бўлади. Бунда r хақиқий қисми мусбат бўлган илдизлар сони.

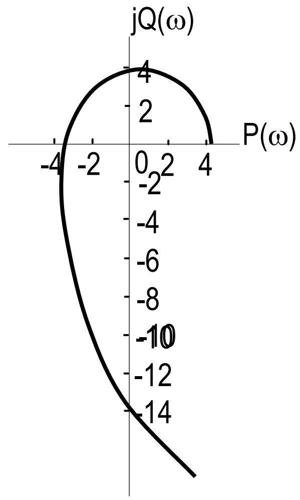
4.17,а– расмда берилган тизимнинг барқарорлигини Михайлов мезони б¢йича аниқлаймиз. Ёпиқ тизимнинг вектор характеристикаси (4.46) тенглама б¢йича аниқланади ва қуйидагича ёзилиши мумкин:

$$M(p)=a_0p^4+a_1p^3+a_2p^2+a_3p+a_4 \qquad (5.22)$$

Юқорида к¢риб ¢тилган масалада берилган коэффициентларни оламиз, фақат a_3 ва a_4 ларга бошқа сонлар берамиз (тизим барқарор бўлиши учун):

$a_0=10^{-4}$; $a_1=4\cdot10^{-3}$; $a_2=0{,}006$; $a_3=0{,}1+0{,}2+(1+(0{,}1+0{,}2)\cdot20)\cdot0{,}1=1$; $a_4=1+0{,}2\cdot20=5$.

(5.22) тенгламадаги p ни $j\omega$ га алмаштириб, хақиқий $P(\omega)$ни мавхум $jQ(\omega)$ қисмидан ажратиб ёзамиз:



5.10-расм. Михайлов мезони б¢йича барšарорликни анišлаш годографи

$$M(j\omega)=P(\omega)+jQ(\omega), \qquad (5.23)$$

бу ерда,

$P(\omega)=a_4-a_2\omega^2+a_0\omega^4=5-0{,}06\omega^2+0{,}0001\omega^4$;

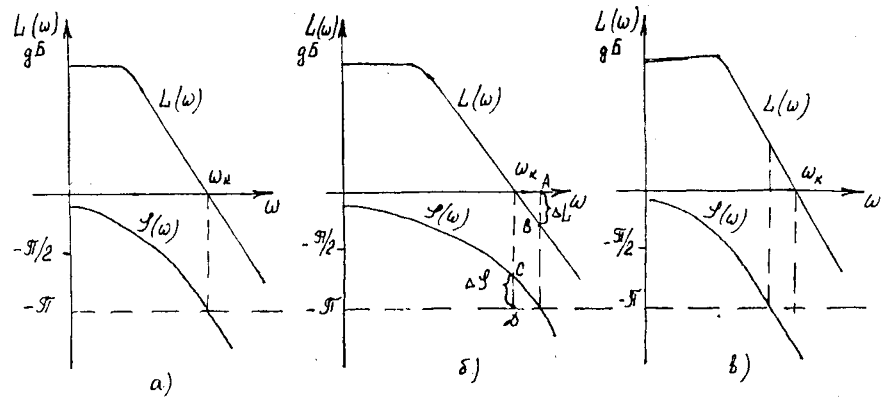
$Q(\omega)=\omega(a_3-a_1\omega^2)=\omega-0{,}004\omega^3$.

Характеристик тенгламада ω га $0\div\infty$ ча қийматлар бериб, $P(\omega)$ ва $Q(\omega)$ ни хисоблаб, годограф қурамиз (5.10-расм). Годографнинг к¢ринишига қараб, яъни характеристик тенглама тўртинчи даражали алгебраик тенглама бўлгани учун, Михайлов годографи координаталар тизимининг тўртинчи чорагида чексизликка интилган тизимнинг барқарорлигини билдиради.

5.5 Ёпиқ тизим барқарорлигини логарифмик частота характеристикаларининг ўзаро жойлашувига қараб аниқлаш

Бу услуб тизим очиқ бўлгандаги амплитуда ва фазани логарифмланган частота (ЛАЧХ ва ЛФЧХ) характерис-тикаларининг ўзаро жойлашишига қараб, унинг барқарорлиги хақида фикр юргизишига асосланади.

Найквист мезонга *и* билан барқарор тизимда (-1;jo) *A* векторининг аргументи φ=–π, хамда модули $\left|M(j\omega)\right| = 1$ бўлган қийматларда тизим барқарорлик чегарасида ётади. Бунда $L(\omega) = 20Lg\left|W(j\omega)\right| = 0$, яъни логарифмик амплитуда характе-



5.11-расм. Барқарорликни ЛЧХ бўйича аниқлаш

ристикаси (5.11,а-расм) абцисса ўқини кесади. Кесишиш нуқтаси кесиш частотаси $\omega_к$ билан бахоланади бундай тизим барқарорлик чегарасида бўлади.

Агарда тизим барқарор бўлса, унда φ=–π бўлиб, $\left|W(j\omega)\right| < 1$ ва L(ω)=20Lg $\left|W(j\omega)\right|$ <0, яъни логарифмик амплитуда характеристикасини ординатаси манфий белгига эга бўлади (5.11, б-расм).

Агарда φ=–π бўлганда |W(jω)|>1 ва $L(\omega) = 20Lg\left|W(j\omega)\right| > 0$ бўлса, у холда тизим беқарор бўлади. Бу холда логарифмик амплитуда

характеристикасини ординатаси мусбат қийматга (5.11,в-расм) эга бўлади.

Шундай қилиб, агар логарифмик частота характеристика ординатаси фаза бурчаги φ=–π бўлганда манфий ишорали бўлса, унда биринчи турли амплитуда фаза характеристикали тизим барқарор бўлади. 5.11,б-расмда AB=ΔL кесимга тенг амплитуда модули бўйича ва CD=Δφ кесимга тенг фаза бўйича тизимни барқарорлик захиралари кўрсатилган.

Иккинчи турли амплитуда фаза характеристикасига эга тизимни логарифмик частота характеристикасига нисбатан барқарорлик шартини қуйидагича ифодалаш мумкин.

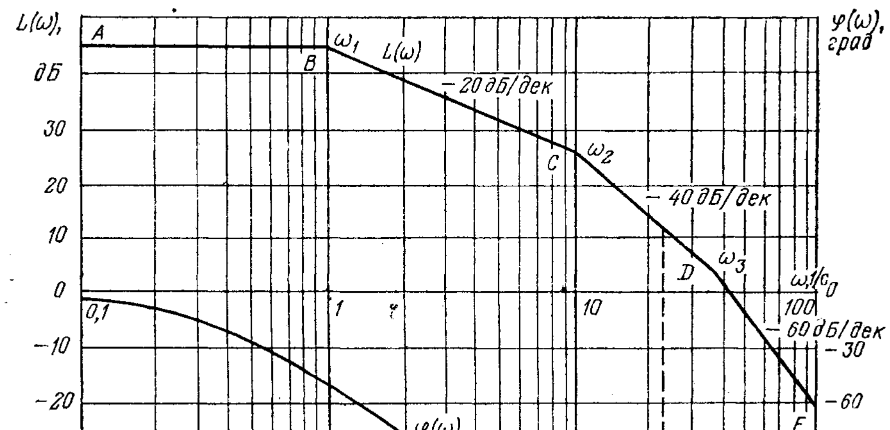
Очиқ холатда барқарор бўлган тизим ёпиқ холатда хам барқарор бўлишлиги учун логарифмик *L*(ω) амплитуда характеристикалари манфий бўлмаган холдаги ω частоталарда фаза, L(ω) характеристикаси (–π) тўғри чизиғини мусбат ва манфий кесиб ўтишлар сонини айирмаси нолга тенг бўлиши зарур ва етарлидир.

Бир контурли кетма кет уланган очиқ тизимли апериодик звенодан ташкил топган динамик звенонинг логарифм частота (логарифмик амплитуда ва фаза) характеристикалари бўйича барқарорлигини текширамиз. Унинг узатиш функцияси қуйидагича берилган:

$$W(p) = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}$$

бу ерда, T_1=1 с, T_2=0,1 с, T_3=0,03 с, *k*=180.

Узатиш функциясидаги *p* ни *jω* га алмаштириб хамда логарифмлаб, логарифмик амплитуда ва фаза характеристикалари-



5.12–расм. Логарифмик амплитуда ва фаза характеристикала-рини топамиз:

$$L(\omega)=20\lg k-20\lg\sqrt{T_1^2\omega^2+1}-20\lg\sqrt{T_2^2\omega^2+1}-20\lg\sqrt{T_3^2\omega^2+1};$$

$$\varphi(\omega)=-\mathrm{arctg}T_1\omega-\mathrm{arctg}T_2\omega-\mathrm{arctg}T_3\omega.$$

Кесишиш частоталари:

$$\omega_1=\frac{1}{T_1}=1c^{-1};\quad \omega_2=\frac{1}{T_2}=10c^{-1};\quad \omega_3=\frac{1}{T_3}=33{,}3c^{-1}.$$

Логарифмик амплитуда характеристикаси $L(\omega)$ қуйидагича қурилади (4.21–расм). Абсцисса *w* ўқининг боши деб, ω=0,1 (кесишиш частоталаридан кичик бўлиши керак) оламиз. Ордината ўқи бўйича *20lgk=20lg*180=45 дБ да А нуқтани қўямиз, абсцисса ўқига параллел қилиб биринчи кесишиш частотаси ω_1=1 гача АВ тўғри чизиғини ўтказамиз. Логарифм амплитуда характеристиканинг (тенгликнинг ўнг томонидаги иккинчи, учинчи ва тўртинчи) ташкил этувчилари манфий –20 дБ/дек бўйича эгилган В нуқтадан иккинчи кесишиш ω_2=10 ни С нуқтагача тўғри чизиқ ўтказамиз. С нуқтадан манфий –40 дБ/дек бўйича эгилган учинчи кесишиш ω_3=33,3 ни Д нуқтагача тўғри чизиқ ўтказамиз. Д нуқтадан манфий –60 дБ/дек бўйича эгилган охирги ДЕ асимтота чексизликка кетади.

$\varphi(\omega)$ логарифм фаза характеристикаси (ЛФХ)ни ω га 0÷∞ гача сонлар бериб нуқталар бўйича қурилади (5.12–расм).

5.12–расмдан кўринадики система беқарор, чунки ЛФХ $\varphi(\omega)=-\pi$ чизиғига тўғри келадиган ЛАХ мусбат.

5.6 Барқарорликни илдиз годографи услуби билан тадқиқот қилиш

Илдиз годографи – бу автоматик бошқариш тизимининг бирорта параметри 0 дан то ∞ гача ўзгарганда характеристик тенгламаси илдизларини харакат изини (траекториясини) тасвирлайди. Улар очиқ тизим узатиш функциясини қутблари (махраж тенгламасининг илдизлари) ва нолларини (сурат тенгламаси идизлари) илдиз комплекс текислигида маълум услубда жойлашиши асосида қурилади. Кўп холларда илдиз годографи услуби бир контурли тизимлар барқарорлигини тадқиқот қилишда самарали бўлиб, кўп контурли ва кўп боғланишли тизимлар учун қўлланилганда маълум қийинчиликларга дуч келинади.

Услуб қўлланишини бирлик тескари боғланишли АБТ барқарорлигини тадқиқот қилиш мисолида кўрамиз. Ўзгартириладиган параметр сифатида тескари боғланиши узилган тизимни кучайтириш коэффициентини қабул қиламиз.

Узилган ва ёпиқ тизимларни узатиш функциялари кўриниши қуйидагича:

$$W_y(p)=\frac{\beta D_1(p)}{G(p)}=\beta W_1(p); \qquad (5.24)$$

$$W_e(p)=\frac{\beta D_1(p)}{G(p)+\beta D_1(p)}=\frac{\beta W_1(p)}{1+\beta W_1(p)} \qquad (5.25)$$

бўлади. Бунда β – узилган тизимни кучайтириш коэффициенти.

Узилган тизимнинг характеристикавий тенгламаси:

$$G(p)=0 \qquad (5.26)$$

Ёпиқ тизимнинг харктеристикавий тенгламаси эса

$$G(p)+\beta D_1(p)=0 \qquad (5.27)$$

бўлади. Одатда автомат бошқарув тизими (АБТ) намунавий динамик звенолардан ташкил топган бўлади. Шу сабабли узилган тизим узатиш функциясини қутблари ва нолларини маълум деб хисобласа хам бўлади. Ёпиқ тизимнинг ноллари узилган тизим нолларининг ўзидир.

Ёпиқ тизим узатиш функциясининг қутбларини аниқлаш учун (5.25) узатиш функциясидан келиб чиқишича,

$$\beta W_1(p)=-1 \qquad (5.28)$$

тенгламани ечмоқ керак.

Бундаги (формула) комплекс *p* ўзгарувчини функцияси бўлгани сабабли (4.52) тенглама модул ва аргументини қуйидаги боғланишлар орқали ифодалаш мумкин:

$$|\beta W1(p)|=1 \qquad (5.29)$$

$$\arg\beta W_1(p)=-m\pi \qquad (5.30)$$

бунда *m*-тоқ сон.

(5.29) ва (5.30) тенгламаларни график ёрдамида ечиш мумкин. Масалан,

$$W(p)=\beta W_1(p)=\frac{\beta(\tau p-1)}{p(T_1p+1)(T_2p+1)(T_3p+1)}$$

бўлсин, бунда τ=0,21 с; T_1=0,1 с; T_2=0,05 с: T_3=0,015 с. Энди (5.34) ва (5.35) нисбатларга биноан

$$\left|\frac{\beta(\tau p+1)}{p(T_1p+1)(T_2p+1)(T_2p+1)}\right|=1$$

ёки $$\frac{c|p-p^0|}{|p||p-p_1||p-p_2||p-p_3|}\;\frac{c(p-p^0)}{\prod_{i=0}^{i=3}|p-p_i|}=1 \qquad (5.31)$$

бунда $p_1=-\frac{1}{T_1}$; $p_2=-\frac{1}{T_2}$ $p_3=-\frac{1}{T_3}$; p_0=0 – қутблар, $p_0=-\frac{1}{\tau}$; бу W(P) узатиш функциясининг ноли; c=$\frac{\beta\tau}{T_1T_2T_3}$;

$$\arg\beta W_1(p)=\varphi^0-(\varphi_0+\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)$$

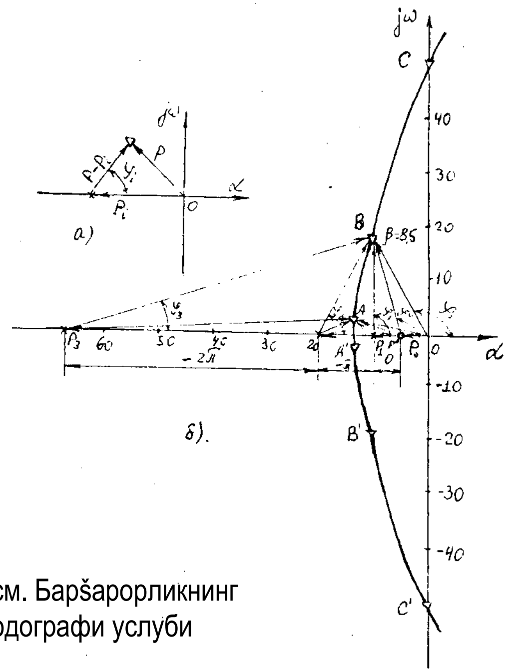
бунда φ^0, φ_0, φ_1, φ_2, φ_3 – тегишли p-p^0, p-p_0, p-p_1, p-p_2, p-p_3- векторларни аргументларидир. (5.36) ифодадаги р-ёпиқ тизим узатиш функциясини изланган *n*-қутблардан бири, p_i-эса узилган тизимнинг қутби (n-тизим даражаси). $|p-p_i|$ қиймат векторнинг узунлигини англатади, у р ва p_i векторлар модулининг айирмасига тенг. p-p_i вектор илдизлар тезлигини p_i нуқтасидан р нуқтасига қаратиб ўтказилади (5.13,а-расм). (5.36) ифодага очиқ тизим функциясини барча ноллари ва қутбларидан ёпиқ тизим узатиш функцияларини р қутбига (5.13,б-расмнинг А ва Б нуқталари) қаратиб ўтказилган p-p^0 ва p-p_i векторларнинг узунлиги киради. Шунингдек расмда ўша векторларни аргументлари хам кўрсатилган. Илдиз годографини график шаклида қуришда илдизлар текисликдаги илдиз изига тегишли р қутб бир неча бор синаб кўриш билан аниқланади.

Энг олдин илдиз абцисса ўқи кесилган жойини аниқлаш керак. (5.32) тенгликдан кўринишича β=0 бўлганда ёпиқ тизимни характеристикавий тенгламасини барча илдизлари узилган тизим характеристикавий тенгламаси илдизларига қараб (бизнинг холда мавхум ўқни чап томон абцисса ўқида ётганга) интилади. Демак ёпиқ тизим характеристикавий тенгламасининг изланган илдизини аниқловчи нуқта (у хам абцисса ўқида ётади) фаза (5.35) тенгламасини қониқтириш керак ва у

$$\varphi^0-(\varphi_0+\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)=-\pi \qquad (5.32)$$

кўринишга эга бўлади. 5.13,б-расмдан кўринишича бу нуқта p_1 ва p_2 қутбларининг орасида ётади.

$j\omega$ ўзгармас қийматида иш доира чегараларида ётган бир неча нуқталарни мўлжаллаб (5.37) тенглама шарти бажариладиган, $p_A=\alpha_A+j\omega_A$ илдизга мос келадиган А нуқтани танлаймиз. Барча векторларнинг фаза бурчагини аниқлаш учун транспортирдан фойдаланилади. Бу илдизни қўшма (боғлиқ) комплекс қиймати абцисса ўқига нисбатан симметрик жойлашган А нуқтага тўғри келади.



5.13-расм. Барšарорликнинг илдиз годографи услуби

А ва *А*' нуқталарини шундай эгрилик билан улаш керакки, уни абцисса ўқи билан кесишган нуқтасига уринма ўтказганда, у абцисса ўқига перпендикуляр бўлса, илдиз изини абцисса ўқи билан кесишган нуқтасини топган бўламиз.

Илдиз изини кучайтириш β коэффициентига тўғри келадиган нуқтаси (5.28) тенгламадан аниқланади, у холда бу тенглама қуйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\beta=\frac{\prod_{i-0}^{3}\left|p-p_i\right|}{\left|p-p^0\right|}\cdot\frac{T_1\cdot T_2\cdot T_3}{\tau} \qquad (5.33)$$

(5.33) ифодага кирган p-p_1 ва p-p_0 векторларни узунлиги бевосита чизмадан ўлчанади.

Илдиз траекториясини келгуси нуқталари, β=0÷∞ орасида ўзгарганда худди шу усул билан топилади.

Масалан, *В* нуқта учун

$$\varphi^0-(\varphi_0+\varphi_1\varphi_2\varphi_3)=107^0-(120^0+90^0+60^0+17^0)=-180^0;$$

$$\beta=\frac{20\cdot17{,}3\cdot20\cdot62}{18}\cdot\frac{0{,}1\cdot0{,}05\cdot0{,}015}{0{,}21}=8{,}5.$$

Ёпиқ тизим характерисикавий тенглама илдизлари $\beta\to\infty$ бўлганида ∞ қараб ёки узилган тизим узатиш функциясини нолларига қараб интлади. Бу (5.27) тенгламадан уни β га бўлсак, хамда $\beta\to\infty$ қараб интилганда, кўринади. Кўрилган холда β ни p_0 кутб p^0 нолга қараб интилади, p_3 қутб эса манфий хақиқий ярим ўқ бўйича чексизликка кетади. p_1 ва p_2 қутблар эса дастлаб хақиқий ўқ бўйича бир-бирини устига тушгандан кейин (каррали илдиз) қўшма комплексли бўлиб қолади. Годографни тармоқланмаган шохи хақиқий ўқдаги: p_0 то p^0 ва p_3 то ∞ бўлган кесимлар хисобланади. Тармоқланадиган шохлар хақиқий ўқдан юқорига ва пастга қараб p_1 ва p_2 орасидан четга чиқадиганлари бўлади. Ёйиладиган шохлар критик деб аталадиган $\beta_{кр}$=253 тенг $\beta_{кр}$ тизимни барқарорлик чегарасига тўғри келадиган коэффициентда мавхум ўқни кесиб ўтади.

Тизимни барқарорлик шартини қўйидагича ифодалаш мумкин: агарда ёпиқ илдиз годографи илдизлар ярим текислигини чап томонда жойлашган бўлса, хамда тизимни кучайтириш коэффициенти критик қийматдан ошмаса, у барқарор бўлади.

САВОЛ ВА ТОПШИРИҚЛАР

1. Барқарорлик тушунчаси хақида гапириб беринг.
2. Барқарорликнинг Раус - Гурвиц мезонини тушунтириб беринг.
3. Барқарорликнинг Найквист мезонини тушунтириб беринг.
4. Барқарорликнинг Михайлов мезонини тушунтириб беринг.
5. ЛАЧХ ва ЛФЧХ нинг ўзаро жойлашувига қараб барқарорлик қандай аниқланади?
6. Амплитуда бўйича барқарорлик захираси қандай аниқланади?

7. Фаза бўйича барқарорлик захираси қандай аниқланади?
8. Барқарорлик илдиз годографиги бўйича қандай аниқланади?
.

VI. ТИЗИМНИНГ ЎТКИНЧИ ЖАРАЁНЛАРИ

6.1. Частота характеристикалари бўйича тизимнинг ўткинчи жараёнини қуриш

Ўткинчи жараёнларни частота усулида қуриш характеристик тенглама илдизларини аниқлашни талаб қилмайди. Бу усул тизимни ўткинчи жараёнини унинг хақиқий частота характерискаси бўйича қуришга асосланган, яъни бунда ўткинчи жараён вақт бўйича тизимининг ХЧХ билан қуйидагича боғланган

$$X(t)=\frac{2}{\Pi}\int_0^{-}P(\omega)\frac{Sin\omega t}{\omega}d\omega \qquad (6.1)$$

Ўткинчи жараёнини тахминан қуриш узлуксиз бўлган частота характеристикаси $P(\omega)$ ни синиқ чизиқлар билан алмаштиришга асосланган. Бу алмаштириш натижасида хақиқий частота характеристика (ХЧХ) бир неча элементар учбурчак ёки трапецияларга бўлинади.

Элементар ўтиш функцияси $h_i(t)$ билан i-трапециясимон ХЧХ $h_i\,(\omega)$ орасидаги боғланиш қуйидаги тенглама билан аниқланади:

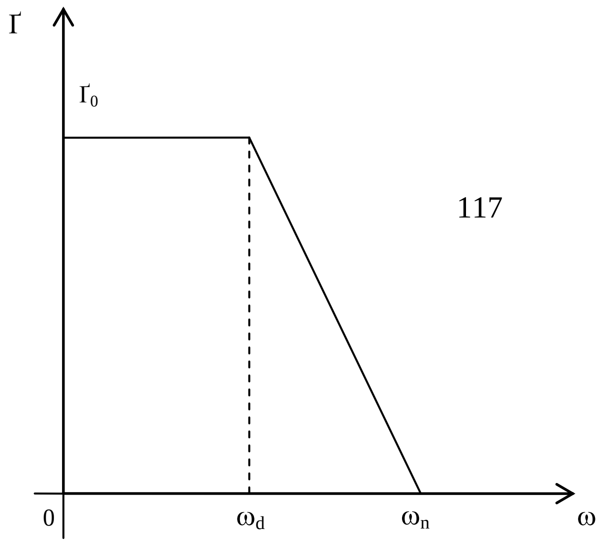
$$h_i(t)=\frac{2}{\Pi}\int_o^o\frac{ri(\omega)}{\omega}Sin\omega t d\omega \qquad (6.2)$$

Агарда ХЧХ n та трапецияга бўлинган бўлса, у холда чиқиш функцияси X(t) элементар ўтиш функцияларнинг алгебраик йиғиндисидан иборат бўлади, яъни

$$x(t)\cong\frac{2}{\Pi}\sum_{i=1}^{n}\int_o^{oo}\frac{ri(\omega)}{\omega}Sin\omega t d\omega \qquad (6.3)$$

Кейинги қадамда интеграл хисобланади. Ўткинчи жараённи тахминан қуриш учун графо-аналитик усул қўлланилади. Бу усулни қўллаш учун $P(\omega)$ хамда $Q(\omega)$ берилган (қурилган) бўлиши керак. Бу мақсадда трапециодал частота характеристикаларидан фойдаланилади.

Намунавий трапециоидал частота характеристикаси. Бу характеристика қуйидаги асосий кўрсаткичлар билан аниқланади (6.1-расм):



6.1. расм. Намунавий трапециоидал характеристика

баландлиги $Ч_0$; частотани бир маромда ўтказиш оралиғи W_d; частотани ўтказиш оралғи ωk.

Қуйидаги нисбат $X=\omega_d/\omega_k$ намунавий трапециоидал частота тавсифининг қиялигини кўрсатади.

Агарда $Ч_0=1$, $W_n=1$ бўлса, у холда бирлик намунавий транециоидал частота тавсифига эга бўламиз. Бирлик тавсифнинг қиялик коэффициен-ти турлича бўлиши мумкин. Бирлик ХЧХ га $h_x(t)$ ўткинчи жараён мос келади. Вақт функцияси t га боғлиқ бўлган h қийматлари турли X лар учун автоматик ростлаш назарияси бўйича маълумотномадакелтирилган.

Қиялик X нинг қийматига боғлиқ равишда жадваллардан h_x ва t нинг қийматларини аниқлаш мумкин. Бирлик частота характеристикасига мос келадиган h_x функцияси ўткинчи жараёнида берилганга ўтиш учун $h_x(t)$ функция қийматини $Ґ_0$ га кўпайтирилади. Жадвалдан аниқланган аргумент t қийматини эса $\omega_п$ га бўлиш керак.

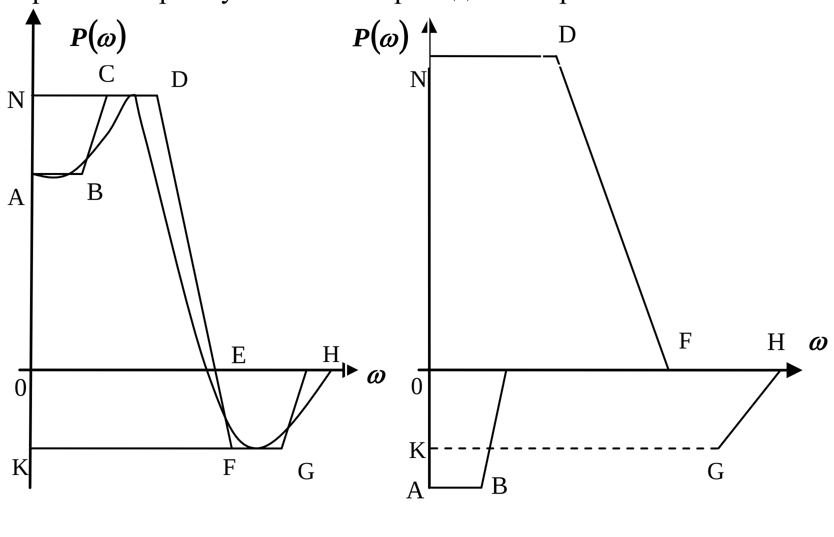
Масалан агарда $Ґ_0$=5, ω_d=15, ω_k=20 бўлса у холда X=0,75 бўлади. Жадвалдан X=0,75 учун $t_{жадв}$ ва $h_x(t)$ қийматларини аниқлаб қуйидаги кўринишдаги жадвални тузамиз.

6.1. жадвал

т/н	$t_{жадв}$	$h_x(t)$	$t_{хак} = \dfrac{t_{жадв}}{\omega_k}$	$h_x(t) = h_x(t) \cdot Ч_0$
1	0	0	0	0
2	1,0	0,5344	0,05	2,672
3	2,0	0,9383	0,1	4,6915

Ушбу жадвал $h_x(t)$ нинг қиймати ўрналган қийматга эришгунга қадар давом эттирилади.

Хақиқий частота характеристикасини трапециоидал частота характеристикаларга бўлиниши 6.2. расмда келтирилган.



а) б)

6.2. Хақиқий частота характеристикани элементар трапецияларга ажратиш. а) ХЧХ ни синиқ чизиқлар билан алмаштириш. б) ХЧХ нинг трапециоидал бўлаклари.

ХЧТ тўғри чизиқлар ABCDEFGH билан апроксимация қилиниши мумкин ва қуйидаги учта намунавий трапециялар: ONDF(I) OKGH(II) ва OABC (III) билан алмаштириши мумкин.

<u>Ўткинчи жараён графигини хисоблаш.</u> ХЧТ трапецияларга бўлингандан сўнг хар бир трапецияга мос келадиган $X_{чi}(t)$ ўткинчи жараённи аниқлаш керак. Бунинг учун h_x функциялардан фойдаланилади. Шундан сўнг олинган графикларнинг ординаталарини алгебраик жамлаб тизимнинг $X_{чi}(t)$ ўткинчи жараёни аниқланади.

6.2. Ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичлари

Кўпгина холларда тизимнинг нормал ишлаши учун АБТ нинг барқарорлиги зарур, лекин етарли шарт бўлмайди. Бу ерда тизимнинг ўткинчи жараёнининг сифати, яъни ўткинчи жараённинг кечиши катта ахамиятга эгадир. Ўткинчи жараённинг кечиши жараён вақти, ундан максимал оғиш ва тебраниш сони каби сифат кўрсаткичларига боғлиқ ва бу кўрсаткичларга технологик жараён томонидан талаблар қўйилади.

Ўткинчи жараён қуйидаги сифат кўрсаткичлари билан характерланади:

1. Ўткинчи жараён вақти, яъни ростлаш вақти t_P. ўткинчи жараён вақти t_P- тизимнинг тезкорлигини характерлайди. Бу ўткинчи жараён бошлангандан то оғиш етарли кичик қийматга эришгунга қадар бўлган вақт оралиғидир. Етарли кичик оғиш сифатида максимал оғишнинг **±5%** олинади, бу эса жоизлик қувурчаси (трубка допуска) дейилади (6.3-расм)

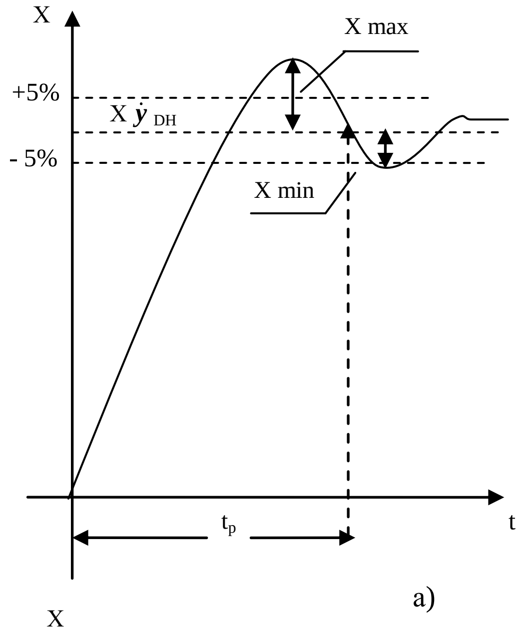
2. Ўткинчи жараён даврида максимал оғиш (ўта ростлаш). Ташқи таъсир учун 0 дан, биринчи максимал қийматгача, бошқариш таъсири учун $X_{ўрн}$-ўрналган қийматда биринчи максимал оғишга % ларда.

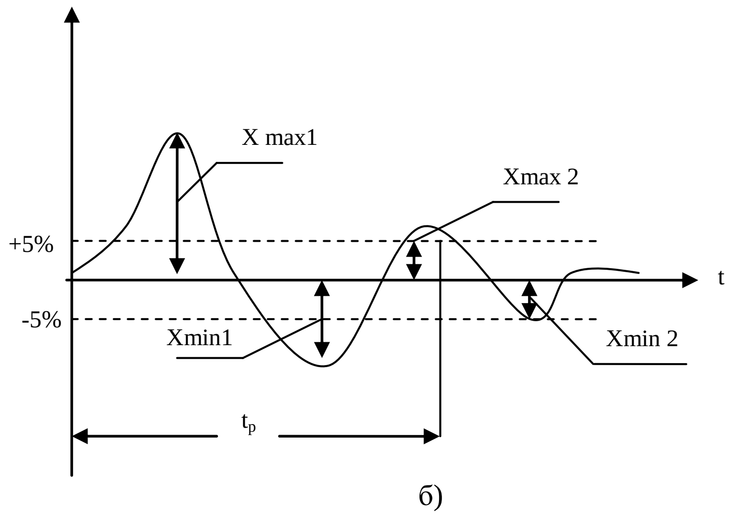
$$\delta = \frac{X_{макс} - X_{урн}}{X_{урн}} \cdot 100\% \qquad (6.4)$$

3. Ўткинчи жараён тебранувчанлиги ўткинчи жараён вақтидаги минимумлар сони (ташқи таъсири учун) ёки ўта ростланишлар билан характерланади. Тебранишлар сони 1-2 га тенг бўлса, бу етарли хисобланади, лекин технологик жараёнлар талабларидан келиб чиққан холда шундай тизимлар бўладики, уларда тебранишлар сони 2 дан ортиқ

бўлишига рухсат берилади. Бу ерда жараённинг сифат кўрсаткичлари ўткинчи жараённи қургандан сўнг аниқланади.

Лекин тизимни синтез қилишда ўткинчи жараённинг асосий сифат кўрсаткичлари тўғрисида жараён гарафигини қурмасдан туриб унинг билвосита белгилари бўйича аниқлаш талаб этилади. Бундай билвосита белгилар ишлаб чиқилган ва улар ўткинчи жараён сифатининг мезонлари деб юритилади. Шулардан бири частотавий сифат мезонидир.



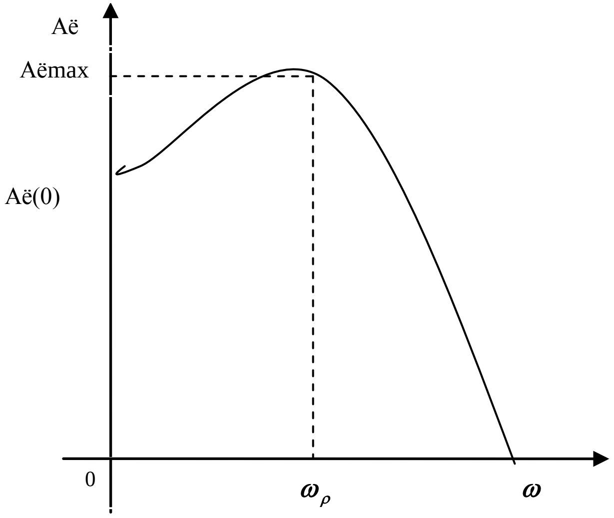


6.3.расм. Ўткинчи жараён графиклари: а) бирлик бошқарув таъсирида; б) бирлик ташқи таъсирида.

6.3. Частотавий сифат мезонлари

121

Частотавий сифат мезонлари частота характеристикаси бўйича тизимда кечадиган ўткинчи жараёнларнинг сифати тўғрисида фикр юритиш имконини беради. Амплитуда частота характеристикаси (АЧХ) ва фаза частота характеристикаси (ФЧХ) ўзаро бир-бири билан маълум боғлиқликка эга. Шунинг учун ёпиқ тизимнинг фақат биргина АИХХ бўйича ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичлари хақида фикр юритиш мумкин. АЧХ бўйича тизим ўткинчи жараёнининг вақти ва тебранувчанлигини бахолаш мумкин.



6.4. расм. Ёпиқ тизимнинг амплитуда частота характеристикаси.

Тебранувчанлик тавсифнинг нисбий максимуми қиймати бўйича аниқланади, яъни

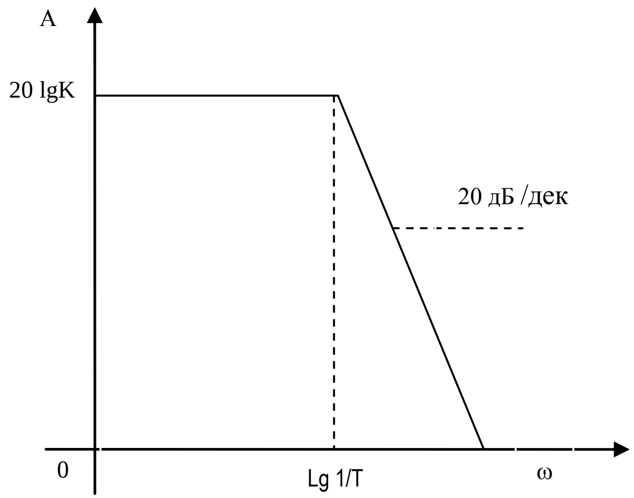
$$M = \frac{A\ddot{e}\max}{A\ddot{e}(0)} = \frac{A\ddot{e}(\omega\rho)}{A\ddot{e}(0)}\ , \qquad (6.5)$$

бу модуллар нисбати бўлиб, одатда М=1,1÷1,5 оптимал нисбат хисобланади.

Бунда ўткинчи жараён АЧХ резонанс чўққисидаги ωρ частотасига тенг суст тебранишга эга бўлади.

Ўткинчи жараён вақтини t_P ни Аё(ω) тавсифининг кенглиги билан аниқланади. Бу холда боғланиш қуйидагича бўлади: тизим частота тавсифи қанчалик кенг бўлса, ўткинчи жараён шунчалик қисқа яъни t_P шунчалик хам бўлади. Бундай тескари боғланиш билан намунавий элементар звенолар бўйича танишмиз.

Масалан, апериодик звено учун $W(\rho) = \frac{K}{T_\rho + 1}$. АЧХ кенглиги звено вақт доимийлигига тескари пропорционалдир, шу билан бирга бу звено ўтиш характеристикасидаги ўтиш вақти t_P=(3÷4) Т га тенг.



6.5. расм. Апериодик звенонинг амплитуда частота характеристикаси.

Тебранувчи звенода эса частота тавсифининг кенглиги ва t_P шунга ўхшаш T_1 вақт доимийлиги орқали боғланган бўлиб, бу вақт доимийлиги звенонинг қандай инерцияга эга эканлиги белгилайди.

САВОЛ ВА ТОПШИРИҚЛАР

1. Намунавий трапециоидал тавсиф қандай кўринишга эга?

2. Хақиқий частота тавсифи қандай қилиб элементар трапецияларга бўлинади?

3. Элементар трапецияларнинг кўрсаткичлари қандай аниқланади?

4. Элементар трапеция асосида ўткинчи жараёнларни қуришни кўрсатинг.

5. Автоматик бошқариш тизимининг ўткинчи жараёни қандай қурилади?

6. Ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичларига нималар киради?

7. Бошқариш таъсири остидаги ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичлари қандай аниқланади?

8. Ташқи таъсир остидаги ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичлари қандай аниқланади?

9. Частотавий сифат мезонлари деганда нимани тушунасиз?

10. Ўткинчи жараён вақти ва хақиқий частота тавсифи орасида қандай боғланиш мавжуд?

VII АВТОМАТИК БОШҚАРИШ ТИЗИМИНИ ТАДҚИҚ ЭТИШНИНГ ЗАМОНАВИЙ УСЛУБЛАРИ

7.1 Кўп ўлчамли ночизиқ объектнинг муфассаллашган тузилмаси ва холат тенгламалари

Бошқаришнинг хозирги замон назариясининг фундаментал тушунчаси – бу “холат” тушунчасидир. Қисқача айтганда системанинг t_0 вақтидаги холати шундай маълумотлар йиғиндисидан иборатки, уларнинг мавжудлиги $t_0 \le t \le t_1$ вақт оралиғида берилган кириш таъсири билан биргаликда шу оралиқдаги хар бир нуқтада тизимнинг ўзгаришини олдиндан белгилаб бериш имконини беради. Масалан, қаршилик ва сиғимдан иборат RC-занжири учун холат сифатида сиғимдаги кучланиш U_c ни қабул қилиш мумкин. Чунки $t=t_0$ вақтидаги U_c нинг қийматини хамда (t_0, t_1) оралиқдаги занжирдаги таъминловчи кучланишнинг ўзгариши қонуниятини билатуриб шу оралиқда хар қандай вақт t учун хамма қолган ўзгарувчиларни ва кучланиш U_c нинг қийматларини аниқлаш мумкин.

Айтайлик, n-даражали тизим берилган бўлиб, унинг ўзини тутиши кириш таъсири $U_j(t)$ни (бу ерда j=1,2,3.....r) хисобга олиб қуйидаги тенглама бўйича,

$$X_i(t) = f_i[X_1(t),....,X_n(t); U_1(t)..U_r(t); t]. \qquad (7.1)$$

ўзгарадиган ўзгарувчи $x_i(t)$ (бу ерда i=1,2,3…..n) билан характерланади.

Агарда танланган ўзгарувчилар x_i йиғиндиси шундай бўлсаки,, бошланғич вақт $t=t_0$ да уларнинг қийматини ва кириш ўзгарувчилари $U_i(t)$ни (t_0, t_1) оралиқда бериб, шу оралиқнинг хар қандай t учун $x_j(t)$ қийматини аниқлаш мумкин бўлса, у холда x_i холат ўзгарувчиси деб аталади. x_i қабул қиладиган барча қийматлар тўплами фазовий холат дейилади.

Айтайлик $y_k(t)$, k=1,2,3…..m, - системанинг чиқиш ўзгарувчилари, яъни ўзгариши бир неча сабабларига кўра бизни қизиқтирадиган ўзгарувчи бўлсин. У холда y_k ўзгарувчилар хар доим холат ўзгарувчилари ва кириш ўзгарувчилари орқали ифодаланган хамда “чиқиш тенгламалари” деб аталадиган қуйидаги алгебраик тенглама билан ифодаланади, яъни:

$$y_k(t) = g_i[X_1(t),...,Xn(t); U_1(t)....U_r(t); t], \qquad (7.2)$$

k=1,2,…m

Юқоридаги (7.1) ва (7.2) тенгламалар “холат ўзгарувчилари кўринишдаги тенгламалар”дейилади. Бу тенгламаларга мос келадиган тузилиш схемаси 7.1а-расмда кўрсатилган.

Оддий дифферциал ва алгебраик тенгламалар билан ифодаланадиган хамда мужассамлашган параметрларга эга бўлган хар қандай тизимни холат ўзгарувчилари кўринишида ифодаласа бўлади.

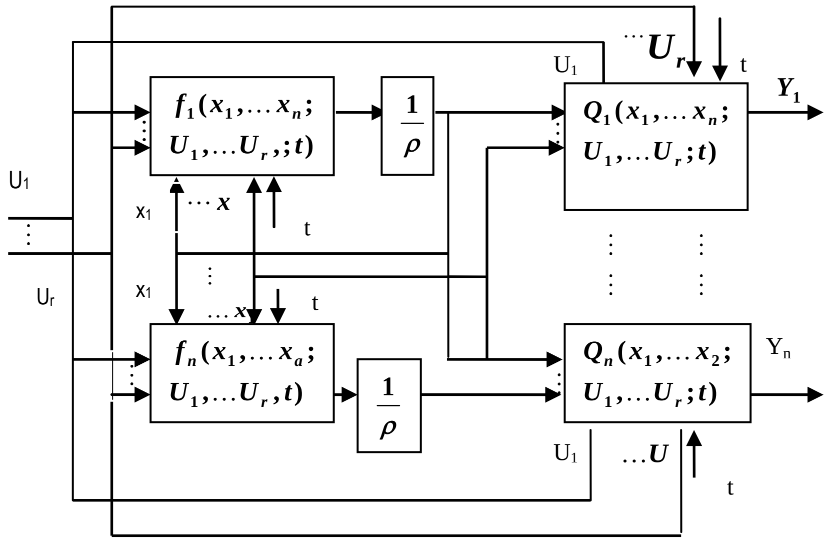
Холат ўзгарувчилари кўп бўлган тизимлар учун (7.1) ва (7.2) тенгламаларни умумий кўринишда анчагина ихчам кўринишга келтириш мумкин. Бунинг учун уларни вектор-матрица кўринишга келтириш керак. Қуйидаги белгилаш ва таърифларни киритамиз:

$$\mathbf{X}(t)=\begin{bmatrix}\mathbf{X}_1(t)\\ \vdots\\ \mathbf{X}_n(t)\end{bmatrix}$$ - n ўлчамли холат вектори

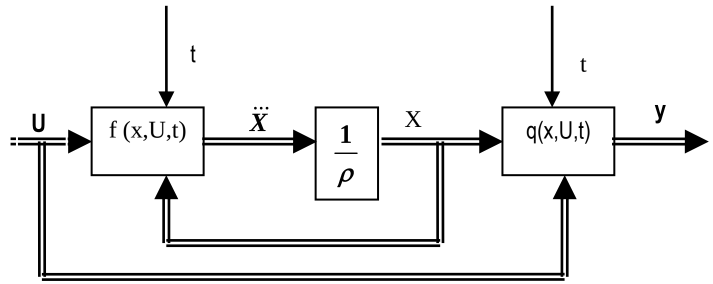
$$U(t)=\begin{bmatrix}U_1(t)\\ \vdots\\ U_r(t)\end{bmatrix}$$ - r кириш вектори

$$y(t)=\begin{bmatrix}y_1(t)\\ \vdots\\ y_m(t)\end{bmatrix}$$ - m чиқиш вектори

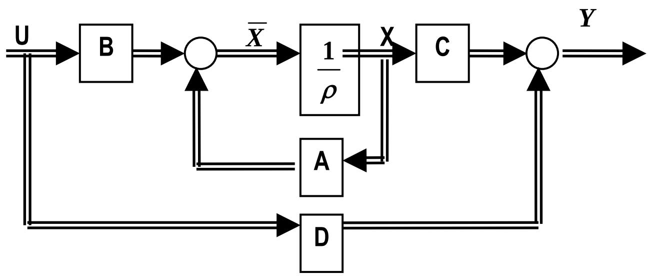
Шунга ўхшаш холда ночизиқ боғланишлар тўплами учун, яъни f(.) ва g(.) вектор функциялари учун, хам вектор тушунчасини киритиш мумкин, яъни



а)



б)



в)

7.1-расм. а) Кўп ўлчамли ночизиқ объектнинг муфассаллашган схемаси; б) вектор-матрица кўринишидаги тузилиш схемаси; в) кўп ўлчамли чизиқлаштирилган кўринишдаги тузилиш схемаси:

$$f(t)=\begin{bmatrix} f_1(.) \\ \vdots \\ f_r(.) \end{bmatrix}; \qquad g(t)=\begin{bmatrix} g_1(.) \\ \vdots \\ g_m(.) \end{bmatrix} \tag{7.3}$$

Натижада холат ва чиқиш тенгламалари қуйидаги кўринишни олади:

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{X} &= f(\mathrm{X}, U, t); \\ y &= g(\mathrm{X}, U.t). \end{aligned}\right\} \tag{7.4}$$

Бу тенгламалар бўйича тузилган тузилиш схемаси 7.1б-расмда кўрсатилган. Бу ерда қўшалоқ чизиқлар билан вектор қийматлар белгиланган.

7.2 Чизиқлаштирилган тизимларнинг вектор-матрица моделлари

Векторли ночизиқ боғланишлар f(.) ва g(.)ларни чизиқлаштириш мумкин бўлган холда (масалан Тейлор қаторига ёйиб), улар холат ўзгарувчилари x_j ва кириш ўзгарувчилар U_j ларнинг чизиқли аралашмаси (комбинация) бўлиб қолади. Бу холда ночизиқ боғланишлар қуйидаги кўринишга эга бўлади

$$f[\mathrm{X}_1(t),\ldots \mathrm{X}_n(t); U_1(t)\ldots U_r(t); t] = \sum_{i=1}^{n} a_{i\iota}(t)\mathrm{X}_\iota(t) + \sum_{q=1}^{r} b_{\iota q}(t) U_q(t); \tag{7.5}$$

$$g[\mathrm{X}_1(t),\ldots,\mathrm{X}_n(t); U_1(t)\ldots U_r(t); t] = \sum_{\iota=1}^{n} e_{k\iota}(t)\mathrm{X}_\iota(t) + \sum_{q=1}^{r} d_{kq}(t) U_1(t); \tag{7.6}$$

бу ерда l =1,2,3…..n; k=1,2,3…..m; l =1,2,3…..n; q= 1,2,…..r ва кўп ўлчамли чизиқли бошқариш объектининг n-холат ўзгарувчилари сони; r киришлар сони ва m чиқишлар сони.

Бу холда (7.1) ва (7.2)-тенгламалар қуйидаги кўринишга келади:

$$\begin{aligned}
&\dot{X}_1(t)=a_{11}(t)x_1(t)+\ldots+a_{1n}(t)x_n(t)+b_{11}(t)U_1(t)\ldots+b_{1r}(t)U_r(t);\\
&\dot{X}_n(t)=a_{n1}(t)x_1(t)+\ldots+a_{nn}(t)x_n(t)+b_{n1}(t)U_1(t)\ldots+b_{nr}(t)U_r(t); \qquad (7.7)\\
&y_1(t)=c_{11}(t)x_1(t)+\ldots+c_{1n}(t)x_n(t)+d_{11}(t)U_1(t)\ldots+d_{1r}(t)U_r(t);\\
&y_m(t)=c_{m1}(t)x_1(t)+\ldots+c_{mn}(t)x_n(t)+d_{m1}(t)U_1(t)\ldots+d_{mr}(t)U_r(t).
\end{aligned}$$

ёки вектор-матрица ёзилишда

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= A(t)\,X(t)+B(t)\,U(t) \\ y(t) &= C(t)\,X(t)+D(t)\,U(t) \end{aligned} \tag{7.8}$$

A,B,C ва D харфлари билан белгиланган матрицалар қуйидаги ном ва маънога эга:

$$A(t)=\begin{bmatrix} a_{11}(t)\cdots u_{1n}(t) \\ \vdots \qquad\quad \vdots \\ a_{n1}(t)\cdots a_{nn}(t) \end{bmatrix}$$ - система матрицаси деб аталадиган nxn ўлчамли матрица (n-даражали квадрат матрица). Бу матрица системанинг динамик хусусиятларини аниқлайди;

$$B(t)=\begin{bmatrix} b_1(t)\cdots b_{1r}(t) \\ \vdots \qquad\quad \vdots \\ b_{n1}(t)\cdots b_{nr}(t) \end{bmatrix}$$ - бошқариш матрицаси деб аталадиган тўғри бурчакли nxr матрица. У кириш ўзгарувчилари U_jни холат ўзгарувчилари x_ι га таъсирини аниқлайди;

$$C(t)=\begin{bmatrix} C_{11}(t)\cdots C_{1n}(t) \\ \vdots \qquad \vdots \\ C_{m1}(t)\cdots C_{mn}(t)\end{bmatrix}$$ - ўлчаш матрицаси mxn. У чиқиш координатлари $y_к$ни (асосан бу ўзгарувчилар ўлчаш мумкин бўлган ўзгарувчилари $x_ι$ билан боғланишини аниқлайди;

$$D(t)=\begin{bmatrix} d_{11}(t)\cdots d_{1r}(t) \\ \vdots \qquad \vdots \\ d_{mr}(t)\cdots dmr(t)\end{bmatrix}$$ - mxr-матрица. У кириш ўзгарувчилари U_jни координатлари $y_к$га таъсирини ифодалайди. Биз кўрадиган системаларда кўпинча D(t)=0 бўлади.

Агарда матрица элементлари A,B,C ва D лар вақтга боғлиқ бўлмаса, у холда тизим турғун холатда бўлиб, холат ўзгарувчилари кўринишидаги тенгламалар қуйидагича бўлади

$$\dot{x} = Ax + BU \tag{7.9}$$
y=Cx+DU

(7.9) – тенгламаларга мос бўлган матрицали тузилиш схемаси в-расда келтирилган.

Мисол тариқасида қуйидаги тенгламалар билан ифодаланган ўзгармас ток моторини кўриб чиқамиз:

$$\begin{aligned} U_я &= C_e\omega + R_я I + L_я \frac{dI}{dt}; \\ C_М I - M_c &= J\frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \tag{7.10}$$

Бу ерда кириш қийматлари бўлиб $U_я$ ва M_C , чиқиш қиймати сифатида электр юритувчи куч (э.ю.к.) E = Cω ни кўрамиз.

Холат ўзгарувчилари сифатида хосила остидаги ўзгарувчиларни, яъни бурчак тезлик ω ва якорь токи I ни танлаймиз. У холда қидирилаётган тенглама қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{C_М}{J} I - \frac{1}{J} M_c; \\ \frac{dI}{dt} &= \frac{C_e}{L_я}\omega - \frac{R_я}{L_я} I + \frac{1}{L_я} U_я; \end{aligned} \tag{7.11}$$

E=$C_e\omega$.

Олинган тенгламаларнинг характерли хусусиятларини кўриб чиқамиз.

Холат тенгламалари, улар 2 - даражали системадаги холат ўзгарувчиларининг сонига қараб иккитадир. Бу тенгламалар дифференциал тенгламалар бўлиб, уларнинг чап қисмидан холат ўзгарувчиларнинг хосилалари турибди. Чиқиш тенгламалари битта; чунки бизни битта координата қизиқтиради. Бу тенглама алгебраик кўринишдадир. Хамма тенгламаларнинг ўнг қисми фақат холат ўзгарувчилари ва кириш ўзгарувчиларига боғлиқ.

Юқоридаги кўрилган вектор-матрица кўринишида ёзилишни хисобга олсак, двигателнинг холат ўзгарувчилари кўринишидаги тенгламаси қуйидагича бўлади:

$$\begin{bmatrix}\dot{\omega} \\ \dot{I}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{C_М}{J} \\ -\frac{C_e}{L_я} & -\frac{Rя}{Lя}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\omega \\ I\end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J} \\ \frac{1}{L_я} & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} U_я \\ M_C\end{bmatrix} \tag{7.12}$$

$$E = \begin{bmatrix} C_e & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega \\ I\end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix} U_я \\ M_C\end{bmatrix}$$

Бу ердан:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{C_М}{J} \\ -\frac{C_e}{L_я} & -\frac{R_я}{L_я}\end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J} \\ \frac{1}{L_я} & 0\end{bmatrix}; \tag{7.13}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_e & 0\end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0 & 0\end{bmatrix} .$$

Бундан буён холат ўзгарувчилари кўринишидаги тенгламаларни биз қисқароқ қилиб “холат тенгламалари” деб юритамиз.

7.3 Тузилиш схемаларига асосан холат тенгламаларини тузиш ва тескари масала

Дифференциал кўринишда ёки тузилиш схемалари кўринишида берилган хар қандай тизим учун холат ўзгарувчиларини танлаш йўли бир хил эмас. Мисол учун тузилиши 7.1а-расмда келтирилган тизимни кўриб чиқамиз. “Чиқиш ўзгарувчиси” деб ўзгарувчи у ни хисоблаймиз. Холат ўзгарувчилари x_1 ва x_2 ларни қуйидагича танлаймиз:

$$x_1 = y;\ x_2 = \omega \qquad (7.14)$$

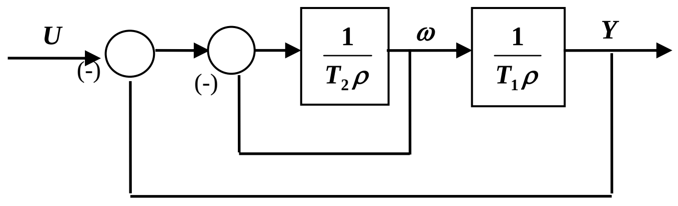
131

Кўпинча холат ўзгарувчилари сифатида интегралловчи звенонинг чиқиш ўзгарувчиларини танлаш усули қўлланилади. Тузилиш схемаси бўйича қуйида-ги тенгламаларни ёзамиз(7.2.б-расм):

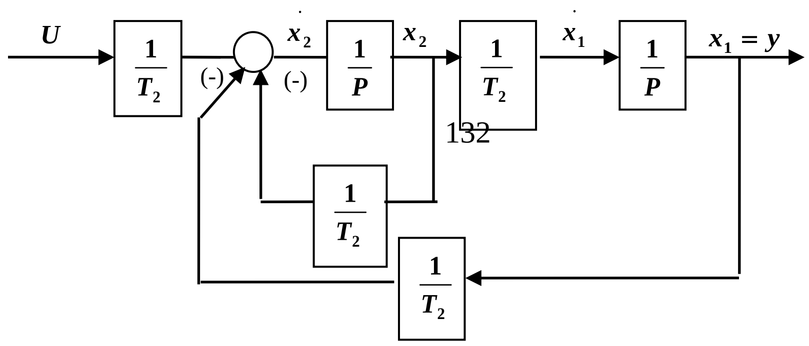
$$\dot{X}_1 = \frac{1}{T_1} X_2;$$

$$\dot{X}_1 = \frac{1}{T_2}(U - x_1 - x_2) = -\frac{1}{T_2}x_1 - \frac{1}{T_2}x_2 + \frac{1}{T_2}U \qquad (7.15)$$

$y = x_1$

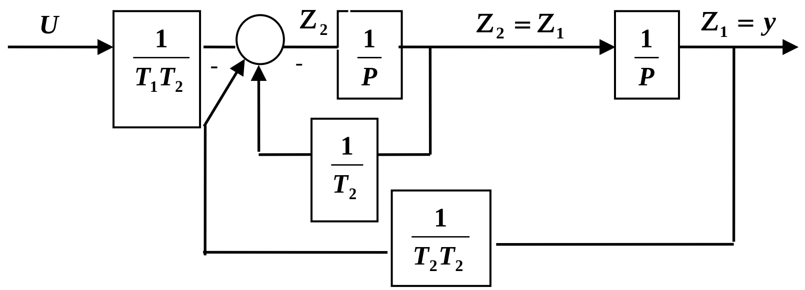


а)



132

б)



в)

7.2-расм. Холат ўзгарувчи хар хил танланганда тизимнинг муфассаллашган тузилиш схемаси.

Бу ердан қуйидагини оламиз: $\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{T_1} \\ -\frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_2} \end{bmatrix} U;$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \qquad (7.16)$$

Энди бошқа холат ўзгарувчилари z_1 ва z_2 ларни танлаймиз ва уларни қуйидагича аниқлаймиз;

$$z_1 = y;\ z_2 = \dot{y} \qquad (7.17)$$

Юқоридагиларни танланган холат ўзгарувчилари нормал фазовий ўзгарувчилар деб аталади. Аввалгидек холат ўзгарувчлари кўринишдаги тенгламаларни олиш учун $\dot{z}_1$ ва $\dot{z}_2$ ларни z_1, z_2 ва U орқали кўрсатиш керак. Тенгламани (7.17) дан қуйидагини аниқлаймиз, яъни $\dot{z}_1 = z_2$, $\dot{z}_2 = \ddot{y}$ ни топиш учун системанинг умумий дифференциал кўринишдаги тенгламасидан фойдаланамиз. Бу тенгламанинг оператор холда кўриниши кириш-чиқиш узатиш функциясидан оддийгина аниқланади, яъни;

$$(T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1)y = U \qquad (7.18)$$

бу ердан

$$\ddot{y} = -\frac{1}{T_2}\dot{y} - \frac{1}{T_1 T_2} y + \frac{1}{T_1 T_2} U, \qquad (7.19)$$

ёки (16) ни хисобга олган холда

$$\dot{Z}_2 = -\frac{1}{T_2} Z_2 - \frac{1}{T_1 T_2} Z_1 + \frac{1}{T_1 T_2} U, \qquad (7.\ 20)$$

Бу тенгламага мос келадиган тузилиш схемаси 7.2в-расмда келтирилган,

Демак, холат ўзгарувчилари z_1 ва z_2 учун вектор-матрица кўринишдаги тенглама қуйидагича бўлади:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{T_1 T_2} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_1 T_2} \end{bmatrix} U; \qquad (7.21)$$

$$y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \qquad (7.22)$$

Шундай қилиб, умумий холда янги холат ўзгарувчилари учун тенгламаларга кирадиган матрицалар бошқача бўлади. Тизимнинг динамик холатини белгилайдиган холат ўзгарувчиларининг бир неча тўпламлари мавжуд экан, лекин иккита бир-бирига яқин бўлган тўпламлар орасида ўзаро бир хил мослик бор, Масалан, кўриб чиққан мисол учун (7.14) ва (7.17)ларни таққослаб топамиз:

$$\dot{x}_1 = z_1;\ x_2 = T_1 z_z \qquad (7.23)$$

бу ерда $\omega = T_1 \dot{y}$ белгиланишдан фойдаланилган тузилиш схемасидан кўриниб турибди, яъни:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & T_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \qquad (7.24)$$

Агар x вектор холат учун тизим тенгламаси қуйидаги

$$\dot{x} = Ax + BU;$$
$$y = Cx, \qquad (7.25)$$

кўринишга эга бўлса, у холда янги координата системаси z га ўтиш (бу “базисни фазовий холатда алмаштириш” дейилади) “номахсус ўзгартириш натижаси” деб қаралади, яъни:

$$z = px \qquad (7.26)$$

бу тизим тенгламасини қуйидаги кўринишга олиб келади:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z} &= A\tilde{z} + B\tilde{U} \\ y &= Cx \end{aligned} \right\} \qquad (7.27)$$

бу ерда $\tilde{A}, \tilde{B}$ ва $\tilde{C}$ -янги координатлар системасидаги тизим матрицалари.

“Номахсус” термини ўзгартириш матрицаси P нинг махсус эмаслигини, яъни $\det p \neq 0$ эканлигини кўрсатади; демак P нинг тескари матрицаси P^{-1} мавжуддир, бас шундай экан, (7.26)- тенглама асосида қуйидагини ёзиш мумкин:

$$x = p^{-1} z \qquad (7.28)$$

Энди $\tilde{A}, \tilde{B}$ ва $\tilde{C}$ матрицалар A,B ва C лар орқали қандай аниқланишини кўриб чиқамиз, бунинг учун (7.28)ни (7.25)га қўямиз:

$$P^{-1}\dot{z} = AP^{-1}z + BU;$$
$$y = CP^{-1}z. \qquad (7.29)$$

68

Олинган тенгламани (7.27) тенгламалар билан таққcослаб қуйидагини аниқлаймиз;

$$\tilde{A} = PAP^{-1}; \qquad \tilde{B} = PB; \qquad \tilde{C} = CP^{-1}; \qquad (7.30)$$

Юқорида келтирилган тенгламаларни аниқлаш мақсадида машқ қилиш учун 2в-расмдаги мисол тариқасида кўрилган тизим учун тенгликнинг хаққонийлигини текшириб чиқамиз.

Қуйидагига эгамиз:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} & 0 \\ -\frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix}; \tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{T_1T_2} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix}; P^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & T_1 \end{bmatrix} \qquad (7.31)$$

Аввал қуйидагини аниқлаймиз:

135

$$P = \left(P^{-1}\right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & T_2 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_1} \end{bmatrix} \qquad (7.32)$$

Бу ердан:

$$PAP^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{T_1} \\ -\frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & T_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{T_1T_2} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} = \tilde{A} \qquad (7.33)$$

Табийки, бу назарий натижалар билан мос келади.

Берилган тузилишга қараб тенгламаларни холат ўзгарувчилари кўринишига қараб тенгламаларни холат ўзгарувчилари кўринишида ёзиш бир неча ечимга эга масала бўлган холда, тескари масала, яъни берилган холат тенгламаларига қараб тизимнинг тузилиш схемасини аниқлаш масаласи хар доим битта ечимга эга бўлади. Берилган тизимдаги олинган иккала вариантдаги тенглама учун тузилиш схемаси 7.2а, б,в – расмларда келтирилган. Расмлардан кўриниб турибдики,уччала схема маълум ўзгартиришлар натижасида бир-биридан келиб чиқади.

7.4 Холат тенгламаларининг каноник шакли

Холат ўзгарувчиларни (базисни) тадқиқотчи томонидан танлаш мухим ахамиятга эга. Кўпинча бу теоремалар исботини жуда хам соддалаштиришга олиб келади. Бундан ташқари холат ўзгарувчиларини махсус танлаш йўли билан тизим тенгламаларини хисоблаш, моделлаштириш хамда тахлил ва тадқиқ қилиш учун қулай холга келтириш мумкин.

Каноник деб одатда холат тенгламаларининг шундай кўринишини айтиладики, бунда берилган матрица А учун шу матрица элементлар сонининг энг кичик қиймати тўғрисида ахборотга эга бўлиш керак. Энг кўп қўлланиладиган нормал-каноник шаклни кўриб чиқамиз. Бунинг учун тизим битта кириш ва битта чиқишга эга хамда узатиш функцияси берилган деб хисоблаймиз. Тизимнинг узатиш функцияси берилган деб хисоблаймиз. Тизимнинг узатиш функцияси умумий холда қуйидаги кўринишга эга:

136

$$W(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \cdots + b_{m-1} p + b_m}{p^n + a_1 p^{n-1} + \cdots + a_{n-1} p + a_n} \qquad (7.34)$$

Бу ерда m<n (амалиётда кўп тарқалган холи), махраждаги кўп-хад нормаллаштирилган, яъни a_0=1, бу холатга узатиш функциясининг сурат ва махражини a_0 га бўлиб юбориб келтириш мумкин. Агарда берилган узатиш функцияси (7.34)да m=0 бўлса, у холда нормал кўринишга келтириш учун холат ўзгарувчиси сифатида чиқиш координатаси ва унинг n-1 гача бўлган хосилалари қабул қилинади, яъни:

$$x_1 = y, \quad x_2 = \dot{y}, \cdots, x_n = y^{(n-1)} \qquad (7.35)$$

ёки умумий кўринишда

$$x_i = y^{(i-1)}, i = 1, \ldots, n \qquad (7.36)$$

Бу ердан келиб чиқадики,

$$x_i = x_{i+1}, i = 1, 2, \ldots, n-1 \qquad (7.37)$$

Аниқланаётган $\dot{x}_n$ учун тенгламани тизимнинг дифференциал тенгламасидан олиш мумкин, ўз навбатида дифференциал тенглама узатиш функцияси тенгламаси (7.34)дан олинади, яъни:

$$\dot{x}_n = y^{(n)} = -a_n y^n - \ldots - a_1 y^{(n-1)} + b_O U = -a_n x_1 - \ldots - a_1 x_n + b_O U \quad (7.38)$$

(7.37) ва (7.38) тенламаларга мос холда нормал кўринишдаги тенглама қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_0 \end{bmatrix} U; \qquad (7.39)$$

$$y = [1 \quad 0 \quad \ldots \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$$

Агар (7.34) тенгламада $m \neq 0$ бўлса, у холда:

$$\dot{x}_n = x_{i+1}, i = 1, \ldots, n-1$$

$$y = b_O x_{m+1} + \ldots + b_m x_1 \qquad (7.40)$$

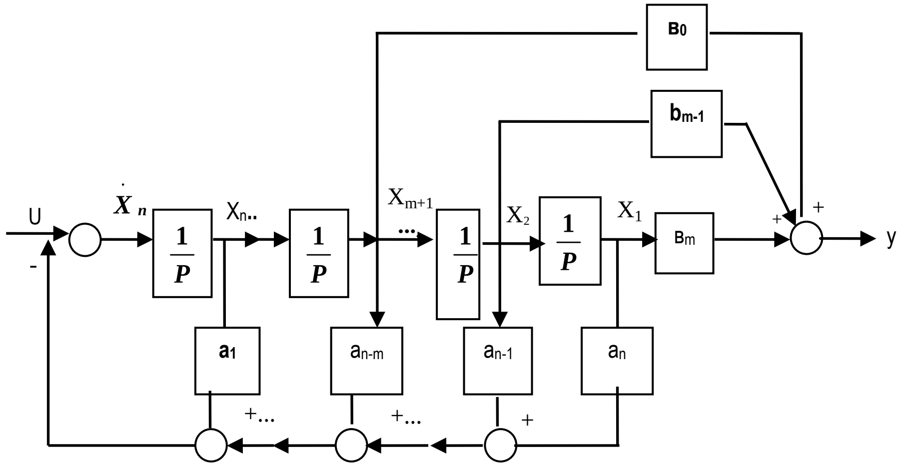
деб хисоблаш мумкин. Бу холда

$$\dot{x}_n = -a_n x_1 - \ldots - a_1 x_{n-1} + U, \qquad (7.41)$$

деб кўрсатиш мумкин ва бунинг натижасида А матрица юқоридаги кўринишга эга бўлади. В ва С матрицалар эса қуйидаги кўринишларга эга бўлади:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad C = [b_m \ldots b_o 0 \ldots 0]. \qquad (7.42)$$

Бу холда системанинг схемаси 7.3-расмдаги кўринишга эга бўлади.



7.3-расм. Ќолат тенгламаларининг нормал шаклига мос келадиган тузилиш схемаси.

7.5 Тизимнинг узатиш матрицаси

Вектор-матрица тенгламаларини холат ўзгарувчилари шаклида тузишни ўрганиб олиб, биз бу тенгламалар ва уларга тегишли бўлган матрицаларни бизга маълум бўлган узатиш функциялари хамда характеристик тенгламалар билан қандай боғланганлиги аниқлашимиз керак. Шу мақсадда нул бошланғич холат учун Лаплас ўзгартиришни чизиқли стационар системанинг холат тенгламаларига қўллаймиз. Бунда стационар системани қуйидаги шаклда ёзамиз, (7.25)га қаранг:

SX(S)=AX(S)+BU(S) ;

Y(S)=CX(S) (7.43)

Энди вақт функциялари бўлган x(t), U(t) ва y(t) вектор ўзгарувчилари ўрнига биз уларни комплекс ўзгарувчи S сохасидаги тасвирлари билан иш кўрамиз. Шу билан бир вақтда А, В ва С илгаригидек ўлчовликка тўғри келадиган ўзгармас элементли матрицалардир. Биринчи тенгламадаги AX(S) ни чап томонга ўтказган холда SX(S)= SIX(S) тенгликдан фойдаланиб (I- nxn ўлчамли бирлик матрица) тенгламани қуйидаги кўринишга келтирамиз:

(SI-AX(S)= BU(S) (7.44)

Бу тенгламани чап томондан $(SI-A)^{-1}$ га кўпайтириб қуйидагини оламиз:

$$X(S) = (SI-A)^{-1} BU(S) \qquad (7.45)$$

Бу ердан:

$$Y(S)=C(SI-A)^{-1} BU(S) \qquad (7.46)$$

Қуйидаги белгилашни киритиб

$$C(S)=C(SI-A)^{-1} BU(S) \qquad (7.47)$$

$H(S)=CG(S)=C(SI-A)^{-1}B)$

У холда (7.47) тенгламани

$$Y(S)=H(S)U(S); \qquad (7.48)$$

$$X(S)=G(S)U(S). \qquad (7.49)$$

кўринишда ёзиш мумкин.

(7.48)-тенгламадан аниқланадиган $m\times r$ ўлчамли H(S) матрица “тизимнинг кириш-чиқиш узатиш матрицаси” дейилади (чунки, Y(S)-бу m-вектор, U(S)- r-вектор, шунинг учун $m\times r$ ўлчамли дейилади). Бу матрицанинг $H_{ij}(S)$ элементи тизимнинг j- киришдан i -чиқишга узатиш функциясини кўрсатади, яъни оддий узатиш функциясидир. Агарда (7.48)-тенгламадаги 1-қаторни алохида ёзсак ва олдиндан H(S)ни U(S)га кўпайтирсак $H_{ij}(S)$нинг узатиш функцияси эканлиги ўз-ўзидан маълум бўлади.

$$Y_i(S)=H_{i1}(S)U_1(S)+\ldots+H_{ij}(S)U_j(S)+\ldots+H_{ir}(S)U_r(S) \qquad (7.50)$$

Агар тизим битта кириш ва битта чиқишга эга бўлса, яъни m=r=1бўлса, у холда узатиш матрицаси оддий узатиш функциясига айланади. Бу холда қуйидагини ёзиш мумкин:

$$H(S)=Y(S)/U(S) \qquad (7.51)$$

Кўп ўлчамли холда бундай ёзиш мумкин эмас, чунки векторга бўлиш амали ўз маъносини йўқотади.

Шунга ўхшаш $G(S)-n\times r$ ўлчамдаги, яъни (7.49)-тенглама билан аниқланадиган матрица кириш-холат матрицаси деб аталади.

Энди ўзгармас ток двигатели учун узатиш матрицасини аниқлаймиз. Олдиндан квадрат матрица Ф ни $Ф^{-1}$ га айлантириш қуйидаги формула орқали амалга оширилишни эслатиб ўтамиз, яъни:

$$\Phi^{-1}=\frac{1}{\det\Phi}A\alpha j\Phi, \qquad (7.52)$$

бу ерда $A\alpha j\Phi$ туташтирилган матрица бўлиб, у қуйидагича аниқланади:

$$A\alpha j\Phi=\begin{bmatrix}\Delta_{11} & \cdots & \Delta_{1n}\\ \vdots & & \vdots\\ \Delta_{n1} & \cdots & \Delta_{nn}\end{bmatrix}^T \qquad (7.53)$$

Бу матрица Ф матрицасининг хар бир элнменти Y_{ij} ни унинг алгебраик қўшимчаси Δ_{ij} билан қўшиб сўнг хосил бўлган матрица ўрин алмаштиришдан олинади, яъни:

$$SI-A=S\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}0 & \frac{C_M}{J}\\ -\frac{Ce}{Lя}\cdot & \frac{Rя}{Lя}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}S & -\frac{C_M}{J}\\ \frac{Ce}{Lя} & S+\frac{Rя}{Lя}\end{bmatrix}, \qquad (7.54)$$

бўлгани учун,

$$\det(SI-A)=\begin{bmatrix}S & -\frac{C_M}{J}\\ \frac{Ce}{Lя} & S+\frac{Rя}{Lя}\end{bmatrix}=S^2+\frac{Rя}{Lя}S+\frac{Ce}{Lя}\frac{C_м}{J} \qquad (7.55)$$

$$A\alpha j(SI-A)=\begin{bmatrix}S+\frac{Rя}{Lя} & -\frac{Ce}{Lя}\\ \frac{C_M}{J} & S\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}S+\frac{Rя}{Lя} & \frac{C_M}{J}\\ -\frac{Ce}{Lя} & S\end{bmatrix} \qquad (7.56)$$

$$(SI-A)^{-1}=\frac{1}{S^2+\frac{Rя}{Lя}S+\frac{Ce}{Lя}\frac{C_M}{J}}\begin{bmatrix}S+\frac{Rя}{Lя} & \frac{C_M}{J}\\ -\frac{Ce}{Lя} & S\end{bmatrix} \qquad (7.57)$$

бўлади, бу ердан:

$$C(SI-A)^{-1}=\frac{1}{S^2+\frac{Rя}{Lя}S+\frac{Ce}{Lя}\frac{C_M}{J}}\begin{bmatrix}C_e & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}S+\frac{Rя}{Lя} & \frac{C_M}{J}\\ -\frac{Ce}{Lя} & S\end{bmatrix}=$$

$$=\frac{1}{S^2+\frac{Rя}{Lя}S+\frac{Ce}{Lя}\frac{C_M}{J}}\begin{bmatrix}Ce\left(S+\frac{Rя}{Lя}\right) & \frac{CeC_M}{J}\end{bmatrix} \qquad (7.58)$$

$$H(S)=C(SI-A)^{-1}B=\frac{1}{S^2+\frac{Rя}{Lя}S+\frac{Ce}{Lя}\frac{C_М}{J}}\left[C_e\left(S+\frac{Rя}{Lя}\right)\frac{CeC_М}{J}\right]\begin{bmatrix}0 & -\frac{1}{J}\\ \frac{1}{Lя} & 0\end{bmatrix}=$$

$$=\frac{1}{S^2+\frac{Rя}{Lя}S+\frac{Ce}{Lя}\frac{C_М}{J}}\left[\frac{Ce}{Lя}\frac{C_М}{J}\quad -\frac{Ce}{J}\left(S+\frac{Rя}{Lя}\right)\right]=$$

$$=\left[\frac{1}{\frac{Lя}{CeC_М}S^2+\frac{Rя}{CeC_М}S+1}\quad-\quad\frac{\frac{Rя}{C_М}\left(\frac{Lя}{Rя}S+1\right)}{\frac{Lя}{CeC_М}S^2+\frac{Rя}{CeC_М}S+1}\right]\qquad(7.59)$$

Олинган матрицанинг биринчи ва иккинчи элементлари кучланиш – Э.Ю.К. ва қаршилик моменти –Э.Ю.К. узатиш функциясини ифодалайди H(S) ва G(S)узатиш матрицаларига $(SI\text{-}A)^{-1}$ ифодаси киргани учун бу матрицаларнинг хамма элементлари, яъни тизимнинг узатиш функцияси ўз ичига Q(S)=det(SI-A) ифодасини олади. Бу ифода тизимнинг характеристик кўпхадидир. Ушбу кўпхаднинг илдизлари “A” матрицасининг сонлари дейилади.

7.6 Тизимларнинг кузатувчанлиги ва бошқарилувчанлиги

Юқоридаги бўлимларда кўриб чиқилган автоматлашган тизимларни фазовий холат асосида тадқиқ этиш жуда самарали бўлиб, хозирги пайтда кенг тарқалмоқда. Мана шундай ёндошиш натижасида нафақат тизимни хисоблаш машиналаридан фойдаланиш асосида тахлил ва тадқиқ этишнинг самарадор алгоритми ишлаб чиқилди, балки биринчи марта динамик тизимнинг энг умумий хусусиятларига тегишли назарий натижалар олинди. Бундай хусусиятларга бошқарувчанлик ва кузатувчанлик каби тизимнинг мухим хусусиятлари киради. Бу тушунчаларнинг маъноси ва ахамияти ростлагичларни, хусусан модал ростлагичларни яратиш ва тадбиқ этишда яққол кўринади.

Маълумки, тизимнинг динамик хусусиятлари асосан унинг қутблари, яъни характеристик тенгламанинг илдизлари ёки худди шундай маънога эга бўлган A матрицасининг сонлари билан аниқланади. Чизиқли тизимнинг асимптотик устиворлигининг керакли ва етарли шарти бўлиб

шу система комплекс сонларнинг чап ярим текисликдаги қутбларини топиш хисобланади. Тизимдаги ўткинчи жараёнларнинг характери шу қутбларнинг ўзаро қандай жойлашганлигига боғлиқ. Қуйидаги тенглама билан аниқланадиган чизиқли стационар

$$\dot{x}=Ax+BU\qquad(7.60)$$

қутбларнинг мақбул жойлашувини таъминлаш тенгламаси “холат бўйича чизиқли тескари алоқа” деб аталадиган тескари алоқа киргазиш йўли билан олинади:

$$U=V-kx.\qquad(7.61)$$

Бу тенгламада V-кириш (берилган) таъсирларнинг янгича белгиланиши, -k тескари алоқа матрицаси. Агар U ва V скаляр қиймат бўлса, у холда k алоқа боғланишларнинг коэффициентларидан тузилган сатр матрицаси бўлади.

Биз “объект” деб атайдиган берилган тизим холат бўйича чизиқли тескари алоқа билан биргаликда 7.4-расмда кўрсатилган ёпиқ тизимни ташкил этади. Бу тизим тенгламаси (7.60) ва (7.61) тенгламаларни бирлаштириш билан олинади:

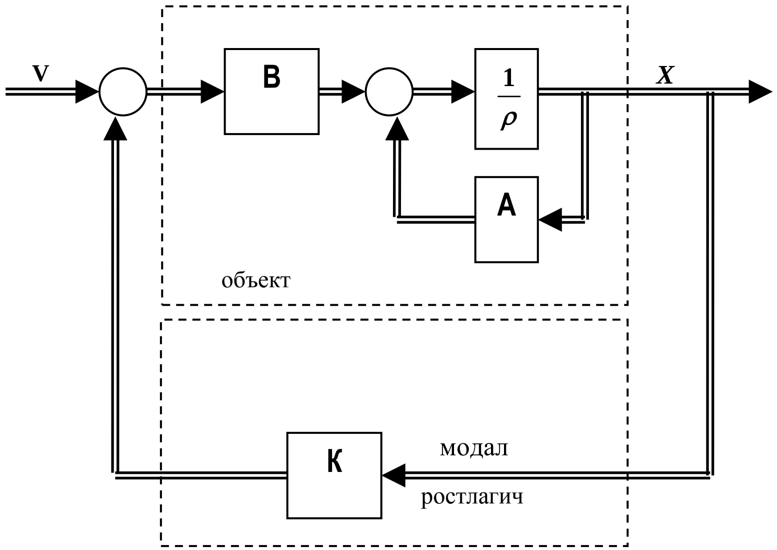
$$\dot{x}=Ax+B(V-kx)=Ax+BV+BKx,$$

ёки:

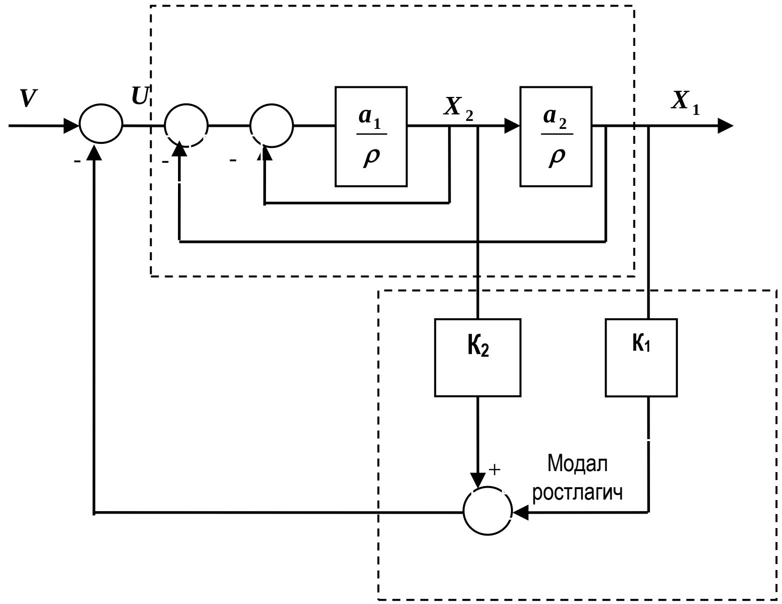
$$\dot{x}=(A-Bk)x+BV\qquad(7.63)$$

Объектнинг динамик хусусиятлари (7.60) тенгламага биноан A матрицаси билан аниқланганлиги каби хосил бўлган ёпиқ тизимнинг динамик хусусиятлари (7.63) тенгламага асосан $\tilde{A}$=A-Bk матрицаси билан аниқланади. Бу ерда асосий масала тескари алоқа коэффициентларидан тузилган k матрицасини топишга қаратилганки, холат бўйича тескари алоқа киритиш ёрдамида тузилган ёпиқ тизим қутбларининг мақбул жойлашишга эга бўлсин (бу ўринда шундай мақбул жойлашув маълум деб қаралади), яъни мақбул характеристик полином $D_М$(S) аниқланиши керак:

$$\det(SI-\tilde{A})=D_М(S)\qquad(7.64)$$



7.4-расм. Холат ўзгарувчиси бўйича тескари алоқага эга бўлган тизимнинг тузилиш схемаси



7.5-расм. Модал ростлагичли тизимнинг муфассаллашган тузилиш схемаси.

Биз таъриф қилган масала «модал бошқариш масаласи» номини олди. Модал бошқарув билан боғлиқ холда тескари алоқа занжиридан инерциясиз (кучайтирувчи) ростлагич модал ростлагич деб аталади.

Тизимда хохланган динамик хусусиятларни таъминловчи тескари алоқа матрицаси k нинг мавжудлиги хусусан объектнинг тузилиши кириш (берилган) тескари U ёрдамида объекти x ни бошқариш имкониятига хеч қандай тўсиқлик қилмагандагина кафолатланади. Бошқача айтганда объект бутунлай бошқарилувчан бўлиши керак. Охирги терминга аниқ таъриф берамиз. Қуйидаги тенглама

$$\dot{x}(t)=A(t)x(t)+B(t)U(t) \qquad (7.65)$$

билан аниқланадиган чизиқли тизим, (агар у $(t_1 - t_o)$ вақт оралиғида чекланган бошқариш $U(t), t_o \le t \le t_1$ ёрдамида ихтиёрий бошланғич холат

$x = x_o(t_o)$ ихтиёрий охирги холат $x_1 = x(t_1)$ га ўтказа олинса) “бутунлай бошқарилувчан чизиқли тизим” дейилади.

(7.60)-тенглама билан аниқланадиган чизиқли турғун тизим учун бошқарилувчанликнинг далилини текшириш оддий равишда амалга оширилади. Бунинг учун бошқарилувчанлик матрицасини тузиб чиқиш керак.

$$P = \left(B, AB, A^2B, \ldots A^{n-1}B\right) \qquad (7.66)$$

Бу матрица блокли тузилишга эга: унинг элементлари B, AB, A^2B ва хоказо (умумий сони n та) матрицалардан иборат, шунинг учун P матрицаси n қатор ва m устунга эга.

Тизимнинг (7.60) бутунлай бошқарувчанлигининг керакли ва етарли шарти P матрицаси энг юқори даражасининг (“ранг”) тизим даражасига тенглигидир:

$$\mathrm{rank}P = n \qquad (7.67)$$

Матрицанинг “ранг”ги деб шу матрицанинг нолдан фарқли минорларининг энг катта даражасига айтилади. Айтилганларни мисол билан тасдиқлаймиз. Айтайлик, тузилиш схемаси 7.5-расмда келтирилган битта киришга эга бўлган объект мавжуд ва унинг матрицалари A ва B қуйидаги характеристик полиномга эга бўлсин:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & a_1 \\ -a_2 & -a_2 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ a_2 \end{bmatrix}, a_1 > 0, a_2 > 0 \qquad (7.68)$$

Объектнинг бошқаралувчанлиги текшириш ва шундай модал ростлагич хисоблаш талаб этиладики, бунда тизим қуйидаги характеристик полиномга эга бўлсин:

$$D_M(S) = S^2 + 2\omega_O S + \omega_O^2\ , \qquad (7.69)$$

бу ерда ω_O -тизимнинг тезкорлик меъёрини аниқлайдиган ўзгармас сон.

Матрицанинг бошқарилувчанлигини аниқлаймиз:

$$AB = \begin{bmatrix} a_1 a_2 \\ -a_2^2 \end{bmatrix}; \ P = (B, AB) = \begin{bmatrix} 0 & a_1 a_2 \\ a_2 & -a_2^2 \end{bmatrix} \qquad (7.70)$$

Матрица P нинг даражаси иккига тенг, чунки иккинчи даражали аниқловчи detP нольдан фарқли. Демак, берилган объект U кириш бўйича тўла бошқарилувчан ва бу деган сўз берилган динамикани таъминлаб берувчи модал ростлагичи тузилса бўлади.

Объект иккинчи даражали ва битта киришга эга бўлганлиги учун K-тескари алоқа матрицаси K_1 ва K_2 элементларидан ташкил топган сатрдан иборат (бу қуйида келтирилганидек A, B ва K матрицаларнинг ўлчамларини мослаштиришдан келиб чиқади). У холда;

$$\tilde{A} = A - BK = \begin{bmatrix} 0 & a_1 \\ -a_2 & -a_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ a_2 \end{bmatrix} [K_1 K_2] = \begin{bmatrix} 0 & a_1 \\ -a_2(1+K_1) & -a_2(1+K_2) \end{bmatrix} \qquad (7.71)$$

Шундан сўнг қуйидаги тенглик бажарилиши керак:

$$\det\left(SI - \tilde{A}\right) = \begin{bmatrix} S & -a_1 \\ a_2(1+K_1) & S + a_2(1+K_2) \end{bmatrix} = S^2 + 2\omega_O S + \omega_O^2 \qquad (7.72)$$

Аниқловчини очиб, S нинг бир хил даражасидаги коэффициентларини бир-бирига таққослаб қидирилаётган тескари алоқа коэффициентларини аниқлайдиган иккита алгебраик тенглама оламиз:

$$K_1 = \frac{\omega_O^2}{a_1 a_2} - 1; \ K_2 = \frac{2\omega_O}{a_2} - 1 \qquad (7.73)$$

Объектнинг барча координаталарини, яъни холат векторининг хамма ташкил этувчиларини ўлчаш мумкин эмаслиги туфайли (баъзи координаталарини тўғридан-тўғри ўлчаб бўлмайди) кўпинча холат бўйича чизиқли тескари алоқани амалга ошириш қийинлашади. Лекин кўп холларда ўлчаш мумкин бўлмаган объект координаталарини бахолайдиган, кузатувчи деб аталадиган қурилмани яратиш (қуриш) мумкин бўлади. Қуйидаги тенглама билан ифодаланадиган объект учун, яъни;

$$\dot{x} = Ax + BU, \qquad y = cx \qquad (7.74)$$

кузатувчининг холат тенгламаси қуйидаги кўринишга эга:

$$\hat{x} = A\hat{x} + BU + G(y - \hat{y}) \qquad (7.75)$$

бу ерда: $y = c\hat{x}$, G-ихтиёрий доимий матрица. Бу тенгламадан ва унга мос келадиган 7.5-расмдан кўриниб турибдики, кузатувчининг кириш қиймати бўлиб объектнинг кириш ва ўлчаниши мумкин бўлган чиқиш қийматлари хизмат қилади.

(7.74) ва (7.75)-тенгламаларни биргаликда ечиб, бахолайдиган хатони $\hat{x} - x$ ни аниқлайдиган тенгликни оламиз:

$$\hat{x} - x = \left(A + Gc(\hat{x} - x\right) \qquad (7.76)$$

Маълумки, агар A-Gc матрицасининг хусусий сонлари, яъни, объект-кузатувчи тизимнинг қутблари чап ярим текисликда жойлашса, у холда $t \to \infty$ бўлганда бахолашдаги хато $\hat{x} - x \to 0$ бўлади. Бундай холда кузатувчининг холат ўзгарувчилари объект ўзгарувчиларига ўхшаш асимптотик равишда шундай туташадики, уларнинг бахоси бўлиб қолади. Координаталар бахосини уларнинг хақиқий қийматларига ўхшаши объект-кузатувчи тизим қутбларининг жойлашишига боғлиқ. Шунинг учун бу қутбларни ўз ихтиёримиз бўйича танлаш имкониятига эга бўлиш мухим ахамиятга эга. Кузатувчини унинг динамикасини (қутблар жойлашувини) ихтиёрий танлаш “кузатувчанлик” деб аталадиган тизимнинг мухим хусусияти билан аниқланади.

Қуйидаги

$$\dot{x}(t)=A(t)x(t)+B(t)U(t)$$
$$y(t)=C(t)x(t) \qquad (7.77)$$

тизим, агар $t_0 \le t \le t_1$, вақт оралиғида U(t) ва y(t) ўлчанган маълумотлар бўйича хамма t_0 учун $x(t_0)$ни фақат бир мартагина аниқланса “бутунлай кузатилувчан” дейилади. (7.74) тенглама билан аниқланадиган чизиқли турғун тизим учун бутунлай кузатилувчанликнинг керакли ва етарли шарти

$$\text{rank } Q=n \qquad (7.78)$$

бўлишидир, бу ерда кузатилувчанлик матрицаси

$$Q=\left[C^T, A^T C^T, \left(A^T\right)^2 C^T, \ldots, \left(A^T\right)^{n-1} C^T\right] \qquad (7.79)$$

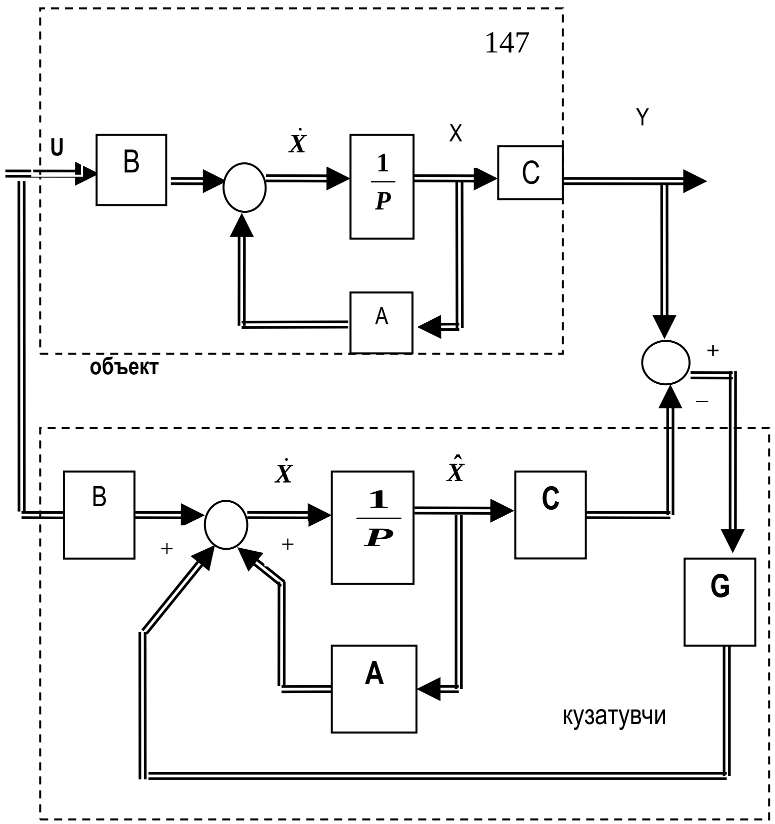
Юқоригилардан кўриниб турибдики, агар биз кўриб чиққан мисолда ўлчаш мумкин бўлган координата x_1 бўлса, у холда объект бу координата бўйича тўла кузатилувчан бўлади ва бундан келиб чиқадики, қутбларни хохлаган равишда жойлаштириш мумкин бўлган кузатувчини кўриш мумкин. 7.6-расмда объектнинг битта (x_1) координатаси бевосита ўлчанадиган ва бошқа (x_2) координатаси кузатувчи ёрдамида тикланадиган (бахоланадиган) хол учун модал бошқаришни амалга ошириш кўрсатилган.

Бу ерда тенгламанинг даражаси объект даражасига тенг бўлган ва (7.75) тенглама билан аниқланадиган кузатувчидан фарқли ўлароқ даражаси пасайтирилган кузатувчи қўлланилган. У фақат бевосита ўлчанмайдиган координатанигина бахолайди. Кузатувчининг тенгламалари қуйидаги кўринишга эга:

$$\dot{z} = -(a_2 + \lambda a_1)\hat{x}_2 - a_1 x_1 + a_2 U;$$
$$\hat{x}_2 = z + \lambda x_1 \qquad (7.80)$$

Объектнинг биринчи тенгламаси x_1=$a_1 x_2$ни хисобга олиб аниқлаймиз:

$$\hat{x}_z = \dot{z} + \lambda \dot{x}_1 = -a_2 \hat{x}_2 - \lambda a_1(\hat{x}_2 - x_2) - a_2 x_1 + a_2 U; \qquad (7.81)$$



7.6-расм. Кузатишнинг ёпиқ тизими

Бу тенгламадан объектнинг иккинчи тенгламасини

$$x_z = -a_2 x_1 - a_z x_z + a_2 U \qquad (7.82)$$

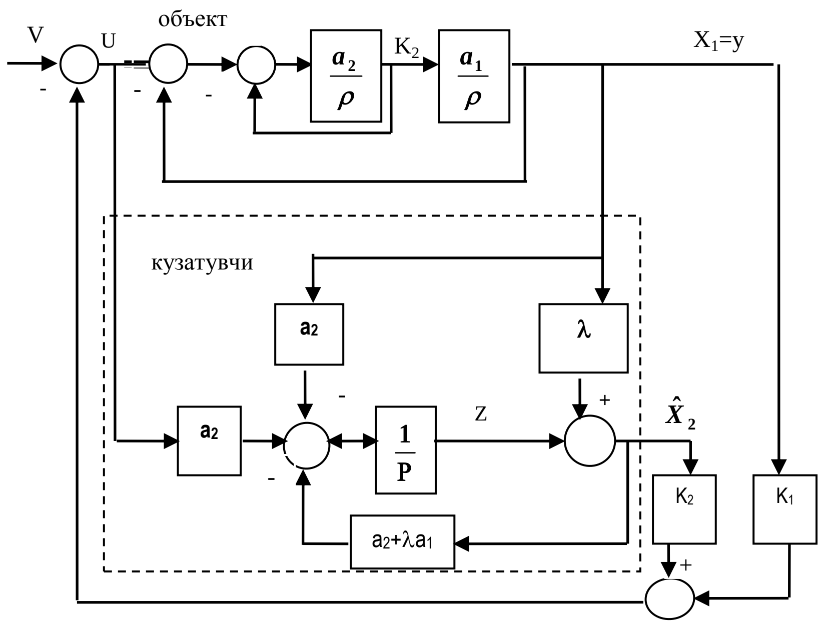
айириб олиб ташлаб, бир неча оддий ўзгаришдан сўнг қуйидагини оламиз:

$$\dot{x}_2 - \dot{x}_2 = -(a_2 + \lambda a_1)(\hat{x}_2 - x_2) \qquad (7.83)$$

бу ердан қуйидаги келиб чиқади:

$$\hat{x}_2(t) = x_2(t) + [\hat{x}_2\langle 0\rangle - x_2\langle 0\rangle] e^{-(a_2+\lambda a_1)t} \qquad (7.84)$$

Охирги ифодадан кўриниб турибдики, $t \to co$ бўлганда $\hat{x}_2 \to x_2, \hat{x}_2$ ни x_2га тўғри келишининг керакли тезлик параметри λ нинг қийматини танлаш билан амалга оширилади.



7.7-расм. Битта кириш сигналига эга бўлган ёпиқ тизим (кузатувчанлик)

САВОЛ ВА ТОПШИРИҚЛАР

1. Кўп ўлчамли нозиқ объектнинг холат тенгламаларини тушунтириб беринг.
2. Чизиқлаштирилган тизимнинг вектор – матрица моделини келтиринг.
3. Ўзгармас ток двигателининг вектор – матрица моделини ёзиб беринг.
4. Тизим матрицаси қандай кўринишга эга?
5. Бошқариш матрицаси қандай кўринишга эга?
6. Ўлчаш матрицаси қандай кўринишга эга?
7. Тузилиш схемаларига асосан холат тенгламалари қандай тузилади?
8. Холат тенгламалрига асосан тузилиш схемаси қандай тузилади?
9. Холат тенгламаларининг каноник шакли қандай кўринишга эга?
10. Тизимнинг узатиш матрицаси қандай аниқланади?

АДАБИЁТЛАР

1. Анхимюк В.Л. Теория автоматического управления.-Минск: Вышейшая школа, 1979.
2. Андриевский Б.Р., Гаврилов С.В., Нагибина О.Л., Томчина О.Г., Шестаков В.М. Теория цифровых и нелинейных систем автоматического управления: Методические указания / Под. ред. В.М. Шестакова: С-Пб.: ИПМаш. РАН; 2000. 52 с.
3. Андриевский Б.Р., Фредков А.Л. Элемент математического моделя в программных средах MATLAB 5 и Scilab. -С-Пб.: Наука, 2001.
4. Ключев В.И. Теория электропривода.- М.: Энергоатомиздат, 1985.
5. Охоткин Г.П. Динамические модели контура тока ИППН с ПИ – регулятором. Изд-во Чували. ун-та, 2000.
6. Бесекерский В.А. - Теория систем автоматического управления : My-shop.ru
7. Саидахмедов С.С Электр механик тизимларни автоматик бошқариш, ўқув қўлланма Тошкент, ТДТУ, 2004.
8. Саидахмедов С.С Автоматик бошқариш назариясида замонавий услублавр. Тошкет, ТДТУ, 1997.
9. Базаров Н.Х., Саидахмедов С.С. Электромеханик тизимларнинг статика ва динамикаси. Тошкент, «Истиклол», 2005
10. http://www.my-shop.ru/shop/books/27636.html
11. http://www.eltech.ru/kafedrs/fea_sau/plan/prog_03.htm
12. http://www.toehelp.ru/theory/tau/contents.html

Мундарижа

I. Кириш ……………………………………………...........……………..…......3
1.1. Асосий тушунчалар ва таърифлар ………………..............................3
1.2. Автоматик бошқариш тизимларининг таснифи …….......................12
II. АБТ тадқиқотининг математик аппарати........……………….........22
2.1. Сигналларни математик тасвирлаш …………..............…..............22
2.2. Автоматик бошқариш тизимининг статик ва динамик характеристикалари ………………………….......................25
2.3. Автоматик бошқариш тизими динамикасининг тенгламалари ………………………………………………….....................28
2.4. Дифференциал тенгламаларнинг ечими хақида …….......................30
III. Автоматик бошқариш тизимининг динамик звенолари ва тузилма схемалари ……………………….....................33
3.1. Намунавий динамик звенолари хақида умумий тушунчалар ………………………………………………….......................33
3.2. Инерциясиз ва биринчи даражали инерцияли звенолар …………………………………………………….....................34
3.3. Иккинчи даражали инерцияли звенолар ……………......................43
3.4 Дифференциялловчи, интегралловчи ва кечикувчи звенолар ………………………………….......................53
3.5. Динамик звеноларнинг ЛЧХ……………………………….................61
IV Автоматик бошқариш тизимининг тузилиш схемалари 67
4.1. Тузилиш схемалари ва уларни ўзгартириш ……………................67
4.2. Тузилиш схемаларини келтириш қоидаларидан фойдаланиб, тизимнинг умумий узатиш функцияларини

аниқлаш бўйича мисоллар………………………………………..............76
4.3. Автоматик бошқариш тизимларининг таркибий схемаларини тузиш бўйича мисоллар ……………………..………...82
4.4. Тузилиш схемаларга асосан тизимнинг узатиш функцияларини ва оператор тенгламаларини тузиш…………………….................................91
V. Автоматик бошқариш тизимининг барқарорлиги……….................94
5.1. Чизиқлаштирилган тизимларнинг барқарорлик тушунчаси ……………………………………………………….…..........94
5.2. Раус-Гурвиц мезони бўйича барқарорликни аниқлаш ………………………………………………..……...............97
5.3. Найквист мезони бўйича барқарорликни аниқлаш …..…………………………………………………….............101
5.4. Михайлов мезони бўйича барқароликни аниқлаш ………………………………………………..……........106
5.5. Ёпиқ тизим барқарорлигини логарифмик частота характеристикалари ўзаро жойлашувига қараб аниқлаш……..........109
5.6. Барқарорликни илдиз годографи услуби билан тадқиқот қилиш …………………………………………….............112
VI. Тизимнинг ўткинчи жараёнлари 117
6.1. Частота характеристикалари бўйича тизимнинг ўткинчи жараёнини қуриш…...117
6.2. Ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичлари………………………..120
6.3. Частотавий сифат мезонлари...122
VII Автоматик бошқариш тизимини тадқиқ этишнинг замонавий услублари...125
7.1 Кўп ўлчамли ночизиқ объектнинг муфассаллашган тузилмаси ва холат тенгламалари……………………………….…125
7.2 Чизиқлаштирилган тизимларнинг вектор-матрица моделлари.........128
7.3 Тузилиш схемаларига асосан холат тенгламаларини тузиш ва тескари масала……………………………………………….…131
7.4 Холат тенгламаларининг каноник шакли ……………………..…136
7.5 Тизимнинг узатиш матрицаси……………………………………...138
7.6 Тизимларнинг кузатувчиланган ва бошқарувчанлиги.......................141
Адабиётлар……………………………………………………….........151

Мухаррир М.М. Ботирбекова