

ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА ЎРТА  
МАХСУС ТА'ЛИМ ВАЗИРЛИГИ

АБУ РАЙХОН БЕРУНИЙ НОМИДАГИ ТОШКЕНТ  
ДАВЛАТ ТЕХНИКА УНИВЕРСИТЕТИ

ЭНЕРГЕТИКА ФАКУЛЬТЕТИ

«ЭЛЕКТР ТЕХНИКАСИ, ЭЛЕКТР МЕХАНИКАСИ  
ВА ЭЛЕКТР ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ» кафедраси

**АВТОМАТИК БОШҚАРИШ НАЗАРИЯСИ**  
**ФАНИДАН**

**МАРУЗАЛАР МАТНИ**

Тошкент- 2011

«АВТОМАТИК БОШҚАРИШ НАЗАРИЯСИ» фанидан ўқув-услубий мажмуа. – Тошкент: ТДТУ. – 2011 й - \_\_\_\_ бет.

Ушбу ўқув-услубий мажмуа «Автоматик бошқариш назарияси» фани бўйича маъруза, тажриба машғулотлар асосида яратилган бўлиб, унда маъруза, тажриба машғулотларни ўрганиш бўйича «Электр техникаси, электр механикаси ва электр технологиялари» таълим йўналиши ва мутахассисликлари учун маҳсус ўқув дастури, маъруза матни, тажриба машғулотларига услубий кўрсатмалар, таълим технологияси, визуал ва кўргазмали тақдимот слайдлари, савол-жавоблар, тест саволлари рўйхати жамланган.

Мазкур ўқув-услубий мажмуа олий ўқув юртлари талабалари учун тавсия этилади. Шу билан бирга ўқув-услубий мажмуадан профессор- ўқитувчилар, илмий ходимлар, аспирант-тадқиқотчилар ва корхоналарнинг мутахассислари фойдаланишлари мумкин.

Тузувчилар: ТошДТУ, Энергетика факултети, «Электр техникаси, электр механикаси ва электр технологиялари» кафедраси катта ўқитувчиси, т.ф.н. Мустафақулова Г.Н.

ТошДТУ, Энергетика факултети, «Электр техникаси, электр механикаси ва электр технологиялари» кафедраси катта ўқитувчиси Ильясов Ш.Т.

## **I-МА’РУЗА**

### ***I. Кириши. Асосий түшүнчалар ва та’рифлар***

«Автомат» сўзи – ўзи ҳаракат қиласи деган ма’ни инсоннинг бевосита иштирокисиз ўз назорати остида ишлаб-чиқариш жараёнини бажарадиган курилмага (машина, аппарат, асбоб, мослама) айтилади.

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

**Автоматик бошқариши деб**, об’ектнинг ишлаши ва ундан кутилган натижа – ма’лум миқдорли, сифатли маҳсулот, жараён олиш учун автоматик бошқариш қурилмалари орқали бошқариш мақсадида, я’ни ма’лум дастур асосида кўрсатиладиган та’сирлар тўпламига айтилади.

Ҳар қандай технологик жараён ишлатиладиган ашёга фаол (механик, термик, химик ва ш.ў) та’сирлар туфайли бўлади. Ишлов бериладиган ашёга фаол та’сир кўрсатадиган қурилма асосий технологик жиҳозни ташкил етади. Унга айрим механизмлар ёки машиналар, ҳатто бутун ишлаб чиқариш тўплами кириши мумкин. Бу қурилмалар бошқариш об’екти ҳисобланади. Улар учун бир қатор ҳолатлар ёки иш режимлари борлиги одатий холдир. Бошқарув об’екти (БО)нинг иш режимига об’ектнинг маҳсус органига (киришига) мақсадли ўзгартириш туфайли еришилади. Бу та’сирларни бошқарувчи қурилма (БҚ) аниқлайди.

Автомат равишда бошқарув инсоннинг бевосита иштирокисиз автомат бошқарув қурилмалари ёрдамида амалга оширилади. Автомат бошқарув қурилмалари билан бошқарув об’екти биргаликда автомат бошқарув тизимини (АБТ) ташкил етади.

Об’ект киришига бошқарувчи та’сир берилганда, об’ектда бошқарув мақсадига мос ҳаракат (жараён) ҳосил бўлади. Бу ҳаракат об’ектнинг ҳолатини баҳолайдиган ҳолат ўзгарувчилари ёки об’ектни координаталари деб аталадиган бошқарилувчи ўзгарувчи қийматлар билан аниқланади. Об’ектда ҳосил бўладиган ҳаракат нафақат бошқарувчи та’сирни табиатига ва жадаллигига боғлиқ, балки турли тўлқинлантирувчи та’сирларга, шунингдек об’ектни статик ва динамик хусусиятларига ҳам боғлиқдир.

Тўлқинлантирувчи та’сирларга об’ектнинг юкламаси, атроф – шароитини турли та’сирлари, об’ект ички параметрларининг ўзгариши туфайли ҳосил бўладиган та’сирлар киради. Об’ектнинг динамик хусусиятлари унинг структурасига ва параметрларига боғлиқдир. Ишлаш жараёнида кўпчилик об’ектларни динамик хусусиятлари қат’ий ўзгармас деб бўлмайди, улар ма’лум чегарада ўзгаради ва бу ўзгариш одатда тасодифий равишда рўй беради.

Автомат равишда бошқарувчи тизимларнинг бошқарув та’сирлари кэладиган ахборот (информация)га, я’ни тизимни тахмин қилинган ёки бўлиб ўтган ҳолати хақида ма’лумотларга қараб белгиланади. Биринчи навбатда бу об’ектни характеристикалари ва параметрлари, ҳамда бошқарув жараёнини белгиловчи координаталари хақидаги қийматлардир.

Ахборотнинг икки турини я'ни, бошлангич (дастлабки) ёки априор (аввалдан) ва ишчисини ажратишади. Дастьлабки ёки априор ахборот деб, тизим ишлашидан олдин бошқариладиган жараён ва бошқариш тизими ҳақида ихтиёrimизда бўлган ма'lумотларга айтилади. Ишчи ахборот деб, тизим ишлаётган вақтда олинадиган ахборотга айтилади.

Дастьлабки тўлиқ ахборотга ега тизимларда талаб етилган сифат кўрсаткичини та'mинлаш мумкин. Дастьлабки тўлиқ ахборотга ега бўлмаган тизимларда бошлангич ахборот бошқариш мақсадига ёки талаб етилган сифатларни олишга йетарли емас. Бундай тизимларда ишлаш жараёнида ишчи ахборот дастьлабки ахборотда йетишмайдиганларини ўз ахбороти билан тўлдириш зарур. Бу тизимлар-нинг ўзига хос хусусияти – бу об'ект характеристикаларини тахлил қиласидиган, қурилмаларнинг борлигидир ва улар йетишмаган ахборотни манбай бўлиб хизмат қиласиди.

Мураккаб об'ектни бошқариш алгоритм асосида амалга оширилади. **Алгоритм деб**, дастьлабки ма'lумотларни изланган натижага ўтказиш йўл-йўриғи мазмунини ва кетма – кетлик операциясини белгилаб берадиган йўл – йўриққа айтилади. Бошқарувчи қурилма эса, бошқарув алгоритми асосида ҳаракат қилиб, унга кэладиган ахборотга ишлов беради ва уларни бошқарув об'ектларини бошқарадиган та'sирларга айлантиради.

Алгоритмнинг муҳим ҳислати, унинг белгиловчи жараёни дискретлиги (уни айрим кетма – кет бўлаклардан иборат ишлаш) хусусиятидир.

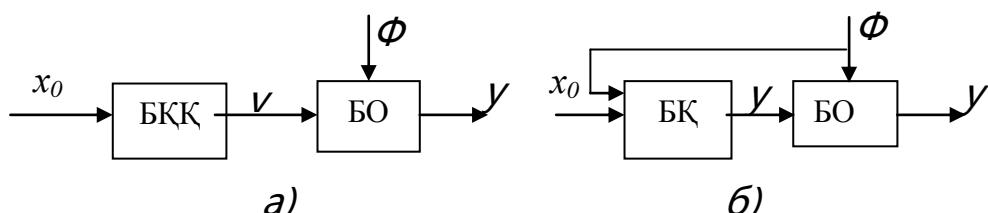
Автомат равишда бошқаришнинг асосий шакллари (турлари) қуйидагича:

- 1) узилган та'sир занжири бўйича автомат равишда бошқа-риш;
- 2) автомат равишда ростлаш;
- 3) автомат равишда созлаш;

Бошқаришнинг охирги икки тури бошқарув об'ектининг киришига тескари боғланиш занжирлари орқали ахборот берилишини кўзда тутади. Бундай бошқарув турига мос тизимларни биринчи турли бошқарувдан фарқ қилиш учун ёпик бошқарув тизими дейилади.

1. Узилган та'sир занжирли автомат бошқариш бошқарув вазифалари билан баҳоланади, аммо бошқариш ишлаб чиқаришнинг ҳақиқий ҳолатининг бориши билан боғлиқ бўлмайди ва ма'lум охирги натижа олишни кўзлайдиган узилган сикл бўйича бажарилган бўлади (масалан, моторни ишга тушириш, реверслаш ва тўхтатиш) ёки ҳолатини қат'ий кетма-кетликда алмаштиришни мўлжаллайди.

Узилган АБТ ни бошқариш учун об'ект ҳақида фақат априор (дастьлабки) ахборот ишлатилади. 1.1-расмда енг оддий узилган тизимни функционал (вазифавий) схемаси кўрсатилган.



1.1-расм. Очиқ тизимнинг функционал схемалари

Функционал схема функционал (ма’лум вазифани бажарувчи) элементлардан иборат бўлиб, схема бу элементларни ўзаро мақсадли боғланишини, тизимдаги та’сирларни, уни координатларини кўрсатади.

Тизимнинг киришига белгиловчи (топширик) та’сир  $x_0$  берилади ва бошқарувчи қурилма (БҚ) ёрдамида у бошқарувчи у та’сирга ўзгартирилади.

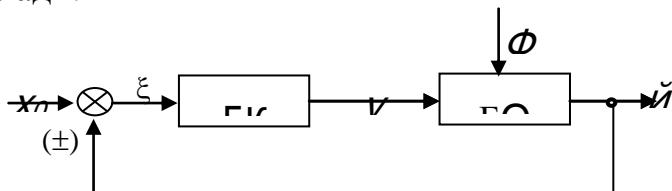
Бошқарув та’сир у натижасида БО об’ектнинг ҳолатини баҳоловчи координата (чиқишдаги қиймат) “ $y$ ” ўзгаради (1.1,а-расм).

Тўлқинлантирувчи та’сир  $\Phi$  борлиги туфайли бошқарилувчи “ $y$ ” координатани ҳақиқий қиймати у исталганидан фарқ қиласди, я’ни хато пайдо бўлади ва у анча катта бўлиши мумкин. Бу хатони камайтириш учун узилган тизимда тўлқинлантирувчи та’сир бўйича ростлаш (1.1, б-расм) кўлланилади.

Тўлқинлатиравчи та’сир бўйича ростлаш асосида (Понсэле принципи) тўлқинлантирувчи та’сирни ўлчаб бошқарувчи қурилмага бошқариш учун узатилади. Натижада бошқарувчи у та’сир тўлқинлантирувчи та’сирни ҳам ҳисобга олган ҳолда шаклланади ва бошқарув БО об’ектнинг киришига тўлқинлантирувчи та’сирни компенсация қилиш (бўладиган та’сирга нисбатан оғиш туфайли ҳосил бўлган хатони тузатиш), бошқариладиган қийматга бўладиган та’сирнинг олдини олиш учун қўлланади. Бу ҳолда автомат бошқарув тизими бу тўлқинлантирувчи та’сирга инвариант (бефарқ) бўлади. Инвариантлик шарти тўлиқ ёки қисман, я’ни ма’лум кичик  $\xi$  қийматгача аниқлик билан бажарилган бўлиши мумкин. Бу дегани ростланадиган қийматни тўлқинлантирувчи та’сирдан оғишини тўлиқ олди олинади ёки у ма’лум микорда рухсат етилганлик чегарасида бўлади.

2. Автоматик ростлашда бошқарувчи та’сир тескари боғланиш қурилмалари ёрдамида жараённи ҳақиқий боришини ҳисобга олиб шакллантирилади. Об’ект координаталарининг ҳолати ҳақидаги (информация) ахборот тескари боғланиш каналлари (йўллари) орқали бошқарув-чи қурилма киришига берилади, унда ўзгартирилиб топширик та’сир билан солиштирилади. (1.2-расм). Тескари боғланиш сигнални  $x_0$  ишорасига нисбатан (+) ёки (-) бўлиши мумкин. Амалиётда қўпроқ манфий ишорали тескари боғланиш ишлатилади, бу дегани БҚ киришидаги  $\xi$  оғиш (хато) миқдори  $\xi=x_0$ -у тенгликда аниқланади. Демак  $x_0$  ва у со-лиштирилиб аниқланган  $\xi$  қийматига қараб бошқарувчи қурилма БҚ орадаги  $\xi$  фарқни камайтириш учун топширик ишлаб чиқади ва бу у сигнал БО ни шу йўналишда харакат қилишга мажбур етади.

Тескари боғланиш принципи (я’ни оғиш-хато бўйича бошқариш) универсаллиги ва та’сирчанлиги туфайли бошқариладиган қийматни берилган қонун бўйича ўзгартиришга имкон беради ва бу оғишни ҳосил бўлишига сабабчи бўлган тўлқинлантирувчи та’сирнинг хусусиятига боғлиқ бўлмаган ҳолда амалга оширилади.



1.2-расм. Тескари боғланишли ёпиқ тизимнинг функционал схемаси

Бу услугуб универсаллиги туфайли ҳар хил динамик хусусиятларга ега, ҳатто бекарор тизимларни ҳам бошқаришга имкон беради.

Оғиши бўйича бошқариш принципи узилган тизимларга нисбатан ёпиқ тизимларда берилган об'ект учун ҳаракат қонунини юқори аниқлик билан амалга оширишга имкон яратади.

Бошқарувчи қурилма ростловчи тескари боғланиш билан биргаликда ростлагични ташкил етади. Бошқариш об'екти ростлагич билан биргаликда автомат ростлаш тизимини (АРТ) беради.

АРТ тескари боғланишлари тизимини статик ва динамик характеристикаларини шакллантиришга ёрдам қиласди. Бу характеристикалар эса АРТ бажарадиган вазифаси, ҳамда технологик жараён томонидан қўйиладиган талаблар асосида аниқланади. Автомат ростлаш тизимини ҳеч бўлмагандан ростланадиган координатани ҳақиқий ва берилган (топшириқ) қийматларини солиштириш учун хизмат қиладиган битта тескари боғланишга ега 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 ега тизимларни бир контурли деб аталади. Айрим АРТ, сони ростланадиган қийматлар билан белгилана-диган бош тескари боғланишлардан ташқари бир неча қўшимча (маҳаллий) тескари боғланишларга ҳам ега 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 ега АРТ кўп контурли деб аталади.

Та’сир сигналини узатилиш хусусиятига қараб тескари боғланишлар бикр (қаттиқ, мустаҳкам) ва қайишқоқ боғланишларга бўлинади.

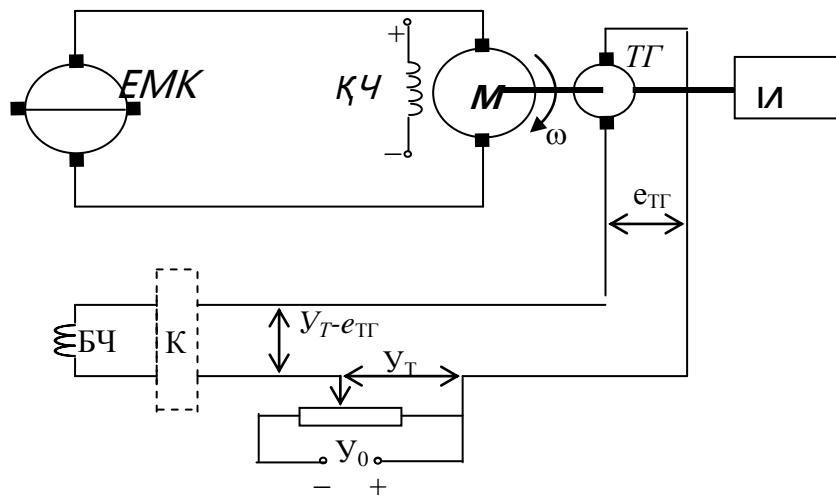
Бикр тескари боғланиш тизимнинг жорий ҳолатида, ҳамда ўткинчи жараёнида ишлайди. У та’сирларни йиғадиган тугунларга назоратли қийматларга боғлиқ сигналларни узатади. Бикр тескари боғланишини амалга оширадиган восита бўлиб, ҳар хил ўлчагич қурилмалар (датчиклар) ҳизмат қилишади ва улар сигналларни солиштириш тугунига узатишади. Айрим ҳолларда датчик билан солиштириш тугуни орасида кучайтиргич уланади.

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

Юқорида айтилгандек тизимга кўрсатадиган та’сирга 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  $M$  мотори тезлигини берилган маромда сақлашга мўлжалланган автомат тизим кўрсатилган. Мотор электр машинали кучайтиргич

ЕМК та'минот олади ва уни бошқариш оғиш бўйича ростлашга асослангандир. Тизим  $M$  тезлиги бўйича манфий тескари боғланишга ега.

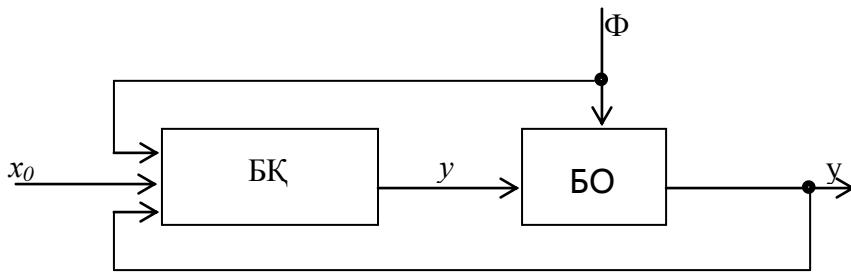
Моторнинг бурчак тезлигини (белгиловчи у топшириқ кучланиши билан аниқланади ва бу кучланиш  $\omega$  тезликка пропорционал бўлган тахогенератор ЕЮКи  $e_{TG}$  билан солишитиради. Бирорта сабаб туфайли солишитириш (йифиши) тугуни чиқишида  $u_T - e_{TG}$  айирманинг  $u_T$  оғишини пайдо бўлиши бошқариш БЧ чулғамида магнитловчи кучни ҳосил қиласди. Бу куч бошқарувчи та'сир бўлиб, у мотор якорига ЕМК берадиган ЕЮКни ўзгартиради.



1.3-расм. Оғиш бўйича ростловчи АБТ схемаси

Натижада мотор тезлиги берилган қийматдан оғишини камайтириш томонга ўзгаради. Тезликни оғиш сабаблари бўлиб, ҳар хил тўлқинлантирувчи сабаблар хизмат қилиши мумкин. Бунда мотор валига уланган ва унинг тезлигини ўзгартирадиган ишчи механизм ИМ ни статик моменти, юклама асосий сабабчи бўлиши мумкин. Асосий сабабдан ташқари иккинчи даражалилари ҳам, хусусан АРТ элементларининг параметрларини ёки исте'мол кучланишининг номинал қийматдан оғишлиари ҳам тўлқинлантирувчи та'сир бўлади. Шунингдек схемадаги қаршиликлар температура ўзгариши, солишитириш учун ишлатиладиган кучланишни, электр тармоз кучланишини оғишлиари ҳам шу сабаблар гурухига киради. Оғиш бўйича ростланадиган тизимда тўлқинлантирувчи та'сир туфайли пайдо бўлган оғиш, тескари боғланишлар ёрдамида тизимнинг аниқ ишлашини ма'lум даражада тиклайди, аммо оғиш тўлиқ бартараф қилинмайди.

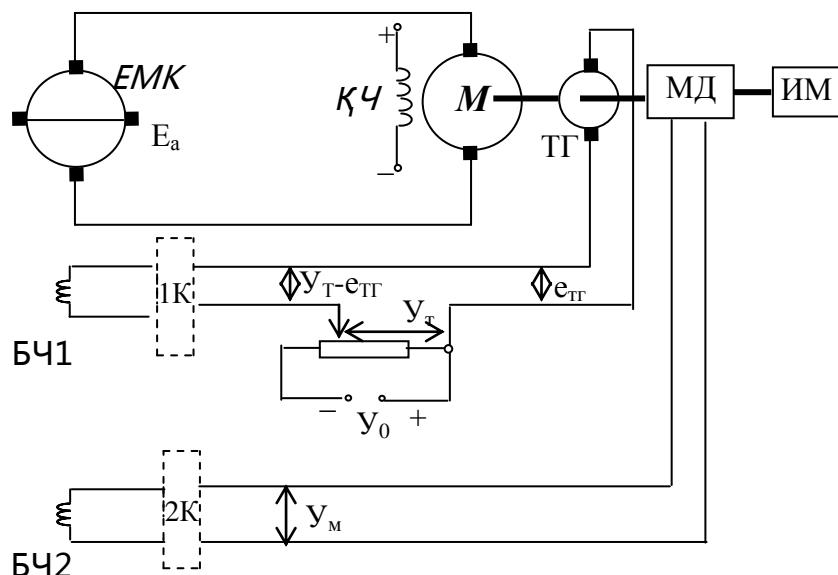
Тўлқинлантирувчи та'сир мавжуд бўлганда бошқарув тизимининг иш сифатини қўшма ростлаш қўллаб яхшилаш мумкин (1.4-расм).



1.4-расм. Күшма бошқаришли функционал схема

Бундай тизимларда бошқарувчи қурилма киришига топширик, ҳамда тескари боғланиш сигналларидан ташқари ўлчаш йўли билан олинадиган тўлқинлантирувчи та’сир сигнални ҳам берилади. Одатда күшма тизимларда фақат асосий тўлқинлантириш ўлчанади. Колган тўлқинлантирувчиларни характеристикалари тескари боғланиш занжирлари орқали ҳисобга олинади. Күшма бошқариш оғиш бўйича бошқариш ва тўлқинлантирувчи та’сир бўйича бошқариш принципларини бирикмасидан иборатдир. Бунга мисол сифатида 1.5-расмда күшма бошқариш схемаси келтирилган. Унда статик (тўлқинлантирувчи) моментни  $Y_m$  кучланишга ўзгартириб, кучайтиргич орқали ЕМК бошқариш БЧ<sub>2</sub> чулғамига узатадиган МД датчиги бўлиб бу чулғамнинг ишлаши туфайли ЕМК ЕЮКда кўпайиб тўлқинлантириш та’сирини компенсация қиласди.

Ёпиқ АБТ яна битта ва бир нечта ростланиб  $\dot{x}$  координаталарига ега тизимларга бўлинади. Ўзаро об’ект, 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 ҳам ўзгартиришига олиб кэлади. Чунки бундай боғланиш бошқариладиган об’ектни физик хусусиятлари билан белгиланади. Масалан, синхрон генераторнинг тезлигини ортиши кучланиш ва частотани кўпайтиради.



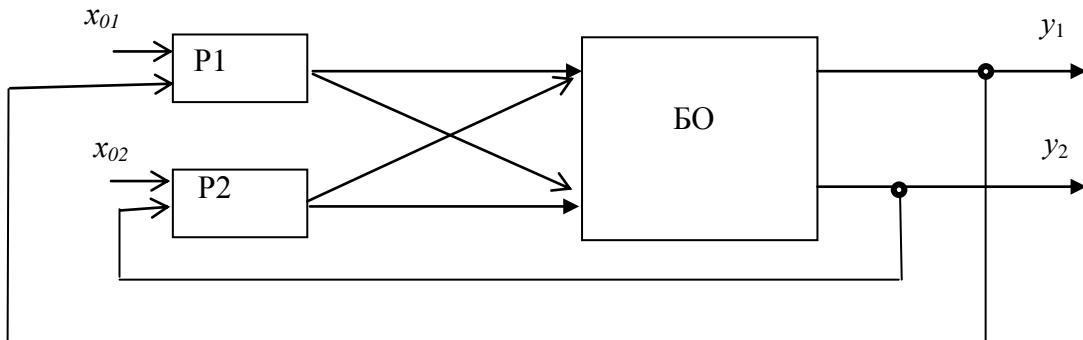
1.5-расм. Күшма бошқаришли АБТ схемаси

Шу сабабли об'ект координаталарини талаб етилганича бир-бири билан боғланиши учун құшимча ростловчы боғланишлар киргизилади. Мисол сифатида 1.6-расмда иккита  $y_1$  ва  $y_2$  координаталар бүйича ҳар 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 та'минлайди.

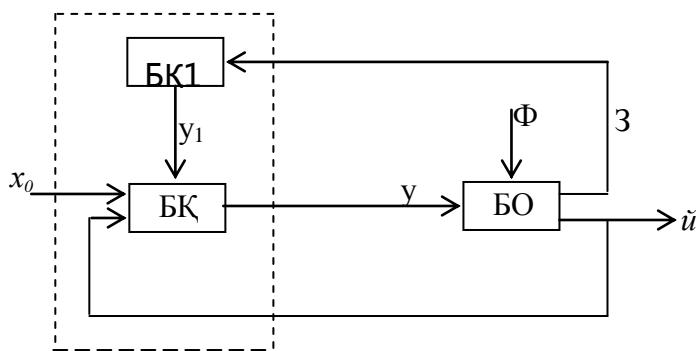
Кўп боғланишли ростлагич тизимларга мисол сифатида частота ва кучланиши ма'lум қонунларга биноан ростланадиган синхрон генераторни, прокатнинг қалинлигини ва тасма тортилиши таранглигини росттайдиган тунука прокат станини, температураси ва босими ростланадиган буғ қозонини кўрсатиш мумкин.

3. Автоматик созлаш, иш режимини ма'lум ма'nода бошқариш орқали автоматик йўл билан енг яхши ҳолатга келтириб қуиши билан баҳоланади. Созлаш операцияси оптимал-технологик режим олиш мақсадида тизимнинг параметрларини (характеристика) узлуксиз коррекция қилишдан (тузатиш ўзгартиришдан) иборатdir.



1.6- расм. Икки координатани ростловчи тизимнинг функционал схемаси

Автомат созлаш контурига ега ёпиқ тизимнинг функционал схемаси 1.7-расмда келтирилган.



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

Бундай тизимни бошқарувчи БК қурилмаси асосий БК1 ва қўшимча БК2 кўринишдаги қурилмалар сифатида тасвири етилиши мумкин. Бошқарувчи БК қурилма, бошқа-риш БО об'екти ва тескари боғланиш занжири асосий контурни ташкил етади ва у берилган оптималлик мезони (критерияси) бўйича оптимал

жараён олишга мослаб созланади. Об'ектнинг характеристикаси ўзгарганда ўшанга мос З информация бошқарувчи БҚ1 қурилма кишига кэлади ва у  $y_1$  та'сир сигналини ишлаб чиқаради. Бу сигнал (та'сир) об'ект характеристикаси ўзгарган ҳолда ҳам жараён оптимал бўлишини та'минлайдиган қилиб асосий бошқарувчи БҚ қурилма созлашини ўзгартиради.

Бунга ўхшаш тизимларни ишлаш хусусияти яна шундаки, улар априор (дастлабки) информация йетарли бўлмаганида ҳам тизимнинг ишини та'минлайди. Шу сабабли ма'lум вақт ичидаги характеристикалари (параметрлари) ўзгарадиган ёки олдиндан нома'lум об'ектларда адаптация (мослашув) принципидан фойдаланилади. Адаптация деб, бошқарув тизимини жараён ўтишининг (боришининг) янги шароитларига мослашув қобилияти тушунилади. Бу принципда яратилган тизимлар **адаптив** деб аталади.

## 2-МА'РУЗА

### *Автоматик бошқариши тизимларининг характеристикаси*

Автоматик бошқариш тизимларини характеристикалашнинг асосий белгилари бўлиб қўйидагилар хизмат қиласди: бошқаришнинг мақсади; бошқариладиган жараён ёки тизим ҳақидаги ахборотнинг хусусияти; бошқариш услуби; сигналларни шакллантириш принципи; чиқиш координаталарини кириш координаталарига боғлиқлик хусусияти.

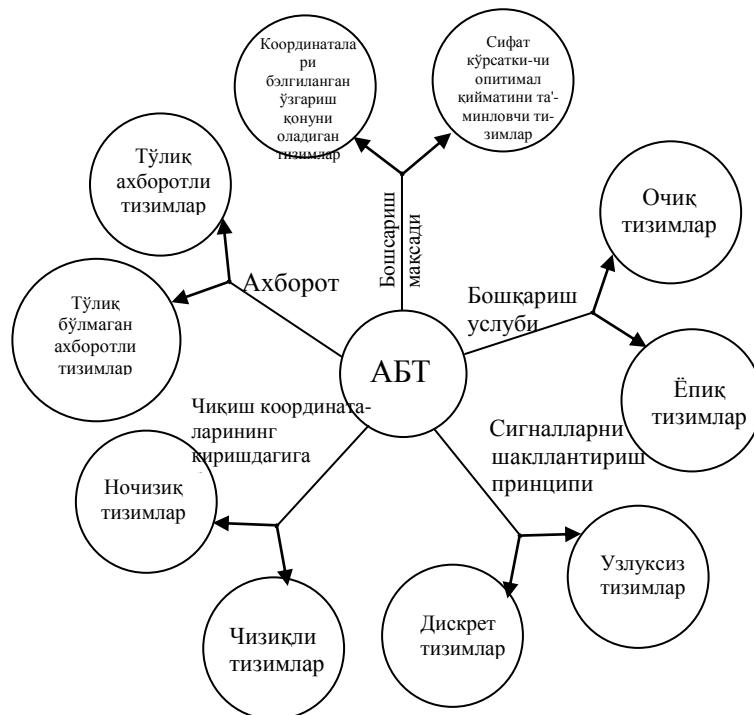
Кўрсатилган белгилар бўйича тузилган АБТ ҳарактеристикалаш схемаси 1.8-расмда келтирилган.

*Бошқариши мақсади* бўйича АБТ икки туркумдан: координаталарни берилган қонунга мос олишга ва жараённинг сифат кўрсаткичларини оптимал қийматини олишга мўлжалланган тизимлардан иборатdir.

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

Автоматик ростлаш тизимлари автоматик мў'тадилловчи ва қайта (такрор) тикловчи тизимларга бўлинади.

Автоматик ростлаш тизимлари об'ектни ростланувчи у координатасини (1.2-расм) ўзгартирасдан сақламоқча мўлжалланган бўлиб, бунда топшириқ  $x_0$  та'сир ҳам ўзгармасдан қолади. Мисол сифатида, мотор тезлигини автоматик сақлаб туришга (1.3-расм) мўлжалланган тизимни кўрсатиш мумкин.



2\_1.8-расм. АБТ таснифи

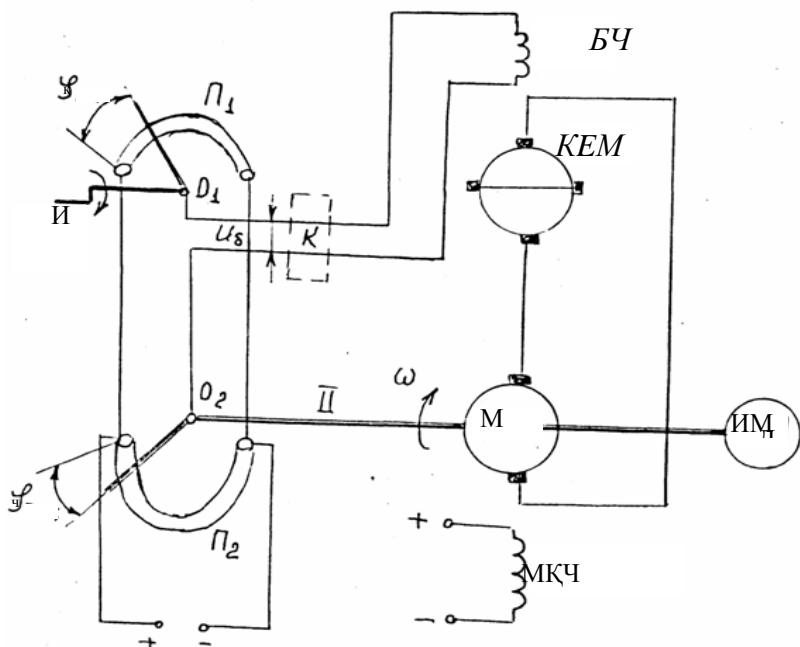
Автоматик стабиллаш тизимлари ишлаб чиқариш ускуналарыда ҳар хил қийматларни: кучланиш, ток, қувват, тезлик, тезланиш, босим, температура, берилгандай йүналиш, ёруғлик, ҳар хил нисбатлар ва пропорцияларни ўзгармаслигини сақлаб туриш үчүн кенг ишлатилади.

Қайта тиклаш тизимлари чиқиши координатасини ма'лум ўзгариш қонунига биноан қайтаришга (ишлаб беришга) мүлжалланган. Улар электрмеханик тизимларга нисбатан тадбиқ етилиб, куйидагиларга: *кузатувчи* (тақлидчи), *дастурли* ва *ишига тушириши*, *реверслаш*, ҳамда *тұхтатиши* (тормозлаш) бўйича ишлайдиганларга бўлинади.

Кузатувчи тизимларни баҳолайдиган нарса – бу чиқиши координатасининг ўзгариш қонуни вақтнинг тасодифий функцияси бўлишидир. Мисол сифатида учеб кетаётган самолётни кузатадиган радиолокатор антеннасининг автоматик тизимини кўрсатиш мумкин. Антenna самолёт ҳаракатини кузатища олдиндан уни ҳаракатини билмайди ва датчиклардан олинган ма’лумот туфайли унга ергашиб бурилади.

Кузатувчи тизимга мисол сифатида кузатувчи электр юритмани (1.9-расм) күрсатиш мүмкін. Унда юритма ма'лум аниқлик билан топшириқ белгилайдиган орган ҳаракатини такрорлайды. Бунда тизим ишчи органды топшириқ ва ҳақиқий ҳолати орасидаги аниқланған фарқ туфайли (оғишиң бүйінча ростлаш) силжиб, топшириқны ҳаракат күрінишда қайтаради.

Кузатувчи тизим потенциометрик П1-П2 ўлчагич қурилма, (ЕМК) электр машина кучайтиргичи, қўзгатиш чулғам МҚЧ ега ўзгармас ток мотори М ва ишчи механизми ИМ дан иборатdir.



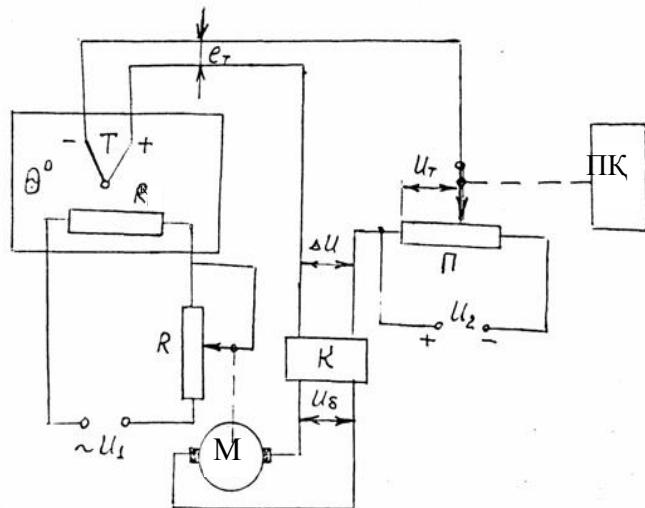
2\_1.9-расм. Тақлидчи (кузатувчи) тизим

Дастлаб П1 ва П2 потенциометрлар ҳаракациз ва уларни сирғалгичларини бурчак фарқи (хатоси) йўқ деб ҳисоблаймиз. П1 потенциометри бурганда уни сирғалгичи чиқиши потенциометри П2 бурчагидан фарқли бурчакка бурилади.

Натижада ҳосил бўладиган бурчак фарқининг (хатоси)  $\delta = \varphi_k - \varphi_i$  туфайли  $0_1$  ва  $0_2$  нуқталар орасида  $U_\delta$  потенциаллар айирмаси пайдо бўлади. Бу  $U_\delta$  ана шу  $\delta$  бурчакка пропорционал бўлиб, у электр машина кучайтиргичи (ЕМК) бошқарув чулғамига БЧ берилади. ЕМК чиқиш қисқичларида пропорционал бўлган ЕЮК ҳосил бўлади ва М мотор айланиб П2 сирғалгичини  $\delta$  га камайтиришга қараб буради. Бурчак  $\delta=0$ , яъни  $\varphi_k=\varphi_i$  бўлганда, мотор тўхтайди. Демак мотор (айланиб) механизмни берилган бурчакка силжитади.

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

Дастурли бошқариладиган тизимлар ростланадиган координатани олдиндан ўрнатилган ма’лум дастур деб аталувчи қонунга биноан вақт бўйича ўзгартиришга мўлжалланган. Бу ҳолда топшириқ та’сири вақтга боғлик қийматдир:  $U_y = \phi(t)$ . Бунга мисол сифатида тоблаш печи температурасини ростлаш тизими (1.10-расм) қўрсатиш мумкин.



2\_1.10-расм. Тоблаш печининг температура дастурли ростлаш тизими

Унда печни ўлчанадиган  $0^\circ$  температура Т термопара берадиган пропорционал ЕЮК айлантирилиб топшириқ  $U_T$  кучланиш билан солиширилади. Бу  $U_T$  кучланиш П потенциометрдан олинади, сирғалгични эса дастур қурилмаси ПК дастурда ёзилган қонунга биноан силжитади. П ҳаракати туфайли  $U_T - E_T$  номувофиқлик кучланиш К кучайтиргич билан кучайтирилиб М мотор якорига берилади. Мотор ўқи эса печни ишчи бўшлиғида жойлашган қиздирувчи  $P_K$  қаршилик занжиридаги Р реостат билан боғланган. Мотор айлана бошлаганда Р реостатнинг сирғалгичи номувофиқликни камайтиришга қараб силжийди, бунда печ занжиридаги қаршилик ортади ёки камайтирилади. Бу қаршилик ёрдамида занжирдаги ток ва печнинг температураси ростланади.

Дастурли бошқариладиган тизимлар шунингдек дастур асосида турли соҳалардаги ҳар хил механизмлар силжиши учун ҳам қўлланилади.

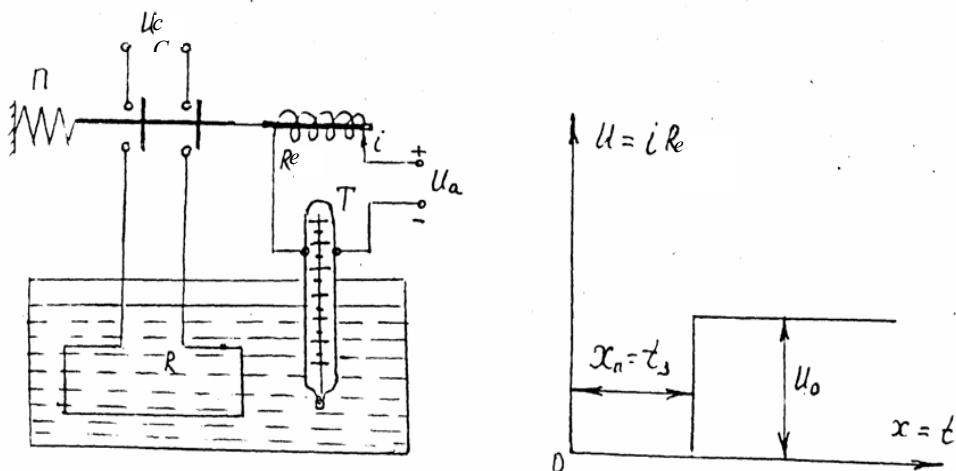
Ишга тушириш, тормозлаш ва реверслаш режимларида ишлатишга мўлжалланган электромеханизм АБТ ўткинчи жараён даврида об'ект

координаталарини берилган қонунга биноан шакллантиришга мүлжалланган. Бу ҳолларда бошқарувнинг асосий мақсади бўлиб кўрсатилган режимлар учун тезлик, тезкорлик, тезланиш, тежамкорлик ва шулар бўйича оптимал ҳаракатларини олишга қаратилади. Жараёнларни бу тизимларда оптимал ўтишига лойихалаш даврида об'ект ҳақидаги априор (олдиндан берилган) ахборотдан фойдаланиб АРТ тузилмаси, ҳамда ростлагич ўлчамларини танлаш ҳисобига ери-шилади.

*АБТ бошқарув сигналлари шакллари бўйича узлуксиз ва дисcretга бўлинади.* Узлуксиз бошқариладиган тизимда бошқарувчи сигнал вакт бўйича узлуксиз функцияни ташкил етади ва бунга мисол қилиб 1.3-расмда келтирилган АРТ ни кўрсатиш мумкин.

Дисcret бошқариладиган тизимлар бошқарув сигналида узилиш ва сакрашлар борлиги билан баҳоланади. Бу тизимлар яна релели, импульсли (турткили) ва рақамли гурӯхларга бўлинади.

Релели АБТ да бошқарувчи та’сир релели элементлар ёрдамида шаклланади. Релели элемент киришига узлуксиз та’сир берилганда, у ма’лум бўсаға қийматига йетганда унинг чиқишидаги бошқарув та’сир сакрашсимон кўпаяди. Мисол сифатида 1.11-расмда релели ҳаракатли АРТ келтирилган. У ваннадаги еритма температурасини спиралдан оқадиган ток билан қиздириб берилган даражада сақлашга хизмат қиласи. Релели элемент сифатида Т-термометр қўлланилган бўлиб, температура берилган қийматга йетганда уни симобли контактлари устуни билан уланади. Суюқлик қиздиришининг бошланғич даврида спиралга та’минот кэладиган кучли ток контактлари уланган, термометр контактлари эса узилган бўлади. Температура берилган қийматга кўтарилиганда термометр контактлари бирлашиб Е-электромагнит чулғамни тармоқга улади. Ишга тушган электромагнит ўз якори билан механик боғланган кучли контактлари орқали бош ток занжирини узади. Спирал занжирининг узилиши туфайли муҳит совийди, термометр контактлари ажралиб электромагнит узилади, ҳамда П пуржина ҳаракати туфайли бош контактлари ёрдамида уланади.



2\_1.11-расм. Реле ҳаракатли АРТ: а) принципал схемаси;  
б) релели элемент характеристикаси

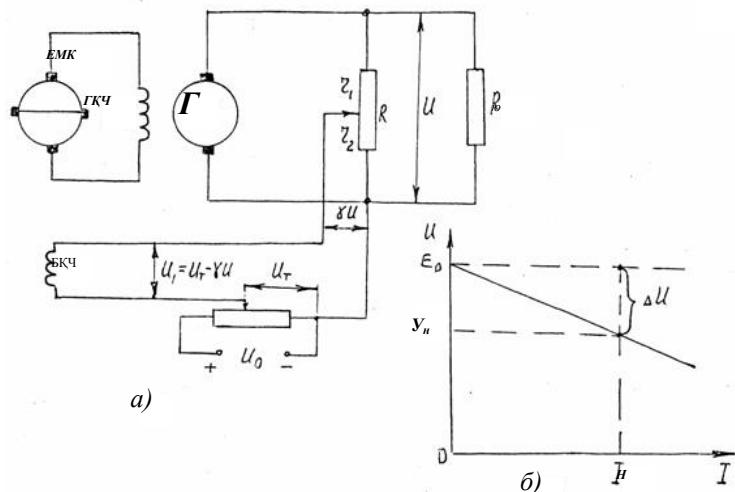
Баён етилган жараён қайтарилади, мұхит температураси берилған ўрта қиймат атрофида төбранади.

Чиқиши координаталарини киришидагига боғлиқли хусусиятига қараб АБТ чизиқли ва noctizиқли гурухларга бўлинади. Лекин юқори аниқлик билан қараганда барча амалиётдаги тизимлар noctizиқдир. Аммо кўпчилик холларда бу noctizиқликлар аҳамиятли емас, деб фараз қилинади ва шу сабабли бундай тизимларни чизиқли деб қаралади. Жиддий noctizиқликка ега тизимларда юқори сифат кўрсатгичларига ери-шиш учун, у билан ҳисоблашиш ва noctizиқли бошқарув услублари, ҳамда қурилмаларидан фойдаланиш зарур. Айрим noctizиқли тизимлар чизиқли тизимларда амалга ошириб бўлмайдиган сермаҳсул ва юқори сифатли ишлаш имконларини беради.

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

Ростланадиган координата ўрнатилған ҳолатда қолдиқ оғишга ега тизим статик АБТ бўлиб, уни миқдори юкламага боғлиқ бўлади ва шу қиймат тизимни аниқлик даражасини ҳам белгилайди.

Статик характеристика – ростланадиган координатанинг юкламага боғлиқлиги бўлиб, у берилған топшириқ та'сирнинг ўзгармас қийматида олинади.



2\_1.12-расм. Генератор кучланишини ростлайдиган статик тизим: а) принципал схемаси; б) тизимнинг статик характеристикиси

Статик тизимга мисол сифатида Г генератор кучланишини ростлайдиган (1.12-расм) схемани олсак бўлади. Унда генератор юклама  $P_{\text{ю}}$  резисторга уланган, уни қўзғатиши ГКЧ чулғами ЕМК дан та'минот олади. Кучайтиргичнинг ЕЮК эса топшириқ  $Y_t$  кучланиш билан тескари боғланиш  $\gamma U$  кучланишларнинг  $Y_1 = Y_t - \gamma U$  айрмасига пропорционалдир. Потенциометрдан олинадиган ( $U$  кучланиш генератор кучланишининг бир қисми бўлиб солишиши схемасига узатилади. Юклама  $P_{\text{ю}}$  қаршилиги ўзгарганда, масалан, камайганда генератор токи ортади, худди шунга мос якор чулғамига кетадиган кучланиш сарф қўпайиши туфайли,  $P_{\text{ю}}$  га кэладиган  $U$  кучланиш, пасаяди. Бу ҳолда айрма  $Y_1$  ортади, натижада генераторнинг ЕЮК ҳам кўтарилади. Демак тизимни шундай ишлаши оқибатида

ма'лум аниқлик билан, генератор қисқичларидаги кучланиш берилган сатхда сақланиб турилади.

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

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

тизимни кучайтириш  $\beta$  коэффициентини е'тиборга олиб

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

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

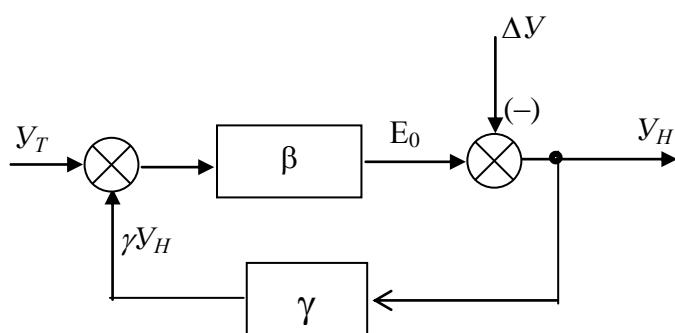
Бундан кўринадики, статизм тизимнинг кучайтириш коэффициентига ва юкланиш даражасига боғлик екан.

Шунингдек, агар  $k = \gamma\beta \rightarrow \infty$  га еришилса, унда я'ни 1.13-расмдаги АБТ статик хатосиз бўлади.

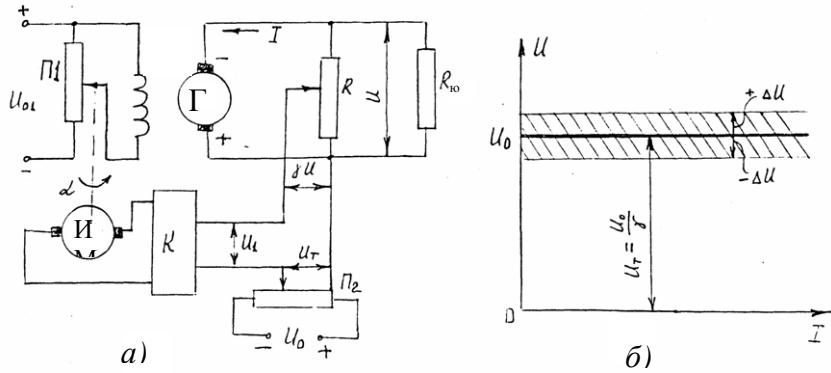
Бу дегани АБТ *астатик* автоматик тизимга айланади (1.14-расм). Стабил режимда ишлайдиган автоматик тизимларда, топшириқ  $Y_T$  та'сири ўзгармас қийматли бўлса, кузатувчи тизимларда эса худди шундай топшириқ та'сирга нисбатан хатосиз бўлишлiği учун ҳаракат қилинади.

Генератор  $\Gamma$  кучланишини стабилловчи астатик тизимда (1.14, а-расм) бошқарувчи та'сир генераторнинг қўзғатиш (ГСЧ) занжирида ўрнатилган потенциометрдан берилади. Генератор қучланишига уланган  $P$  потенциометрдан олинадиган  $\gamma Y$  кучланиш топшириқ  $Y_T$  кучланиш билан солиширилади. ўрнатилган ҳолатда  $Y_1 = Y_T - \gamma Y$  кучланиш нолга teng ва потенциометри сирғалгичи тинч ҳолатда туради.

Генератор токи (юкламаси) ортиши билан  $P_{IO}$  га кэладиган кучланиш камаяди ва оралиқ  $K$  кучайтиргич киришида  $Y_1 = Y_T - \gamma Y$  кучланишлар генераторнинг қўзғатиш чулғамига бериладиган кучланиши кўпайтириш томонига қараб  $P_1$  сирғалгичини силжитади. Натижада  $Y_T - \gamma Y$  айрма камайиб, нолга интилади ва  $Y_1 = 0$  бўлганида мотор ва ростлаш жараёни тўхтайди. Ростланадиган  $\gamma Y$  қийматнинг миқдори  $Y_T$  топшириққа деярли teng бўлади.



2\_1.13-расм. Тизимнинг функционал схемаси



2\_1.14-расм. Генератор кучланишини ростлайдиган астатик тизим

Генераторнинг қўзғатиш чулғамига кэладиган кучланиш  $Y_K$  орттирмаси, ростловчи та'сир бўлиб, у потенциометр сирғалгичини  $\Delta l$  силжишига пропорционал ва ўз навбатида мотор валининг  $\Delta \alpha$  бурилиш бурчаги билан аниқланади:

$$\Delta Y_k = k_{p1} \Delta l = k_{p1} \Delta \alpha \quad (1.3)$$

бунда –  $k_p$ ,  $k_{p1}$  – пропорционаллик коэффициентлари.

Мотор валининг бурилиш бурчагини қўйидаги кўринишда ёзса ҳам бўлади:

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

бунда  $t_p$  – ростланиш вақти,  $\omega$ -мотор валининг тезлиги.

Моторни бурчак тезлиги уни қисқичларидағи кучланишга пропорционал, демак  $Y_1$  оғиш кучланишга ҳам пропорционалдир, я'ни

$$\omega = k_{p1} Y_1, \quad (1.5)$$

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

$$\Delta Y_k = k \int_0^{t_p} Y_1 \alpha t \quad (1.6)$$

оламиз, бунда  $k = k_{p1} k_n$ .

Шундай қилиб, оғиш интервалига пропорционал бўлган та'сирдан фойдаланиш астатик тизимни хусусияти бўлиб ҳисобланади. Ростлаш охирига боришида оғиш қиймати камайганлиги туфайли ростлаш ҳам сўна боради, тезкорлик сусаяди.

Статик  $\pm \Delta Y$  хато борлиги туфайли (1.14,б-расм) амалий астатик тизим ростланишида берилган  $Y_0$  қийматни аниқ сақлаб туришни та'минлаб бўлмайди. Бундаги статик хато  $\pm \Delta Y$  сезмаслик ҳудуди қиймати билан белгиланиб, юкламага боғлиқ емасдир (1.14, б-расм). Генераторнинг кучланиши камайишида, асосан ишқаланишга боғлиқ бўлган статик моментдан ижрочи ИД мотор моментни ортмагунча тизим сезмас бўлиб қолаверади. Статик моментни қиймати генератор кучланишининг оғишига (1.14,б-расм) мос кэлади. Шу сабабли кучланиш оғишлари  $\pm \Delta Y$  сезмаслик ҳудудидан чиқмаса, ростлаш тизим унга жавоб бермайди.

Сезмаслик худудининг кенглиги статик моментга ва кучайтиргични кучайтириш коэффициентига боғлиқдир.

### 3-МА'РУЗА

#### . Автоматик бошқаруи тизими тадқиқотининг математик аппарати. Сигналларни математик тасвирилаш

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

*Даврий сигналлар*  $\phi(x)=\phi(t+T)$  шартини бажарадиган вақт функцияси тасвирига ега бўлиб, унда  $T$ -давр деб номланадиган ма’лум ўзгармас қийматдир.

*Деярли даврий сигналлар* еркин частотали гармоник ташкил етувчилар йиғиндисидан иборат вақт функцияси сигналлари. Масалан, каррали частотага ега бўлмаган икки синусоидани қўшилишидан деярли даврий сигнал олиниши мумкин.

*Нодаврий деб*, вақт функцияси кўринишида берилган чекли ( $m_1 \leq m \leq m_2$ ) чегарада ёки ярим чекли ( $m_1 \leq m \leq +\infty$ ) 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 тасвирилаш учун еҳтимоллик назарияси ва статистик динамика услубларидан фойдаланилади.

Бошқариш техникасида узлуксиз, ҳамда дискрет сигналлар ишлатилади. Узлуксиз сигнал вақтни узлуксиз функцияси кўринишида тасвириланади. Айрим ҳолларда бу функция биринчи ёки иккинчи тур узилишларга ега бўлиб, чекли ёки чексиз қийматлар қабул қиласи.

Дискрет сигналлар сатҳ бўйича ёки ҳам сатҳ, ҳам вақт бўйича дискрет бўлишлари мумкин.

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

*Поғонали* (2.1-расм) сигнал енг содда кўринишли сигналлардан бири бўлиб, АБТ ўткинчи жараёнларни ҳисоблашда ишлатилади. У вақт функцияси бўлиб,  $t=0$  пайтда  $A=\text{сонст}$  қийматига еришади ва кэлгусида ўзгармасдан қолади.  $t<0$  бўлганда эса  $x(t)=0$ .

Поғонали функция математик равишида

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

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

$$1(t)=\begin{cases} 1, & \text{agar } t \geq 0; \\ 0, & \text{agar } t < 0 \end{cases}$$

$A=1$  бўлганда бирлик поғонали сигнални оламиз.

Поғонали сигнални Лаплас бўйича тасвири:

$$\Pi\{x(t)\} = \frac{A}{p}$$

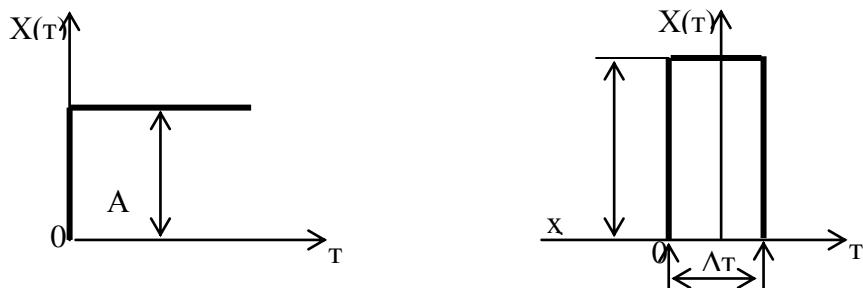
Импулсли сигнални баландлиги  $\chi \rightarrow \infty$ , вакти  $t \rightarrow 0$  бўлгандағи баландлиги  $\chi$ , давомийлиги  $\Delta t$  га тенг бўлган тўғри бурчакли импулсни лимити (чегаравий қиймати) деб қараш мумкин, унинг майдони  $\chi \cdot \Delta t = A$  (2.2, а-расм) тенг. У поғонали сигнал ҳосиласини беради:

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

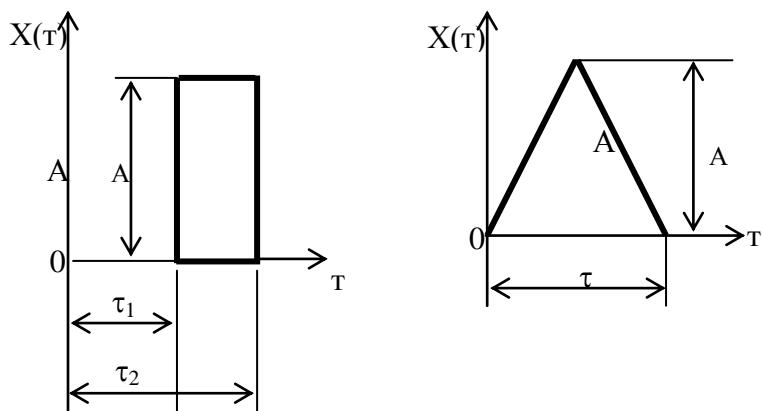
ёки

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

бунда  $\delta(t)$  –дэлта функция бўлиб, у поғонали бирлик  $1(t)$  функция  $1'(t)$  ҳосиласига тенгдир. Делта-функция математик равишда



3\_2.1-расм. Поғонали сигналлар



3\_2.2-расм. Импулсли сигналлар

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

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

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

я'ни

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

Тўғрибурчакли (2.2,б-расм) импулс учун тасвир

$$x(t)=A[I(t-\tau_1)-I(t-\tau_2)]$$

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

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

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

$$\mathcal{L}\{x(t)\} = \frac{p\omega \cos \phi \pm p^2 \sin \phi}{p^2 + \omega^2} \cdot \frac{A}{p}$$

натижани беради.

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

$$x(t)=at,$$

бунда  $a$ - коэффициент. Бу сигнални Лаплас бўйича тасвири эса

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

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

### *Автоматик бошқарии тизимининг статик ва динамик характеристикалари*

Автоматик бошқариш тизимининг ишлаш сифатини уни статик ва динамик характеристикаларини тахлил қилиб баҳоласа бўлади. Тизимни *статик характеристикалари* деб, ўрнатилган ҳолатда чиқиш координаталарини кириш та'сирларига боғлиқ характеристикаларига айтилади. Битта кириш ва битта чиқишга ега тизимларда битта характеристика бўлади, у тизимнинг ўрнатилган ҳолдаги қийматини киришдагига боғлиқлигини кўрсатади:

$$x_{\text{ўрн}} = \beta y_{\text{ўрн}},$$

бунда  $\beta$ - кучайтириш коэффициенти. Чизиқли тизимлар учун  $\beta=\text{сонст}$  бўлса, ночизиқликлар учун  $\beta=\phi(x)$ . Бир нечта киришга ега тизимлар статик характеристикалар гурӯҳи билан баҳоланади.

*Тизимнинг динамик характеристикалари* деб, ҳар хил та'сирлар туфайли ҳосил 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 нол бўлган холдаги нисбатларига айтилади. Агар тизим битта киришга ега бўлса, уни узатиш функцияси

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

бўлади, бу ерда  $y(n)$ ,  $x(n)$ - чапдан бошланғич шартлари нолга teng бўлганда чиқиш ва кириш қийматлари орттирмасини операторли тасвирлари, агарда бир нечта киришга ега бўлса, уни (7) га ўхшаш узатиш функцияси ҳар бир кириш та'сири бўйича олиниши мумкин, бошқа киришлар бўйича кириш та'сирларини орттирмаси нолга teng деб фараз қилинади.

Тўғри рационал касрнинг узатиш функцияси

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

кўринишга ега, бунда сж, бж тизим параметрлари орқали аниқланадиган коэффициентлар;  $n \geq m$ . Узатиш функцияси ноллари ва қутблари ҳақиқий ёки қўшма комплекс сонлар бўлиши мумкин.

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

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

Умумий холда  $\dot{x}(t) = x_m(t) + x_e(t)$ , бунда  $x_m(t)$ -мажбурий ташкил етув-чи, у поғонали бирлик та'сирида тизимни қучайтириш коэффициентига teng;  $x_e(t)$ -еркин ташкил етувчи, тизимни янги ҳолатга ўтиш жараёйни баҳолайди. Барқарор тизимларда  $x_e(t)$ -вақт ўтиши билан нолга интилади.

Агарда кириш та'сири бирлик импульс функция бўлса, бунда олинадиган жараён импульсли ўткинчи функция деб аталади:

$$\begin{aligned} g(t) &= L^{-1} \{ \Phi(p) \} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-jw}^{\sigma+jw} \Phi(p) e^{pt} dp \\ \dot{g}(t) &= \dot{x}(t) = \frac{dx_e(t)}{dt}. \end{aligned}$$

Охирги тенглама импульсли ўткинчи функцияни ҳосиласи еканлигини англатади, тескари нисбат ҳам тўғри бўлади:

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

Кириш та'сири ихтиёрий  $x(t)$  шаклга ега бўлса, унда тизимдаги ўткинчи жараён қўйидаги тенглама билан аниқланиши мумкин:

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

Тизимни динамик хусусиятларини баҳолашда частотали характеристикалардан кенг фойдаланиш жорий қилинган. Улар тизимни гармоникали (частотани нолдан чексизгача ўзгаргандаги та'сирга бўлган жавобни (реакциясини) ҳарактерлайди:

$$y(t) = A_k(\omega)e^{(j\omega t + \varphi_k(\omega))}.$$

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

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

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

Бунда  $y(t) = A_{ch}(\omega)e^{j(\omega t + \varphi_{ch}(\omega))}$  – гармоникали чиқиш сигнали, одатда қўйидагича ёзилади:

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

Бундаги  $A(\omega)$ -амплитудани частота характеристикаси (АЧХ)

$$A(\omega) = \frac{A_{ch}(\omega)}{A_k(\omega)} = \frac{|y(t)|}{|x(t)|} \quad (2.6)$$

$\varphi(\omega)$ -фазали частота характеристикаси (ФЧХ):

$$\varphi(\omega) = \varphi_{ch}(\omega) - \varphi_k(\omega) \quad (2.7)$$

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

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

бунда:  $P(\omega)$ -тизимни ҳақиқий частота характеристикаси,  $K(\omega)$ -мавҳум частота характеристикаси (МЧХ).

Частота  $\Phi(j\omega)$ , характеристикаси (асосида) тизимни ўткинчи  $x(t)$  характеристикаси Фурени тескари ўзгартириш ёрдамида олиниши мумкин:

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

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

АФЧХ (2.5) тенглмасини чап ва ўнг томонларини логарифмлаб,

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

еришамиз.

Бунда  $\ln A(\omega)$  ва  $\varphi(\omega)$  тегишлича логарифмли амплитуда (ЛАХ) ва логарифмли фаза (ЛФХ) характеристикаси ҳисобланади.

Иккита қиймати ёки умумий рақамлари нисбатини баҳолаш учун логарифмли бирлик қилиб децибэлл (дБ) ишлатилади.  $L$  рақам билан умумий тарзли А рақамли ўртасидаги боғланиш қуйидаги тенглама

$$L=20 \lg A, [\text{dB}]$$

билин берилади. Мисол сифатида  $A=10$  сонига 20 дБ түғри кәлади. ЛАХ ва ЛФХ түғри бурчакли координаталари тизимида графиклар күринишида берилади. Абцисса ўқидан логарифмли масштабда (частота, ордината ўқида ЛФХ қиймати децибэлда, ФЧХ қиймати градусда (ёки радианда) бир текисда қўйилади.

## 4- МА'РУЗА

### *Автоматик бошқариши 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 ҳосилали дифференциал тенгламалар билан ифодаланади.

АБТ динамик жараёнларни ўрганишда одатда ростланадиган қийматни ва қурилмани муайян физикавий табиатини четда қолдириб бошқариш жараёнини математик модэли билан қизиқишиади. Тизимни математик модэлинин 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 етилган бўлиши мумкин.

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

Умумий ҳолда элементларнинг ёки тизимларнинг дифференциал тенгламалари начизиқлидир. Аммо мувозанат ҳолатида кичик оғишларда начизиқ тенгламаларни тахминий чизиқли тенгламалар билан алмаштирасак бўлади. Бундай алмаштириш дифференциал тенгламаларни чизиқлаштириш деб аталади. Начизиқли кўп ўзгарувчан функцияларни чизиқлаштиришда кичик оғишлар услубидан фойдаланилади. Бунда ўрнатилган ҳолатда ўзгарувчи қийматларга кичик оғишлар берилиб, улар Тейлор қаторига кичик ўзгаришлар даражасига қараб ёйилади.

АБТ ушбу дифференциал тенгламалар тизими билан ифодалаган математик модэлга ега деб фараз қиласдик:

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

бундаги  $x_k$  – тизим координаталари.

Агар начизиқли  $x_k$  ( $x_1, x_2, \dots, x_n$ ) функциялар ўрнатилган  $x_{k0} = \text{сонст}$  режимни қандайдир  $X$  атрофида  $x_{k0}$  учрашадиган бўлса, унда бу тенгламалар Тейлор қаторига ёйилиши мумкин.

Ушбу  $x_k = x_{k0} + \Delta x_k$  шартни қабул етиб, (2.11) тенглама қуйидаги кўринишда ёзилиши мумкин:

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

бунда  $\Delta x_k$  –  $k$  координатанинг кичик оғишлари;  $\left. \frac{\partial X_k}{\partial x_i} \right|_0$ ,  $k=1, 2, \dots, n$ ,  $i=1, 2, \dots, n$  – ўрнатилган режим нуқтасида хисобланган хусусий ҳосилалар;  $\Phi_k = (x_1, x_2, \dots, x_n)$  ўз

таркибида иккинчи даражали кичикликдан паст бўлмаган ҳадларни олган функциялар.  $x_k = (x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$  (2.12) тенгламалардан ўрнатилган режим тенгламалар тизимини айириб, ҳамда  $\Phi_k = (x_1, x_2, \dots, x_n)$  е'тиборга олмасдан қолдирсак, ўзгармас коэффициентларга ега оғишлар бўйича чизиқли тенгламалар тизимини оламиз, улар биринчи яқинлашиш тенгламалари дидир:

$$\frac{d\Delta x_k}{dt} = \sum_{l=1}^n a_{ki} \Delta x_l, \quad k = 1, 2, \dots, n,$$

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

АБТ ни тақрибий тадқиқ қилишда чизиқли автоматик бошқариш назарияси муҳим аҳамиятга егадир. Шу сабабли материалларнинг кэлгуси баёнида асосий диққат АБТнинг чизиқли назариясига берилади. Ноҷизиқли ва импулсли АБТ жараёнларининг хусусиятларига кэлсак, улар маҳсус қурилади, чунки чизиқли назария ёрдамида бу хусусиятларни очиб бўлмайди.

### *Дифференциал тенгламаларнинг йечими ҳақида*

Дифференциал тенгламаларнинг йечимларини топишнинг ягона усули мавжуд емас, шунинг учун одатда дифференциал тенгламаларнинг турларига қараб йечим ахтарилади. Дифференциал тенгламаларнинг йечими АБТ сифатини аниқлаш учун зарурдир.

Ҳар қандай тизимда енг катта юкланишлар, зўриқишлиар, хатолар ўткинчи жараён пайтида юз беради. Бундан ташқари ўткинчи жараён вақтида бир қатор қурилмаларда, тизимларда катта енергия исрофлари ҳосил бўлади. Ана шу ҳолатларни сифат ва сон жиҳатдан аниқлаш учун дифференциал тенгламаларни йешиш, уларнинг илдизларини аниқлаш керак. Илдизларни комплекс текисликнинг қаерида, қайси қисмида жойлашганига қараб тизимнинг барқарор ёки бекарор еканлигини, ўткинчи жараён хусусиятлари, тизимда юз бериши мумкин бўлган зўқисиши, тезкорлик, хато каби қўрсаткичларининг чегараларини билиб олиш мумкин.

Дифференциал тенгламаларни аналитик ва таркибий усуллар билан йешиш, ундаги жараён ҳақида ҳар тарафлама ахборот беради. Хусусан, жараён қўрсаткичларини об'ектив, автоматик тизим билан қандай боғлиқлигини, ҳосил бўладиган чиқиш координаталарининг параметлари қандай нисбатда еканлиги ма'lум бўлади. Аналитик йечимга қараб лойиҳалаш бўйича умумий хулоса ва таклифлар киритиш мумкин. Аммо учинчи даражадан юқори бўлган дифференциал тенгламаларни бундай йечимини олиш мураккаб ёки умуман имкони йўқдир.

Амалиётда қўриладиган ва ишлатиладиган АБТ одатда юқори даражали дифференциал тенгламалар билан ифодаланилади, кўпчилиги эса ноҷизиқли ҳадларга ҳам ега 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 ҳисобга олиш, бир жинсли бўлмаган тенгламаларни йечиш, тўлқинлантирувчи та’сирни е’тиборга олиш ҳам анча йенгиллашади.

Автоматик ростлаш тизимлари динамикасини ҳисоблашда ҳақиқий частота характеристикалар ( $XCH$ ) услуби кенг қўлланилган. Бу таркибий усул бўлиб, бир неча қадамларни ўз ичига олади.

Хозир ҳамма соҳа каби АБТ ни ҳисоблашда ҳам ЕҲМ кенг қўлланилмоқда. Уларни нафакат чизиқли, балки деярли ҳар қандай ноҷизиқ тенгламалар тизимини йечиб беришга, унинг ҳар бир коэффи-циентини таҳлил қилиб, керакли ахборотни тадқиқотчи-ҳисобчига қулай шаклда, графиклар, чизмалар, уларнинг ҳар хил аниқлик, яққоллик, кўрсатмали қулайлик мажмуаси билан бера олади. АБТ ни тадқиқ, таҳлил қилишда ЕҲМ нинг ишлатилиши ан’анавий ҳисоблаш услубига қарашни бир мунча ўзгартиради. ЕҲМда дастур тузишга қулай, қайта ишлаб, юқори аниқлик, батафсиллик берадиган усуллар кўпроқ қўлланилиб, бошқалари эса четда қолиб кетяпти. Машинали ҳисоблаш аналитик усулларга нисбатан ўзининг бир қанча устунликларга ега, шу сабабли дифференциал тенгламаларни йечишга бўлган ештиёж бир оз камайди. Айниқса тенгламанинг даражаси учинчидан юқори бўлса ёки тенгламалар таркибида ноҷизиқ коэффициентлар, характеристикалар бўлса, машинанинг ҳисоблаши қулай, тез батавсил ва юқори аниқликда бўлади.

## 5– МА’РУЗА

### *Автоматик бошқарши тизимининг динамик звенолари ва тузилма схемалари. Намунавий динамик звенолари ҳақида умумий тушиунчалар*

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

Ҳар бир динамик звено- бу йўналган ҳаракатли элементdir. Бу дегани элементда бир қийматларнинг бошқасига ўзгариши ма’лум 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 - йч чиқиш қиймати деб юритилади.

Звенонинг статик характеристикаси деб, ўрнатилган ҳолатдаги чиқиш ва кириш қийматларнинг боғланишига айтилади. Динамик звеноларнинг статик характеристикаси аналитик (я’ни тенглама кўринишида) ёки график  $\ddot{y}_u = \phi(x_k)$  функция кўринишида, начирик звеноларнинг эса кўпроқ график кўринишда тақдим етилади.

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

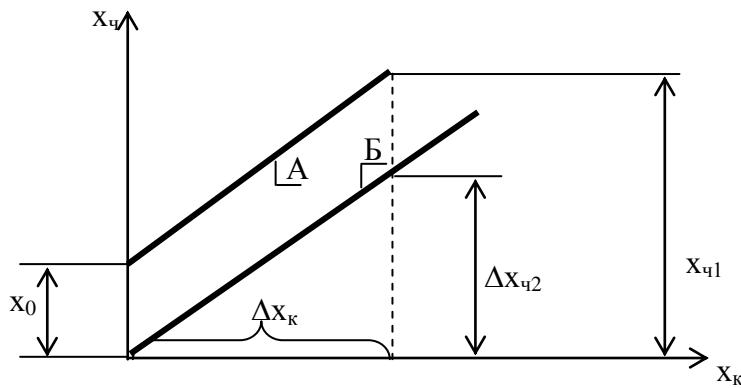
$$\ddot{y}_u = x_0 + kx_k$$

Бунда  $x_0$  –чиқиш қийматининг  $x_k=0$  бўлгандаги бошланғич миқдори;  $k$ -характеристикасини абцисса ўқига оғиши тангенс бурчаги. Чиқиш қиймати орттирмасининг кириш қиймат орттирмасига бўлган нисбатидан аниқланадиган  $k$  қиймат, звенонинг статик кучайтириш коэффициенти (узатиш коэффициенти) деб аталади, агар  $x_0=0$  бўлса,  $k=\ddot{y}_u/x_k$ .

Звенонинг динамик хусусиятлари дифференциал тенглама билан аниқланади ва бу тенглама ўткинчи жараён ўзгаришини ифодалайди. Дифференциал тенгламани йечими туфайли динамик звенонинг ўткинчи (ёки бошқачасига – вақтга боғлиқли чиқиш) характеристика, я’ни чиқиш қийматининг кириш та’сирига боғлиқлигини вақт бўйича ўзгаришини олиш мумкин.

Олдин кўрсатилганидек, ўткинчи жараёнда звено об’ект хусусиятини ўрганиш учун уни киришига намунавий та’сирлар (погонали, импулсли гармоник ва ш.ў.) берилади.

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



3\_3.1-расм Чизиқли звенонинг статик характеристикаси

### *Инерциясиз ва биринчи дарајасали инерцияли звенолар*

Инерциясиз звено деб, ҳар онда чиқиш уч ва кириш  $x_k$  қийматлари орасида пропорционаллик бўлган звенога айтилади.

$$\ddot{x}_q = kx_k; \quad W(n) = \frac{y_{ch}}{x_k} = k,$$

бунда,  $k$ -пропорционаллик ёки кучайтириш коэффициенти деб ҳам аталади.

Адабиётларда бу звенони пропорционал, кучайтирувчи, идеал, сифимсиз звено деб ҳам аташади. Инерциясиз звенога мисоллар: кучланишни бўлувчи сифатида ишлатиладиган потенциометрни, яrim ўтказгич кучайтиргичини (паст частоталарида), механик ричагни кўрсатиш мумкин. Бундай звено киришига поғонали та'сир берилганда, ўша онда чиқишида тегишли қиймат ўрнатилади.

Динамик звеноларни вақт бўйича ўзгариш имкониятларини ва хусусиятларини частотага боғлиқ характеристикалари кўрсатади. Я'ни частота характеристика тизим звеносининг гармоник та'сирига реакциясидир (жавобидир). Шу сабабли ҳар бир звено фақат ўзига хос динамик хусусиятларга ега.

Частота характеристика чиқиш сигнални фазаси ва амплитудасининг нисбий қийматини чиқиши та'сири частотасига боғлиқлиги сифатида кўрсатилади. Амплитудани нисбий қиймати эса чиқиш ва кириш сигналларининг нисбати билан ифодаланилади. Масалан, инерцияли звенонинг киришига частотаси  $\omega_1$  ва амплитудаси  $Y_{km}$  га teng синусоидал кучланиш берилса, унда звено чиқишида ўша частотали  $Y_{qm}$  га teng ва кириш сигналига нисбатан (1 бурчакка силжиган кучланиш оламиз).

Амплитудаларни (1 частотадаги нисбати  $A(\omega_1) = Y_{qm}(\omega_1)/Y_{km}(\omega_1)$ ) бўлади. Кiriш сигнални бошқа  $\omega_2$  частотали бўлганда, бунга мос бошқа фаза бурчаги ва амплитудалар  $A(\omega_2) = Y_{qm}(\omega_2)/Y_{km}(\omega_2)$  нисбатига ега бўламиз ва ш.к.лар. Олинган ма'lумотлар асосида амплитудалар  $A(\omega) = \varphi_1(\omega)$  ва фазаларнинг  $\varphi(\omega) = f_2(\omega)$  частота характеристикаларини кўриш мумкин. Кўп холларда комплекс текисликда  $A(\omega)$  вектор уни билан (частота ўзгаришига боғлиқ чизик берадиган годограф асосида

олинадиган амплитуда – фаза характеристикаси (АФХ)дан фойдаланиш мақбул бўлади.

Биринчи даражали инерцияли (нодаврий, реакцияли, апериодик, бир сифимли) звено деб, чиқиши қиймати вақт бўйича експоненциал қонун бўйича ўзгарарадиган звенога айтилади. Бу звено биринчи даражали дифференциал тенглама билан ифодаланилади:

$$T \cdot \frac{dy}{dt} + y_{ch} = kx_k ,$$

бу тенгламанинг бошланғич шарти чапдан нол бўлганда Лапласга биноан ўзгартирганда операторли кўринишида:

$$(Tr+1)y_q = kx_k \quad (3.1)$$

оламиз, бунда  $T$  – звенонинг вақт доимийсидир. Инерцияли звенонинг узатиш функцияси  $W(p)=k/(Tr+1)$  бўлади.

Инерцияли звенога мисол қилиб:  $P-L$ ,  $P-C$  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  $P-L$  контурнинг (3.2,а-расм) киришига поғонали кучланиш берилса, ўткинчи жараён ҳосил бўлади. Индуктивлик чулғамининг актив қаршилигини е’тиборга олмасак, унда занжир кириши учун

$$y_k = iP + L \frac{di}{dt} , \quad (3.2)$$

тенгламани ёзиш мумкин. Чиқиши кучланиши учун эса

$$y_q = iP . \quad (3.3)$$

(3.3) тенгламани  $i$  токка нисбатан йешиб ва уни (3.2) га қўйиб

$$T \frac{du_{ch}}{dt} + u_{ch} = u_k \quad (3.4)$$

оламиз. Бу тенглама оператор кўринишида ёзилса

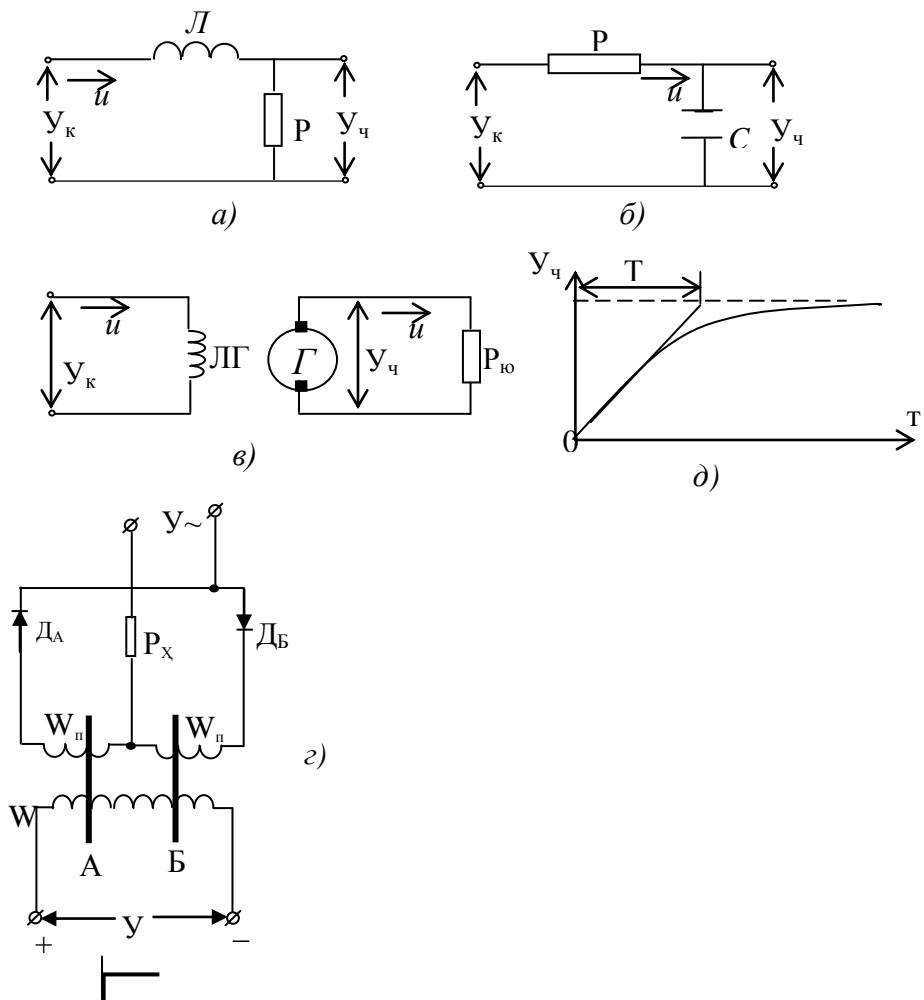
$$(Tr+1)y_q(p) = y_k(p) \quad (3.5)$$

олинади. Бунда  $T=L/P$  –контурнинг вақт доимийси.

$P-C$  контурининг (3.2,б-расм) кириш ва чиқиши занжирлари учун Кирхгофнинг иккинчи қонунига асосан ушбу тенгламаларни ёзамиз:

$$y_k = iP + \frac{1}{C} \int idt \quad (3.6)$$

$$y_q = \frac{1}{C} \int idt \quad (3.7)$$



3\_3.2-расм. Инерциялы звено:

- a) Р-Л контур; б) Р-С контур; в) ўзгармас ток генератори; г)

ёзиш мүмкін (3.7) теңгламани дифференциаллаб

$$\frac{du_{ch}}{dt} = \frac{1}{C} i \quad (3.8)$$

(3.6), (3.7) ва (3.8) теңгламаларни биргалиқда йечими (3.5) га үхаш тенгламани беради, фақат бундаги вақт доимийси  $T=PC$  ифода билан аниқланади

*Ўзгармас ток генератори* (3.2,в-расм) учун кириш қыймати құзғатиши чулғами (ЛГ) га бериладиган  $Y_k$  кучланиш бўлса, чиқиш (ростланувчи) қыймати якордан олинадиган  $Y_q$  кучланиши ҳисобланади. Киришга кучланиш берсак, ЛГ занжири учун қуидаги дифференциал теңгламани

$$Y_k = I_k P_k + L_k \frac{di_q}{dt} \quad (3.9)$$

оламиз. Бунда  $i_k$ ,  $P_k$ ,  $L_k$  – генератор қўзғатиш чулғамининг токи, актив қаршилиги, индуктивлиги. (3.9) тенгламани  $P_k$  га бўлиб ва уни Лапласга биноан ўзгартириб

$$r_k Y_k(p) = (T_k p + 1) \cdot i_k(p) \quad (3.10)$$

оламиз. Бунда  $y_k(p)$ ,  $i_k(p)$  – қўзғатиш чулғамини кучланиши ва токи;  $\sigma_k = 1/P_k$  қўзғатиш чулғамини ўтказувчанлиги;  $T_k = L_k/P_k$  қўзғатиш чулғамини электромагнит вақт доимийси.

Бош занжир индуктивлигини е'тиборга олмасдан қўйидаги операторли тенгламани оламиз:

$$y(p) = e(p) - R_i(p). \quad (3.11)$$

Бунда  $y(n)$ ,  $e(n)$ ,  $u(n)$  – генераторни кучланиши, ЕЮК ва токининг операторли тасвирлари;  $R = P_{yo} + P_{io}$  – генератор якор занжирининг қаршилиги.

Генераторнинг салт ишлаш характеристикаси чизиқли деб

$$e(n) = \kappa_k u_k(n), \quad (3.12)$$

тенгламани ёзиш мумкин. Бунда  $\kappa_k$  – генераторни ЕЮК ва қўзғатиш токи орасидаги пропорционаллик коэффициенти.

$u = U/P_{yo}$  ни ҳисобга олиб, (3.10), (3.11) ва (3.12)ларни биргаликда йечиб, генераторнинг операторли тенгламасини қўйидаги кўринишда оламиз:

$$r_k Y_k(p) = (T_k p + 1) \left( 1 + \frac{R}{R_{yu}} \right) \frac{U_{ch}(p)}{k_k},$$

ёки

$$(T_k p + 1) Y_q(p) = \alpha \beta Y_k(p); \quad W(p) = \frac{U_{ch}(p)}{U_k(p)} = \frac{\alpha \beta}{(T_q p + 1)},$$

бу ерда  $\alpha = P_{yo}/(P_{yo} + P)$ ;  $\beta = k_k r_k = E/I_k P_k = E/Y_k$  – генераторнинг қучла-ниш бўйича кучайтириш коэффициенти;  $E$ ,  $I_k$  – генераторни ўрнатилган ЕЮК 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 кэладиган ишчи чулғамидаги ток ўзининг катталигига еришади. Бу холат магнит кучайтиргичларнинг инерцияланишидан содир бўлади. МКларнинг АБТда ишлатилишининг биринчи даражали ахамиятга егалиги шунда.

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

$$y_b = (P_b + P_{kysh}) i_b + w_B \cdot 10^{-8} (\Delta B_A / \Delta t - \Delta B_B / \Delta t), \quad (3.13)$$

бу ерда  $y_b$ ,  $i_b$  – бошқарув занжиридаги кучланиш ва ток;  $P_b$ ,  $P_{kysh}$  – бошқарув чулғамидаги қаршилик ва бошқарув занжиридаги қўшимча қаршилик;  $B_A$ ,  $B_B$  – А ва Б ўзаклардаги магнит индукция.

(3.13) тенгламанинг иккинчи бўлаги, индукцияланган бошқарип занжиридаги ЕЮКни беради.  $B_A = B_B + 2B_0$  еканлигини е'тиборга олиб:

$$y_b = (P_b + P_{kysh}) i_b + 2w_B \cdot 10^{-8} (\Delta B_0 / \Delta t), \quad (3.14)$$

бу ерда  $B_0$ -хар бир ўзакдаги магнит индукциянинг ўзгармас ташкил етувчиси:

$$B_0 = B_c - B_m + \frac{R w_b i_6}{8 f w_p^2 S \cdot 10^{-8}} \quad (3.15)$$

Бу ерда  $B_m$ -индукциянинг ўзгарувчан амплитуда ташкил етув-чиси;  $B_c$ -тўйинган индукциянинг қиймати;  $\phi$  – частота;  $P=P_{\text{ю}}+P_{\text{в}}+P_{\text{и}}$  – юк занжиридаги қаршилик: юқдаги, вентилдаги ва ишчи чулғамдаги қаршиликлар йифиндиси.

(3.15) тенгламадаги  $B_0$ ни (3.14)га қўйиб, дифференциаллаб келтиргандан сўнг қўйидагиларни топамиз:

$$T_b \frac{1}{1 + R_m / R_b} \cdot \frac{di_b}{dt} + i_b = \frac{u_b}{R_b + R_m}, \quad (3.16)$$

бу ерда  $T_b$ -бошқарув чулғамининг ўзгармас вақт доимийлиги:

$$T_b = \frac{R w_b^2}{R_b w_i^2} \cdot \frac{1}{4f}.$$

Белгилашлар киритамиз:

$$T = T_b \frac{R_b}{R_b + R_m}; \quad \beta = k_u \frac{R_b}{R_b + R_m}; \quad u_{ch} = k_u i_b R_b,$$

бу ерда  $u_{ch}$  – МК чиқишидаги кучланиш.

Бу қийматларни (3.16)га қўйиб қўйидагини оламиз:

$$(Tp+1)u_{ch} = \beta u_b$$

$$W(\Pi) = \frac{u_{ch}}{u_b} = \frac{\beta}{Tp+1}$$

Бу ерда  $T$ ,  $\beta$  – МК бошқариш занжиридаги вақт доимийлиги ва кучайтириш коэффициенти.

*Юқорида келтирилган мисоллардан аён бўладики, кўрилган схемалар ҳар хил бўлишига қарамасдан улар ҳаммаси бир хил дифференциал тенглама билан ифодаланаар екан.*

*Звенони погонали та’сирга бўлган реакцияси – ўткинчи характеристикаси  $y=\phi(t)$  боғланиш билан аникланади. У эса оператор кўринишидаги (3.1) тенгламани йечиш йўли билан топилади. Ҳарактеристик  $Tp+1=0$  тенглама илдизи  $\Pi_1=-1/T$  қийматга ега, бунда*

$$\dot{y}_q = kx_k(1 - e^{T/T}) \quad (3.17)$$

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

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

$$Y_k = Y_{km} \sin \omega t \quad (3.18)$$

Үнда звено чиқишида фаза бўйича (бурчакка силжиган кучланишни оламиз:

$$Y_q = Y_{cm} \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.19)$$

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

$$\omega T Y_{cm} \cos(\omega t + \varphi) + Y_{cm} \sin(\omega t + \varphi) = k Y_{km} \sin \omega t \quad (3.20)$$

топамиз. Енди киришга косинусоидал  $Y_k = Y_{km} \cdot \cos \omega t$  та'сир бераб, ол-дингиларига ўхшаб:

$$-\omega T Y_{cm} \sin(\omega t + \varphi) + Y_{cm} \cos(\omega t + \varphi) = k Y_{km} \cos \omega t \quad (3.21)$$

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

$$\begin{aligned} \omega T Y_{cm} [\cos(\omega t + \varphi) - \sin(\omega t + \varphi)] + Y_{cm} [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)] &= \\ &= k Y_{km} (\cos \omega t + j \sin \omega t) \end{aligned}$$

енди

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

ҳисобга олиб

$$j\omega T Y_{cm} e^{j\omega t} e^{j\varphi} + Y_{cm} e^{j\omega t} e^{j\varphi} = k Y_{km} e^{j\omega t} \quad (3.22)$$

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

$$(1 + j\omega T) Y_{cm} e^{j\varphi} = k Y_{km}$$

топамиз, бундан

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

(3.23) тенгламадан АФХ қуйидагича ифодаланиши мумкин

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

ёки

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

Бунда  $A(\omega)$ -амплитудалар нисбатидир. Кўпинча  $W(j\omega)$ - ифодани узатишнинг комплекс коэффициенти деб ҳам аташади. Звенонинг АФХ тенгламасини бевосита узатиш функциядан  $p$  операторни  $j\omega$  га алмаштириш билан олиш мумкин. Бу қоидани бошқа звеноларга, шунингдек чизиқли АРТ га тадбиқ еча бўлади, умумий ҳолда эса

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

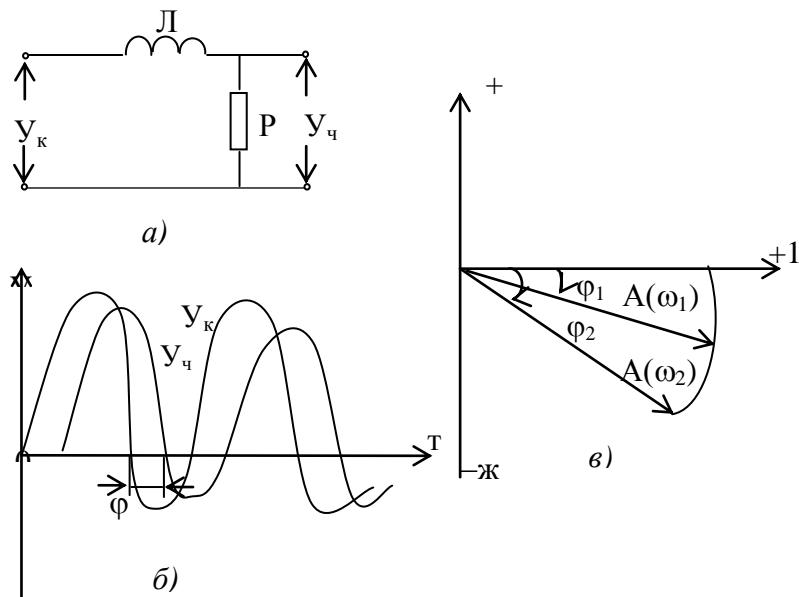
деб ёзиш мумкин.

(3.24) тенгламанинг ўнг томони комплексли ифода бўлиб, унинг сурат ва маҳражни ифода маҳражига қўшма бўлган сонга қўпайтириб ҳақиқий ва мавҳум қисмларга ажратиш мумкин:

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

Бундаги  $\Pi(\omega) = \phi(\omega)$  ва  $K(\omega) = \phi(\omega)$  ҳақиқий ва мавхум частотавий характеристикалар деб аталади.

Динамик звеноларнинг АФХ ларини кўриб чиқамиз:



3\_3.3-расм. Частота характеристикаларни олишга доир тасвир

*Инерциясиз звено учун*

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

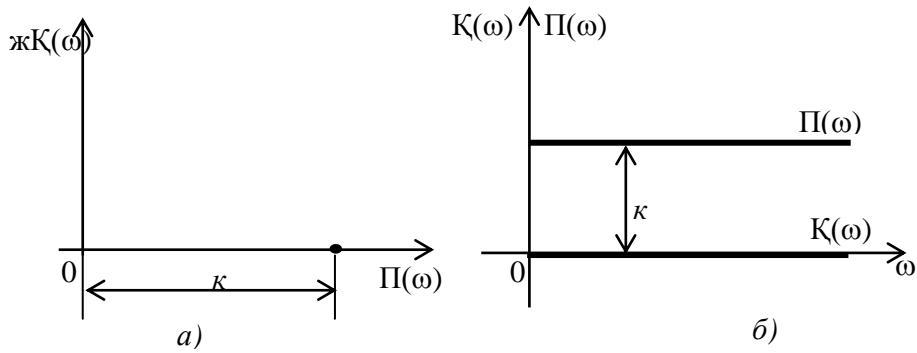
бу дегани инерциясиз звенонинг АФХ комплекс текисликдаги координаталар бошидан к масофада ҳақиқий ўқда жойлашган (3.4,а-расм) нукта қилиб тасвиранади.

Ҳақиқий ва мавхум частотавий характеристикаларни тенгламалари (3.4,б-расм) кўринишда бўлади.

$$\Pi(\omega) = k; \quad K(\omega) = 0 \quad (3.27)$$

*Апериодик звенонинг АФХ сини қуриш учун*

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



3\_3.4- расм. Инерциясиз звенони АФХ, ХЧХ ва МЧХ

ифодадан фойдаланилади. Бу эса (3.24) тенгламадан комплекс сони

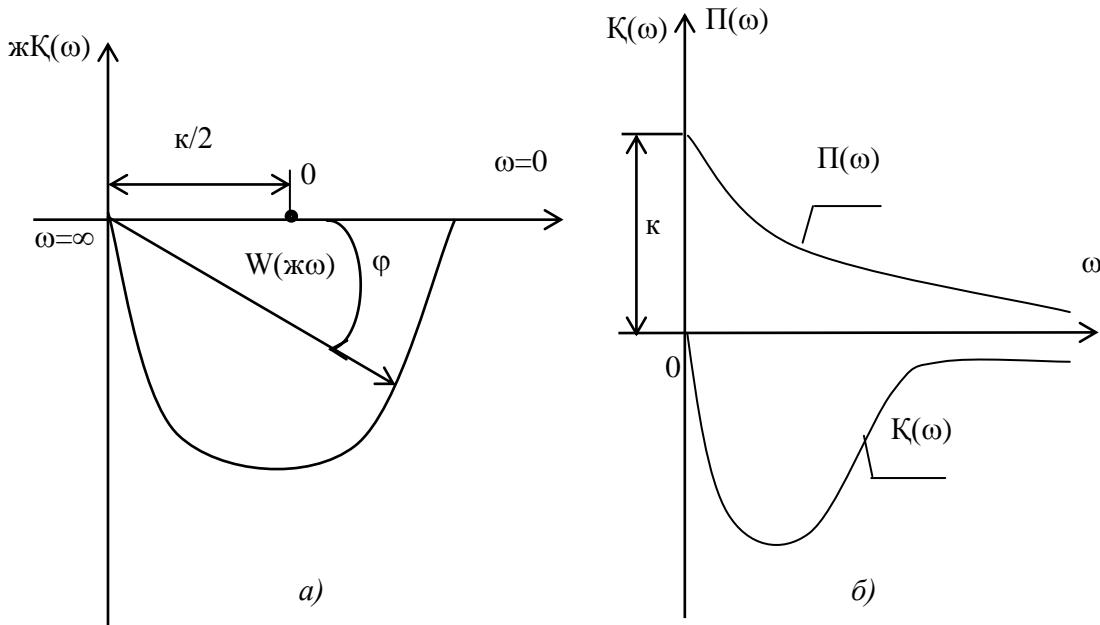
$$a+jb=\sqrt{a^2+b^2} e^{j\arctg \frac{a}{b}} \quad (3.29)$$

күринишда тасвирлаш мумкинлиги асосида олинган (3.28) тенгламадаги  $W(j\omega)$  векторни  $\frac{k}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}}$  –модулини арстг $\omega T = \varphi$  – аргументини беради. Бу холда апериодик звенонинг АФХ маркази координата бошидан Абцисса ўқи бўйлаб  $k/2$  масофада жойлашган 0 нуқтада жойлашган  $k/2$  радиусга ега ярим айланани тасвирлайди. Частота  $\omega=0 \div \infty$  оралиғида ўзгарганда  $W(j\omega)$  вектор  $\varphi = -\pi/2$  бурчакка бурилади.

Ҳақиқий ва мавхум частота характеристикалар (ХЧХ, МЧХ):

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

тенгламалар асосида кўрилган ва улар 3.5, *a*, *b*-расмда кўрсатилган.



3\_3.5-расм. Инерцияли нодаврий звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХ лари

## 6-МА'РУЗА

### Иккинчи даражали инерциали звенолар

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

$$T_1 T_2 \frac{d^2 y_{ch}}{dt^2} + T_1 \frac{dy_{ch}}{dt} + y_{ch} = kx_k \quad (3.31)$$

бунда  $T_1, T_2$  –вакт ўлчамига ега вакт доимиylари;  $k$ - звенони кучайтириш коэффициенти.

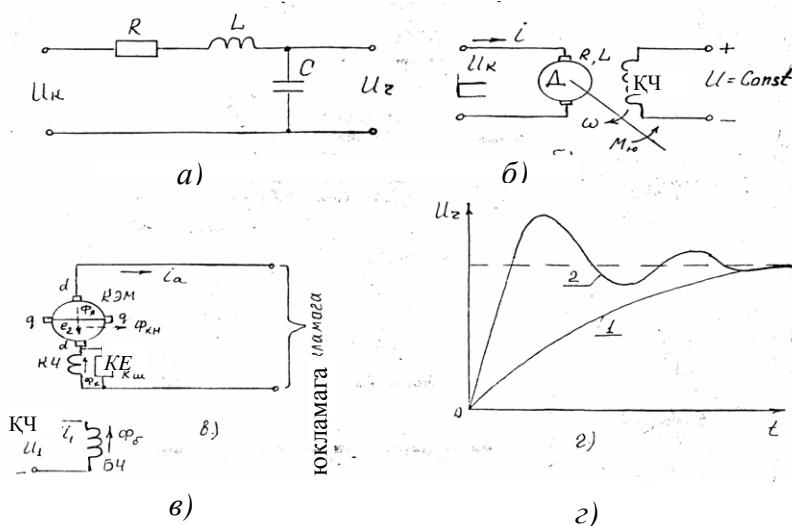
Бу тенглама бошланғич шарти чапдан нол бўлганда операторли тасвирида

$$(T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1) Y_{ch}(p) = k X_k(p) \quad (3.32)$$

кўринишили бўлади. Бу тенгламадан тебранувчи звенонинг узатиш функциясини оламиз:

$$W(p) = \frac{k}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1}.$$

Ўткинчи жараён хусусияти ҳарактеристик тенглама илдизларига, я'ни  $T_1$  ва  $T_2$  вакт доимиylарини нисбатига боғлик бўлиб, нодаврий ёки тебранма тусга ега бўлиши мумкин.



3\_3.6-расм. Иккинчи даражали инерцияли звенолар (*a*, *b*, *c*) ва уларнинг динамик ҳарактеристикалари (*г*)

Иккинчи даражали инерцияли звеноларга мисол сифатида индуктивлик, электр сифими ва актив қаршиликдан иборат *P-L-C* тебранма электр контурлар (3.6-расм); электромеханик элементлар, масалан якорнинг инерция момента кинетик енергия, якор занжирини индуктивлигига электромагнит енергия ғамлай оладиган

электр мотор; кучайтиргич электр машина; масса ва тарангликка (егилувчанликка), ҳамда ишқаланиш ёпишқоқлигига ега механик элементлар ва ш.ў. кўрсатиш мумкин.

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

$$L \frac{di}{dt} + iR + \frac{1}{C} \int idt = U_{ch} \quad (3.33)$$

$$U_q = \frac{1}{C} \int idt \quad (3.34)$$

деб ёзиш мумкин. (3.34) тенгламани дифференциаллаб, олинган ифодани (3.33) ва (3.34) тенгламалар билан биргаликда йечиб қўринишга ега бўлади. Чиқиш занжири учун

$$T_1 T_2 \frac{d^2 U_{ch}}{dt^2} + T_1 \frac{dU_{ch}}{dt} + U_{ch} = U_k \quad (3.35)$$

олинади, бунда  $T_1 = PC$ ,  $T_2 = L/P$ , -вақт доимийларири.

Лаплас бўйича ўзгартириш киритиб контурни оператор тенгламасини қўйидаги қўринишда оламиз:

$$(T_1 T_2 \pi^2 + T_1 \pi + 1) \bar{U}_{ch} = k \bar{U}_k \quad (3.36)$$

*Енди мустақил қўзғатили ўзгармас ток моторини* (3.6,б-расм) оператор тенгламасини оламиз. Бунда моторни магнит оқими ўзгармас, уни қаршиликлари ҳам доимий, магнит тизими тўйинмаган, жараёнларга гистерезисга, уюрма токларга бўлган исрофлар, чўтка-коллектор ўткинчи қаршилиги, якор реакцияси та’сир кўрсатмайди каби жоизликларни қабул қиласиз. Шунингдек, мотор валидаги юклама  $M_{io}$  моменти, инерция  $J$  моменти битта валга – мотор валига келтирилган ва уларни ҳам қиймати ўзгармас деб оламиз. Ишчи механизм ва узатмалардаги (редуктор, сайишли узатма ва ш.ў.) исрофлар, инерциялар ҳам ҳисобга олинган деб қабул қиласиз.

Бу бошқарув об’екти (3.6,б-расм) учун кириш сигнали қилиб якор занжирига бериладиган кучланиш, чиқиш сигнали қилиб якорни айланиш (тезлиги қабул етилган. Агарда якор занжирига сакраш қўринишли кучланиш берилса, ўткинчи жараён ҳосил бўлиб, у Кирхгоф ва Нютон қонунларига асосан қўйидаги тенгламалар билан баён етилади:

$$U = e + iR_m + L_m \frac{di}{dt}; \quad (3.37)$$

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

Бунда, (3.37) ифода бош занжир учун кучланишлар тенгламаси, (3.38) эса электр моторни ҳаракат тенгламасидир, улардаги  $e$ ,  $i$ ,  $R_m$ ,  $L_m$  тегишлича мотор якорини ЕЮК, токи, актив қаршилиги ва индуктивлиги;  $M$ - моторнинг электромагнит моменти:

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

$M_c$ -мотор валидаги статик момент:

$$M_c = c I_{io} \quad (3.40)$$

$\dot{M}$ -мотор валига келтирилган инерция моменти;  $c$  – мотор моменти ва токи орасидаги ёки моторни ЕЮК ва тезлиги орасидаги пропорцио-наллик коэффициенти;  $I_{io}$  – мотор валига қўйилган юкламага пропорционал бўлган якор занжиридаги ток.

(3.39) ва (3.40) ифодаларни е’тиборга олиб (3.38) тенгламани қуидагида ўзгартирамиз:

$$i = I_{io} + \frac{c T_{em}}{R_m} \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.41)$$

бунда  $T_{em} = \dot{M} R_m / c^2$  – моторни электромеханик вақт доимийлиги.

Пропорционаллик коэффициенти  $c$  ни қуидаги тенгламадан аниқласа бўлади:

$$c = \frac{U_N - I_N R_m}{\omega_N} \quad (3.42)$$

бундаги  $I_N$ ,  $\omega_N$  – моторнинг токи ва бурчак тезлигининг номинал қий-матлари. (3.37) ва (3.41) тенгламаларни Лапласга биноан ўзгартириб

$$Y_k(p) = e(p) + P_m i(p) + L_m r_i(p); \quad (3.43)$$

$$i(p) = I_{eij}(p) + \frac{c T_{em}}{R_m} p \omega(p) \quad (3.44)$$

еришамиз. Бу тенгламаларни биргаликда йечиб, моторни оператор тенгламасини оламиз:

$$Y_k(p) = (T_{em} T_m p^2 + T_{em} p + 1) c \omega(p) + (T_m p + 1) P_m I_{io}(p) \quad (3.45)$$

бунда  $T_m = L_m / P_m$  – мотор якори занжирининг электромагнит вақт доимийлиги.

Тўлқинлантирувчи та’сирни  $P_o I_{io}(p) = 0$  деб, моторни оператор тенгламасини ушбу кўринишда

$$(T_{em} T_m p^2 + T_{em} p + 1) c \omega(p) = Y_k(p); \quad (3.46)$$

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

олинади, бунда  $Y_k(p)$ -кириш та’сири;  $\omega(p)$ -чиқиши координатаси.

Электр машина кучайтиргичи (ЕМК) асосан олдин ишлаб чиқарилган автоматик тизимларда кўп ишлатилган нодир машиналардан биридир. Уни кучайтириш коэффициенти  $1 * 10^4$  ва ундан ҳам юқори бўлишлиги ўз вақтида автоматик тизимларни ривожланишини ва оммавий тарқалишини рафбатлантирган. Аммо бу машинани мураккаблиги, характеристикаларининг нотўғрилиги, ишлатиш, ростлашни анча мураккаблиги, ҳамда бир қатор аён устунликларга ега ярим ўтказгичли асбобларни пайдо бўлишлиги бу машиналар ишлатилишини тўқиб қўйди. Аммо ЕМК ўзини хусусиятлари билан, математик ифодаланиши, ичидаги жараёнлар, ўрганишга, тушунишга, тасаввур қилишга ўрнаклиги, очиқлиги,

аниқлиги билан электромеханик тизимлар ичидә алохидә ўрин егаллады, уни ўқиши – ўргатиш учун фойдала-ниш күп йиллар керак бўлади.

ЕМК мураккаб динамик об'ект бўлиб ички тузилиши, бўладиган жараёнлар, машина бўлакларини бир-бири билан узвий бевосита ёки билвосита боғлиқлиги, ўзаро та'сирлари ва уларнинг ҳар хил омилларга қараб ўзгариши ўрганиш, таҳлил қилиш, ҳисоблаш ишларини оғирлаштиради, аммо тадқиқотчидан буларни қайси бирини, қачон ҳисобга олиш ёки олмаслик, чек қўйишилик каби қарорлар қабул қилишга мажбур етади.

ЕМК ўзида деярли иккита электр машинани мужассамлашгани бўлиб, жуда юқори сифатли, тўғри бурчак гистерезис сиртмоқли магнит тизимиға ега машинадир. Уни биринчи поғонаси кириши бўлиб бошқарув чулғами (БҚ) (3.6, в-расм) ҳисобланса, чиқиши етиб – кўндаланг якор чулғами (қ-қ нуқталар оралиғи) қабул етилади. Бу машинанинг енг муҳим хусусиятларидан яна бири – бу якорнинг кўндаланг чулғамини қаршиликсиз қ-қ нуқталар ораси қисқа туташтирилганидир.

Иккинчи поғонаси кириши бўлиб, кўндаланг якор чулғами ҳисобланса, чиқиши қилиб д-д нуқталар орасидаги бўйлама якор чулғами ҳисобланади.

Бошқарув чулғамига (БҚ) жуда кичик ток (сигнал) берилганда  $\Phi_k$  оқим ва у туфайли кўндаланг якор чулғамида унча катта бўлмаган  $1 \div 3$  волтга яқин қучланиш ҳосил бўлади. қ-қ нуқталар орасида қаршилик бўлмаганлиги ва контурни қаршилиги ўша кўндаланг чулғам қаршилигидан иборат бўлганлиги учун бу контурда анча катта и<sub>2</sub> ток ҳосил бўлади. Бу и<sub>2</sub> ток пайдо қилган магнит оқим нисбатан катта бўлиб, бўйлама якор чулғамида (д-д нуқталар орасида) тегишли  $e_a$  ЕЮК ҳосил қиласи ва у ташки занжирга – юкламага узатилади. Агар юклама уланса бу занжирда и<sub>k</sub> ток пайдо бўлади.

Ҳар бир чулғамдан ток ўз магнит оқимини  $\Phi_\delta$ ,  $\Phi_{km}$ ,  $\Phi_k$ ,  $\Phi_y$ , ҳосил қиласи. Булардан  $\Phi_{kh}$ ,  $\Phi_y$  якор токларининг реакцияси бўлиб, улар асосий  $\Phi_\delta$  оқимга та'сир ўтказиб, камайтиради. Ана шу оқимлар та'сирига қарама-қарши оқим ҳосил қилиш, уларни салбий ҳаракатини, олдини олиш учун машинада маҳсус компенсация чулғами (КЧ) ўрнатилади. Бу КЧ оқим  $\Phi_k$  ҳам  $\Phi_{km}$ ,  $\Phi_y$  билан бирга ўқиб-камаяди ва Р<sub>sh</sub> қаршилик билан ўшаларни салбий та'сири ўрнини тўлдириш даражаси танланади.

Машина ичидаги барча чулғамлар магнит тизимлари ва оқимлари орқали доимо бир-бирларига та'сирларда бўлади ва ҳар хил омилларга қараб ўзгариши. Ана шу барча кўрсатилган сабаблар туфайли бу ЕМК мураккаб қурилмадир ва уни ичидаги барча жараёнларни, ўзаро боғланишларини ўзгариш қонунларини тўлиқ ҳисобга олиш имкони йўқ ва бунга кўпинча еҳтиёж ҳам йўқ. Кэлгуси ишларни осонлаштириш учун биз бир неча соддалаштирув-чи, чекловчи шартларни қабул етамиз. Хусусан, машина тизими тўйинмаган, гистерезис, уюрма токлар исрофи кичикилиги учун е'тиборга олмаса ҳам бўлади, якор чулғамларини реакциялари тўлиқ компенсация қилинган, ички қаршиликлари, чўтка – коллектор қаршиликлари, индуктивликлар ўзгармайди, ЕМК бурчак тезлиги ўзгармас я'ни юкланишга боғлиқ емас деб фараз қиласиз.

Шу айтилганларни е'тиборга олиб биринчи кучайтириш поғона (каскад) учун Кирхгоф қонунига асосан:

$$U_1 = p_1 I_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (3.47)$$

деб ёзамиз, бунда  $U_1$ - бошқарув чулғамига бериладиган сакрашсимон кучланиш;  $I_1$ ,  $p_1$ ,  $L_1$ , - бошқарув чулғамининг токи, қаршилиги ва индуктивлиги.

ЕМК биринчи поғонаси магнитловчи характеристикаси  $e_2 = f(I_1)$  чизиқли деб

$$e_2 = k_1 I_1 \quad (3.48)$$

ёзишимиз мумкин, бунда  $k_1$  –кўндаланг контур ЕЮК ва бошқарув токи орасидаги пропорционаллик коэффициенти. (3.47) тенгламани  $p_1$  га бўлиб, Лапласга биноан ўзгартириб, ҳамда (3.48) ифодани ҳисобга олиб:

$$k_1 r_1 U_1(p) = (T_1 p + 1) e_2(p) \quad (3.49)$$

деб ёзамиз, бунда  $T_1 = L_1 / p_1$  –бошқарув чулғамини вақт доимийлиги;  $r_1 = 1 / p_1$  –бошқарув чулғамининг ўтказувчанлиги.

Кучайтиргични иккинчи поғонаси учун ҳам Кирхгофни қонунига биноан:

$$e_2 = p_2 I_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (3.50)$$

деб ёзамиз, бунда  $I_2$ ,  $p_2$ ,  $L_2$  – кўндаланг контурнинг токи, қаршилиги ва индуктивлиги.

Бу сафар ҳам иккинчи поғона магнитлаш характеристикаси чизиқли деб

$$e_a = k_2 I_2 \quad (3.51)$$

ёзамиз, бунда  $k_2$  –ЕМК ЕЮК билан кўндаланг контур токи орасидаги пропорционаллик коэффициенти.

Ток  $I_2$  қийматини (3.51) ифодадан (3.52) тенгламага қўйиб, ҳамда Лаплас бўйича ўзгартириб:

$$k_2 r_2 e_2(p) = (T_2 p + 1) e_a(p) \quad (3.52)$$

еришамиз, бунда  $r_2 = 1 / p_2$  –кўндаланг контурнинг ўтказувчанлиги;  $T_2 = L_2 / p_2$  – кўндаланг контурни электромагнит вақт доимийлиги.

$e_2(p)$  қийматини эса (3.52) ифодадан (3.49) га қўйиб ЕМК чиқищдаги ЕЮК  $e_a(p)$  қийматини кириш  $U_1(p)$  кучланишига боғлиқли тенгламасини оператор шаклида оламиз:

$$e_a(p) = \frac{\beta}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} U_1(p) \quad (3.53)$$

бунда  $\beta = k_1 k_2 g_1 g_2 = \frac{E_2}{I_1} \cdot \frac{E_a}{I_2} \cdot \frac{1}{r_1} \cdot \frac{1}{r_2} = \frac{E_a}{U_1}$  –ЕМК кучланиш бўйича ЕЮК ва кучайтиргич коэффициентини беради;  $E_2$ ,  $I_a$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  – ЕЮК ва токларни ўрнатилган қийматлари.

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

Ҳақиқатда эса ЕМК тузилиши, ички жараёнлар ва уларни ўзаро турлича боғланишлари туфайли ундаги жараён (3.53) берилганидан ма’лум даражада фарқ

қилади. Шу соддалаштиришни ҳисобга олиб, юкланиш бўйича сакраш йўқ деб, жараённи умумий ҳолда:

$$(a_0\pi^2 + a_1\pi + 1)e_a(\pi) = \beta Y_1(\pi) \quad (3.54)$$

тенглама билан ифодаласа бўлади.

Енди (3.36), (3.46) ва (3.54) тенгламаларни солиштиrsак, унда звеноларнинг тузилиши, ишлаши анча фарқ қилинишига қарамасдан улар бир хил тузилмага ега еканлигини сезамиз. Шу сабабли (3.36) оператор тенгламани йечиш мисолида ўткинчи характеристикани тадқиқ қиласиз. Унга асосан ҳарактеристик тенглама

$$T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1 = 0$$

кўринишга ега, 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 ҳақиқий бўлиб, унинг йечими

$$Y_q = Y_k + c_1 e^{p_1 t} + c_2 e^{p_2 t} \quad (3.55)$$

кўринишли бўлади. Бу (3.55) ифода ўткинчи жараён нодаврий, тебранишсиз бўлишилиги белгилаб беради. (3.6, г-расм, 1-егрилик). Бундай хоссаларга ега звенолар иккинчи даражали нодаврий (ёки икки сифимли нодаврий) звенолар деб аталади.

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

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

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

$$Y_q = Y_k + C_0 e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.56)$$

кўринища бўлади, бунда  $C_0$ ,  $\varphi$  – бошланғич шартлардан аниқланадиган доимийликлардир. Агар  $t=0$  бўлса, унда  $\varphi = \arctg \omega / \alpha$ ;  $C_0 = -\omega_0 / \omega Y_k$ . Енди  $C_0$  ва  $\varphi$  қийматларни (3.56) ифодага қўйиб,

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

ега бўламиз, бунда  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  – хусусий тебранишлар частотаси. (3.57) тенгламага мос ўткинчи характеристика 3.6, г-расмда (2-егрилик) келтирилган. Бундай ўткинчи характеристикага ега звенолар *тебранма звено* деб аталади.

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

$$T^2 \cdot \frac{d^2 y_{ch}}{dt^2} + y_{ch} = kx_k \quad (3.58)$$

кўринишига ега бўлади. Бунда  $T$  – вақт доимийлиги,  $k$  – кучайтириш коэффициенти. Нолдан чапда бўлган бошланғич шартларни е’тиборга олиб, бу тенгламани Лапласга биноан ўзгартириб, операторли шаклдаги

$$(T^2 \pi^2 + 1) \bar{y}_{ch} = k \bar{x}_k \quad (3.59)$$

тенгламани оламиз.

Консерватив звенога мисол қилиб, идеал индуктивлик ва сифимдан иборат пассив тўрт қутблекни қўрсатиши мумкин. Бу звенони ўткинчи характеристикаси сўнмайдиган тебранма егриликни ташкил этади.

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

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{k}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1}, \quad (3.60)$$

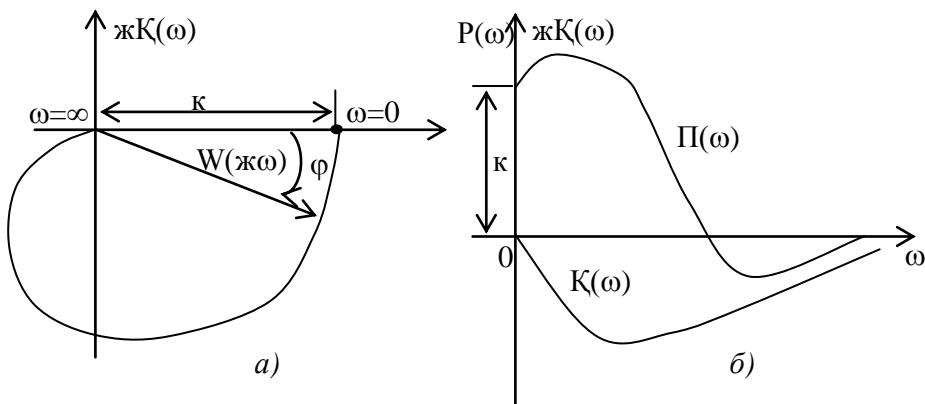
бунда  $k=1/c$ . Енди  $p$  ўрнига жо қўйиб, звенонинг АФХ тенгламасини қўйидаги кўринишда оламиз:

$$W(j\omega) = \frac{k}{T_1 T_2 \omega^2 + T_1 \omega + 1}. \quad (3.61)$$

(3.29) ифодани е'тиборга олиб,

$$W(j\omega) = \frac{k}{\sqrt{(1 - \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 T_1^2}} e^{-j \arctg \frac{\omega T_1}{1 - \omega^2 T_1 T_2}} \quad (3.62)$$

тенгламага еришамиз. Бу (3.62) тенглама асосида  $\omega$  частотани  $0 \div \infty$  гача ўзгартирганимизда  $W(j\omega)$  вектор  $\varphi = -\pi$  бурчакка бурилади (3.7,а-расм) ва иккинчи даражали инерцияли (тебранма) звенони амплитуда ва фаза частота характеристикаси (АФХ) олинади. Тебранма звенони тенгламалар асосида олинган хақиқий ва мавхум частота характеристикалари 3.7,б – расмда келтирилган.



3\_3.7-расм. Иккинчи даражали инерцияли (тебранма) звенонинг частота характеристикалари

$$\left. \begin{aligned} P(\omega) &= \frac{k(1 - T_1 T_2 \omega^2)}{(1 - T_1 T_2 \omega^2)^2 + T_1^2 \omega^2} \\ K(\omega) &= \frac{k T_1 \omega}{(1 - T_1 T_2 \omega^2)^2 + T_1^2 \omega^2} \end{aligned} \right\} \quad (3.63)$$

## 7, 8-МА'РУЗАЛАР

### Дифференциалловчи, интегралловчи ва кечикувчи звенолар

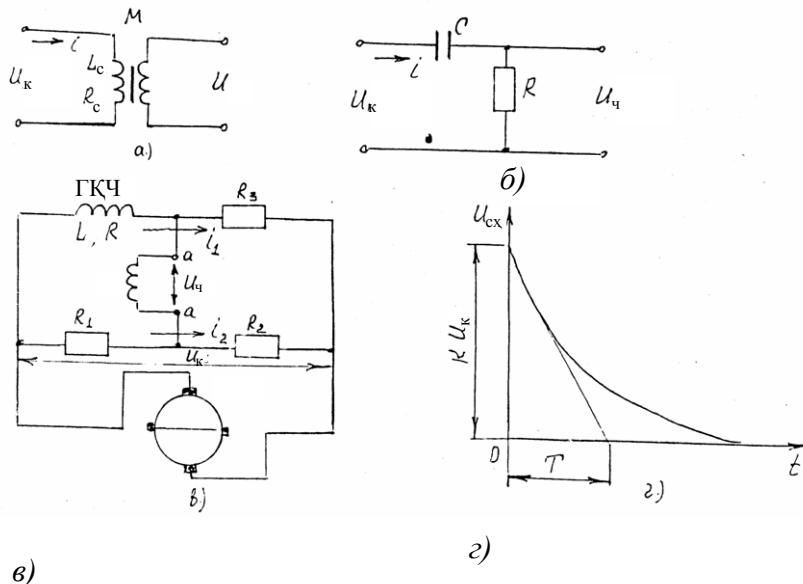
Идеал дифференциалловчи звено деб, чиқиши қиймати кириш та'сирининг ўзгариш тезлигига пропорционал звенога айтилади:

$$\dot{y}_q = k \frac{dx_k}{dt}; \quad W(\pi) = kp \quad (3.64)$$

Агарда киришига поғонали сигнал берилса, звенонинг чиқишида назарий жиҳатдан чексиз катта амплитуда ва кенглиги жиҳатдан чексиз кичик оний импульс олинади. Аммо идеал дифференциалловчи звенолар бўлмайди. Амалиётда бирмунча инерцияга ега звенолар билан ишлашга тўғри кэлади, я'ни *реал дифференциалловчи звено* билан. Бундай звенони дифференциал тенгламаси кўйидаги кўринишга егадир:

$$T \frac{dy}{dt} + y = kT \frac{dx_k}{dt} \quad (3.65)$$

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



3\_3.8-расм. Дифференциалловчи звенолар (*a*, *b*, *c*) ва уларнинг ўткинчи характеристикаси (*d*)

Ушбу (3.65) ифода оператор шаклида:

$$(T\pi + 1)y_q(\pi) = kT\pi x_k(\pi); \quad W(\pi) = \frac{kT\pi}{T\pi + 1} \quad (3.66)$$

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, *a*-расм) – бу бир фазали кучланиш трансформаторидир, унинг магнит тизимида ҳаво тирқиши бўлади. Тирқиши оралиги ўзгаририлиб, 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 ега юкламага ишлашга мўлжалланганлиги туфайли юкламаси салт режимга яқин бўлиб, қуйидаги тенгламалар билан ифодаланади:

$$Y_k = iP_c + L_c \frac{di}{dt}; \quad (3.67)$$

$$Y_q = M \frac{di}{dt}. \quad (3.68)$$

Бу икки тенгламани дифференциаллаб, кейин олинган тенгламаларни  $Y_k$  ва  $Y_q$  кучланишларига нисбатан йечиб,

$$\Pi \frac{dU_{ch}}{dt} + U_{ch} = kT_s \frac{dU_k}{dt}$$

оламиз, бунда

$$\Pi = \frac{L_s}{R_s}; \quad k = \frac{M}{L_s} = \frac{W_2}{W_1} \quad (3.69)$$

$L_c$ ,  $P_c$ - трансформаторнинг бирламчи чулғамини индуктивлиги ва актив қаршилиги;  $M$  – бирламчи ва иккиламчи чулғамларни ўзаро индук-цияси;  $W_1$ ,  $W_2$  – трансформаторнинг бирламчи ва иккиламчи чулғамларининг ўрамлар сони.

*Сигимли (конденсаторли) дифференциалловчи контурни* кириш ва чиқиши занжирлари учун тенгламалар қуйидаги кўринишга ега бўлади (3.8,б-расм):

$$Y_k = iP + \frac{1}{c} \int idt; \quad (3.70)$$

$$Y_q = iP. \quad (3.71)$$

Олдинги сафаргидек икки тенгламани ҳам дифференциаллаб, олинган тўрт тенгламани  $Y_k$  ва  $Y_q$  кучланишларига нисбатан йечиб,

$$T_s \frac{dU_{ch}}{dt} + U_{ch} = T_s \frac{dU_k}{dt}$$

оламиз, бунда  $T_s = PC$  – контурнинг вақт доимийлиги.

*Стабилловчи кўприксимон схемада* (3.8,в-расм) чиқиши кучланиши  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ , ҳамда  $P$  қаршиликларга ва  $L$  индуктивликка ега ГСЧ ташкил етган кўприксимон схеманинг диагонали  $a-a$  нуқ-таларидан олинади. Ўрнатилган режимда кўприк мувозанатлаштирилган. Ўткинчи режимларда токни вақт бўйича ўзгариши туфайли индуктивли ГСЧ чулғамда ўз индукция ЕЮК ҳосил бўлиб, кўприкнинг мувозанати бузилади.

Бундай қурилмалар генераторнинг қўзғатиш чулғамини (ГСЧ) та’минловчи ЕМК кучланишини стабилловчи схемаларда фойдаланилади. Унда бу схема ЕМК бошқарув чулғамига (БЧ) бериладиган чиқиши сигналини шакллантирувчи индуктив элемент сифатида ишлатилади. Стабилловчи кўприк учун

$$Y_k = \Pi \frac{di_1}{dt} + (P + P_3) i_1 = (P_1 + P_2) i_2;$$

$$Y_q = i_1 P_3 - i_2 P_2 ,$$

тенгламаларни ёзиш мүмкін. Уларни күпприк мувозанат холда деб, биргаликда йечиши туфайли (3.69) тенгламани оламиз, фақат бу ҳолда  $\kappa = P_3 / (P + P_3)$ ;  $T = \Pi / (P + P_3)$  ифодалар орқали аниқланади.

Дифференциалловчи звенони (кириш та'сири поғонали бўлганда) ўткинчи характеристикасининг ифодаси (3.66) оператор тенгламани йечиб олинади. Бу йечим:

$$y_q = kx_k e^{-t/T} \quad (3.72)$$

беради. Ўткинчи характеристикасини графиги эса (3.8, г-расм) експонента кўринишида бўлиб, жараён  $t=0$  бўлганда бир онда  $y_q = kx_k$  қийматгача жадаллашиб, кейин  $t \rightarrow \infty$  бўлганида,  $y_q \rightarrow 0$ га еришади. Шу сабабли дифференциалловчи звенонинг хусусиятига қараб айrim ҳолларда жадаллаштирувчи звено деб ҳам айтишади.

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

$$\dot{y}_q = k \int x_k dt \quad (3.73)$$

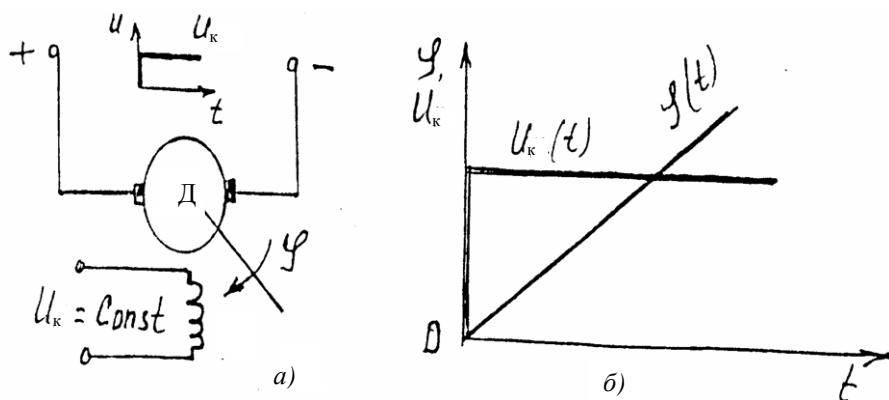
ёки

$$\frac{dy}{dt} = kx_k , \quad (3.74)$$

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

$$p \bar{y} = k \bar{x}_k; \quad W(\Pi) = \frac{k}{p}$$

Интегралловчи звенога мисол қилиб: магнит оқими ўзгармас, ҳамда электромагнит ва электромеханик вақт доимийликларини е'тиборга олмаса бўладиган ўзгармас ток моторини олиш мүмкин (3.9-расм).



3\_3.9-расм. Интегралловчи звено (a) ва унинг ўткинчи характеристикаси (b)

Кириш қиймати бўлиб  $U_k$  кучланиш ҳисобланса, чиқиш қиймати бўлиб вални буралиш  $\varphi$  бурчаги хизмат қиласди:

$$U_k = k_e \omega = k_e \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.75)$$

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

$$\varphi = \frac{1}{k_e} \int U_k dt. \quad (3.76)$$

$U_k = \text{сонст}$  бўлгани учун

$$\varphi = \frac{1}{k_e} U_k t. \quad (3.77)$$

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

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

$$U_k = iP; \quad i = U_k/P \quad (3.78)$$

кўринишни олади. Бундаги ток қийматини (3.7) қўйсак:

$$U_{ch} = \frac{1}{R_C} \int U_k dt$$

интегралловчи звенонинг узатиш функцияси:

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

кўринишни олади.

*Кечикувчи звено.* Кечикувчи звено деб, чиқишида кириш сигналини ҳеч бузмасдан, аммо бир мунча доимий ( кечикиш билан худди ўзидаётган қайтарадиган звенога айтилади. Бошқача сўз билан айтганда, чиқиш сигнали кириш сигнални ( вақтга силжитиб қайтаради):

$$y(t) = x_k(t - \tau) \quad (3.80)$$

Кечикувчи звеноларга мисол сифатида бункердан тарозига юк берадиган транспортерни (3.10,а-расм), гидравлик қувур узатув-чисини, узун электр линиясини, кучайтириш режимида ишлайдиган рэлени, улангандан бир неча вақт кейин айлана бошлайдиган моторни кўрсатиш мумкин. Бункердан тушаётган юк, Б бункердан чиқиб л масофани В лента тезлиги балан  $\tau = l/v$  вақт ўтгандан сўнг T тарозига етиб кэлишидан кейин ўлчанади. Бунда кириш  $x_k$  сигнали бункердан чиқадиган юкни оғирлиги бўлса, чиқиш  $y_u$  сигнали ўлчаниш вақтидаги юк оғирлиги бўлади. Кўриладиган ҳол учун кечикиш теоремасига мувофиқ

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

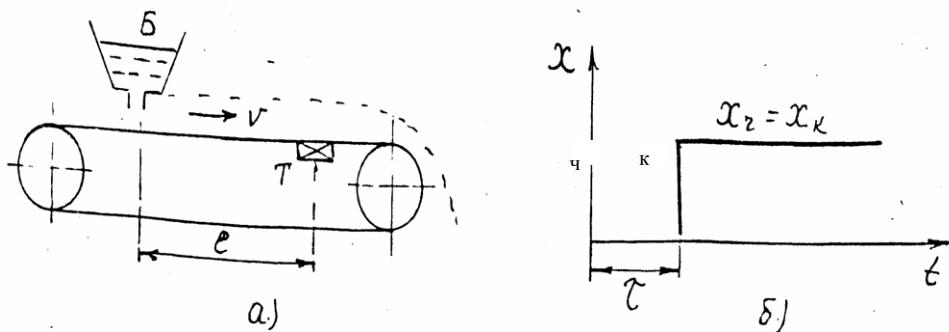
олинади. Яна  $\lambda = t - \tau$  белгилаш киргизиб,

$$\bar{y}_{ch} = e^{-p\tau} \int_0^\infty x_k(\lambda) e^{-p\lambda} d\lambda = e^{-p\tau} \bar{x}_k$$

олинади.

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

$$W(p) = \frac{y_{ch}(p)}{x_k(p)} = \frac{kTp}{Tp + 1}; \quad (3.81)$$



3\_3.10-расм. Кечикувчи звено (a) ва унинг ўткинчи характеристикаси (б)

интегралловчи звено учун (3.74) ифодадан

$$W(p) = \frac{y_{ch}(p)}{x_k(p)} = \frac{k}{p}; \quad (3.82)$$

кечикувчи звено учун

$$y_{ch}(p) = ke^{-pt} x_k(p)$$

ифодадан  $W(p) = \frac{y_{ch}(p)}{x_k(p)} = ke^{-pt} \quad (3.83)$

олинади.

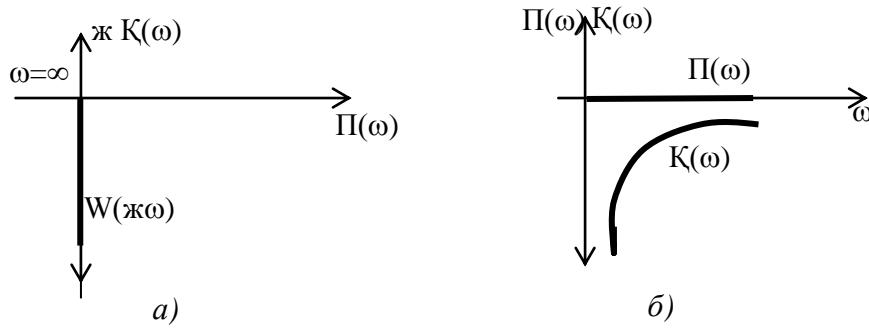
Бу звеноларнинг АФХларини аниқлаймиз. *Дифференциалловчи звенонинг АФХни*  $n = j\omega$  еканлигини е’тиборга олиб, (3.81) ифодадан

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

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

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

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



3\_3.11-расм. Дифференциалловчи звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХлари

Частота  $\omega$  нолдан чексизгача  $0 \div \infty$  ўзгарганда  $W(j\omega)$  вектор  $\varphi = \pi/2$  бурчакка бурилади (3.11, а-расм). Ҳақиқий ва мавхум частота характеристикалари эса:

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

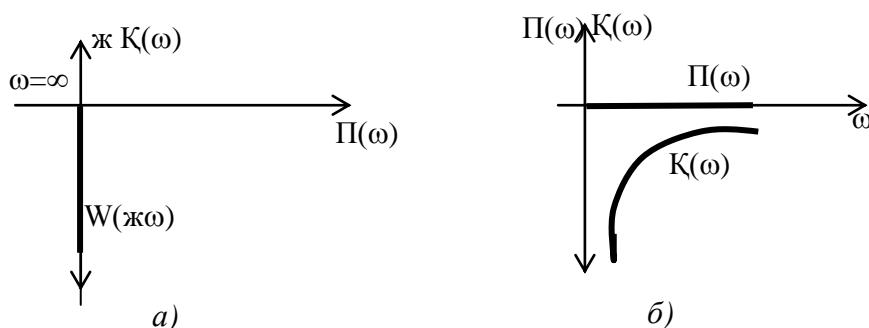
тenglamalар асосида қурилади (3.11,б-расм).

Интегралловчи звенонинг АФХ ини  $r = j\omega$  е'тиборга олиб (3.82) ифодадан:

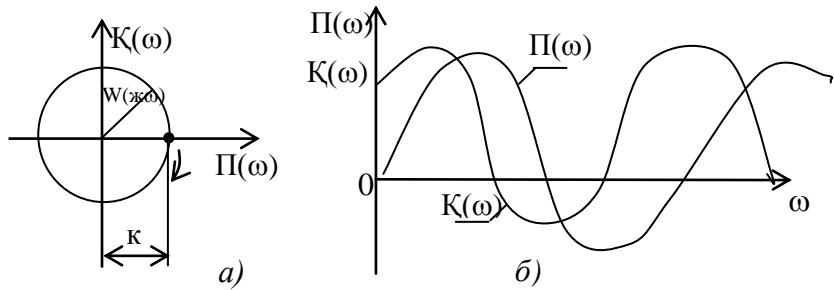
$$W(j\omega) = \frac{k}{j\omega} = \frac{k}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

чиқарамиз. Бу эса мавхум ўқнинг манфий ишорали томонида ётадиган тўғри чизикни беради (3.12,а-расм). Бу дегани тебранишлари ҳар қандай частотада ҳам кириш тебранишларидан  $\phi = -\pi/2$  бурчакка орқада солишини англатади. Ҳақиқий ва мавхум частотавий характеристикалари:

$$P(\omega)=0; \quad K(\omega) = -\kappa/\omega$$



3\_3.12-расм. Интегралловчи звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХлари



3\_13-расм. Кечикувчи звенонинг АФХ, ХЧХ, МЧХ лари

*Кечикувчи звенонинг АФХ*

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

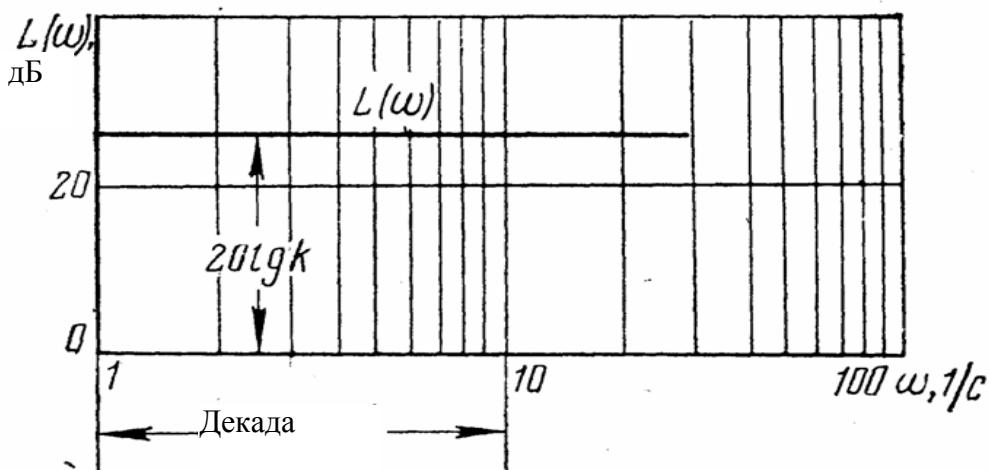
тenglamaga биноан координаталар ўқининг бошида жойлашган  $k$ -га тенг радиусли айланани (3.13,а-расм) беради. Ҳақиқий ва мавҳум частотавий характеристикалари  $P(\omega) = k \cos \omega\tau$ ;  $Q(\omega) = -k \sin \omega\tau$

тenglamalарга биноан, косинусоидал ва синусоидал егриликларини (3.13,б-расм) беради.

**Динамик звеноларнинг логарифмик частота характеристикалари**

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

(3.59) тенгламадан динамик звенонинг оддий ЛАХини олиш мумкин:

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


3\_3.14- расм. Инерциясиз звенонинг ЛАХи

унинг ординатаси децибэлда [дБ] белгиланади, ЛФХси:

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

унинг ординатаси эса радианларда (рад) белгиланади.

Енди ҳар бир звенонинг ЛЧХсини кўриб чиқамиз.

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

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

к коэффициенти частотага боғлиқ бўлмагани учун, инерциясиз звенонинг ЛАХи абцисса ўқига параллэл тўғри чизикни беради (3.14-расм).

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

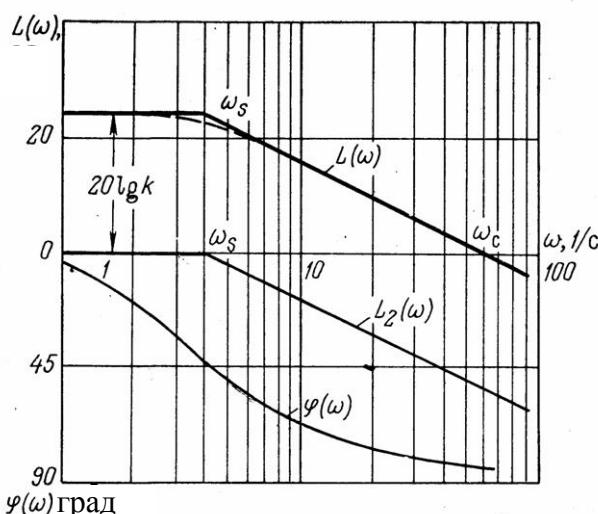
$$L(\omega)=20\lg \sqrt{\omega^2 T^2 + 1}; \quad \varphi(\omega)=-\arctg \omega T. \quad (3.85)$$

ЛАХнинг иккинчи ташкил етувчисини кўриб чиқамиз:

$L_2(\omega)=-20\lg \sqrt{\omega^2 T^2 + 1}$ ,  $\omega^2 T^2 \ll 1$  бўлганда,  $L_2(\omega)=0$  оламиз. Агар  $\omega^2 T^2 \gg 1$  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 чизик ҳолда бўлади ва  $\omega_k=1/T$  нуқтасида кесишиш частотаси дейилади.  $L_2(\omega)=0$  асимптотаси абцисса ўқи билан бир хил; иккинчи  $L_2(\omega)=-20\lg \omega T$  эса биринчига нисбатан

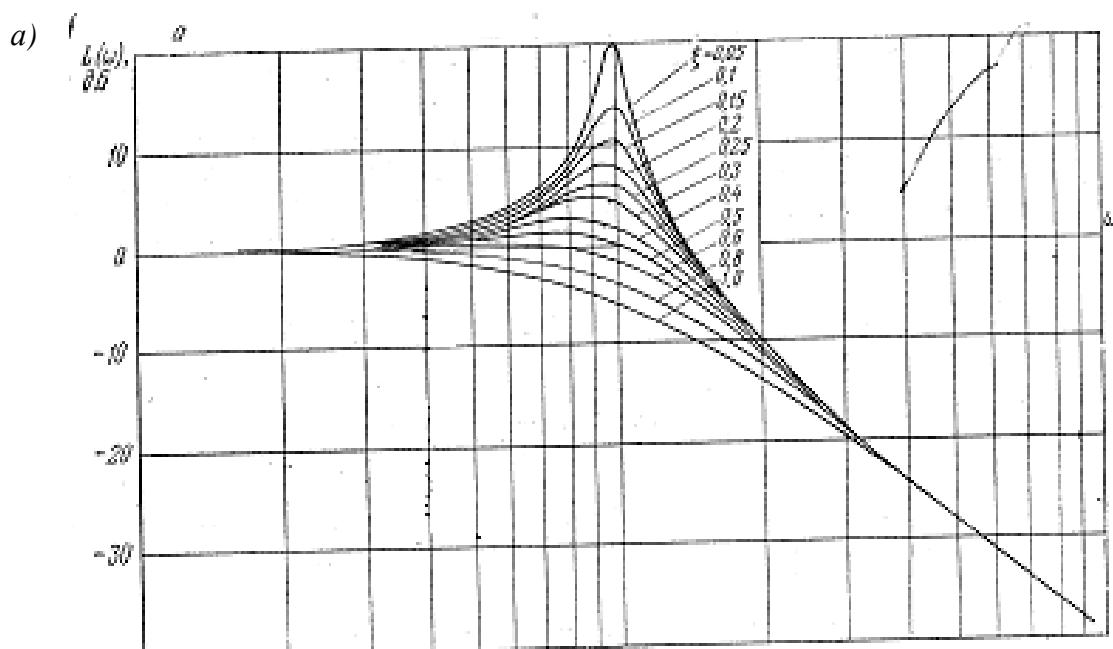
егилган бўлади. Шу егилганликни қўйидагича топамиз:  $\omega = \omega_1$  частотада ордината— $20\lg\omega_1 T$  нуктада тўғри чизик бўлади,  $\omega = 2\omega_1$  частотада— $-20\lg 2\omega_1 T$  бўлади. Ординаталарнинг фарқи:  $-(20\lg 2\omega_1 T - 20\lg\omega_1 T) = -20\lg 2\omega_1 T / \omega_1 T = -20\lg 2 = -6$  дБ. Шундай қилиб, частотани икки марта ўзгартирусак, тўғри чизик  $-6$  дБ оқтавага егилар екан. *Оқтава* деб, частотани икки марта ўзгартиргандаги абциssa ўқидаги оралиқ тушунилади. Агар частотани ўн марта ўзгартирусак, ординатанинг фарқи:

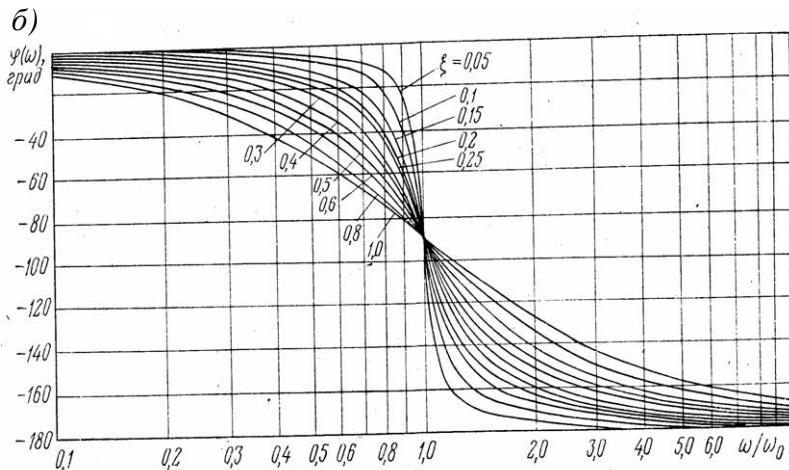
$$-(20\lg 10\omega_1 T - 20\lg\omega_1 T) = -20\lg \frac{10\omega_1 T}{\omega_1 T} = -20\lg 10 = -20 \text{ дБ.}$$



3\_3.15- расм. Апериодик звенонинг ЛАХ ва ЛФХ си

Демак тўғри чизиқнинг егилиши  $-20$  дБ/декадани ташкил етар екан. Декада деб, частотанинг 10 марта ўзгаришига тўғри





3\_16–расм. Тебранувчи звенонинг ЛАХ (а) ва ЛФХ (б)

кэладиган абцисса ўқидаги оралиқ тушунилади. Минус белгиси ЛАХ частотаси ошиши билан ординатаси камаяди (тескари егилиш). 3.15–расмда иккита асимптоталарнинг кесишиши кўрсатилган. (3.85) тенгламанинг биринчи ташкил етувчиси 20лгк масофага орқада со-лувчи абцисса ўқига параллэл тўғри чизикни ҳосил қиласи. ЛАХ абцисса ўқини кесиб ўтадиган частота *кесишиши частотаси*  $\omega_k$  дейилади. Логарифмик фаза характеристикаси  $\phi(\omega) = -\text{арстг} \frac{\omega}{\omega_0}$  (3.15-расм) нуқталар орқали қурилади. Характерловчи нуқталар:  $\phi(0)=0$ ;  $\phi(\omega_k)=45^0$ ;  $\phi(\infty)=90^0$ .

*Тебранувчи звено.* Бу звенонинг ЛАХни қуриш учун (3.62) тенгламани қўйидагича ёзамиш:

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

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

(3.86) ифодани логарифмлаб, ЛАХ ва ЛФХни оламиш:

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

$$\phi(\omega) = -\text{арстг} \frac{2\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}. \quad (3.88)$$

(3.87) ва (3.88) тенгламалар бўйича  $\omega_0$  ўзгармас,  $\xi$  нинг ҳар хил қийматларида қурилган ЛАХ ва ЛФХ 3.16-расмда берилган.

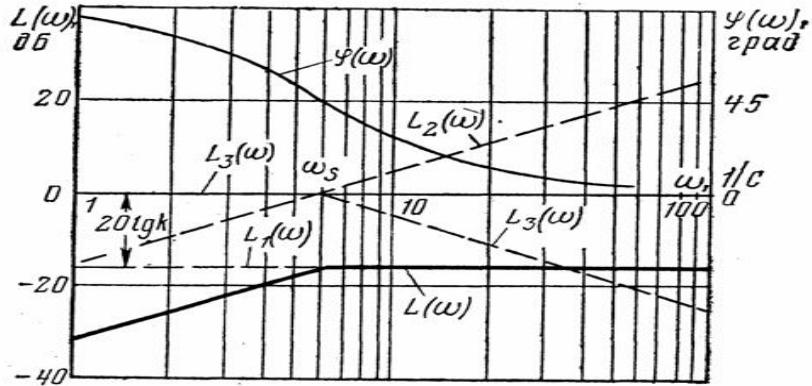
*Дифференциалловчи звено.* (3.84) тенгламани логарифмлаб звенонинг ЛАХ ва ЛФХни оламиш:

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

$$\phi(\omega) = -\text{арстг} \frac{1}{\omega T}.$$

$L(\omega)$  ЛАХ учта ташкил етувчилар бўйича қурилади: биринчиси  $L_1(\omega) = 20\lg k - t\omega$  – тўғри, абцисса ўқига параллэл; иккинчиси  $L_2(\omega) = 20\lg \omega T - t\omega$  – тўғри, 20 дБ/дек га нисбатан мусбат егилган,  $\omega_k = 1/T$  кесишиш частотасида абцисса ўқидан ўтади; учинчи ташкил етувчи  $L_3(\omega) = -20\lg \sqrt{\omega^2 T^2 + 1}$  иккита асимптотадан иборат:  $\omega_k = 1/T$  да кесишувчи ҳамда  $-20$  дБ/декадага нисбатан манфий егилган.

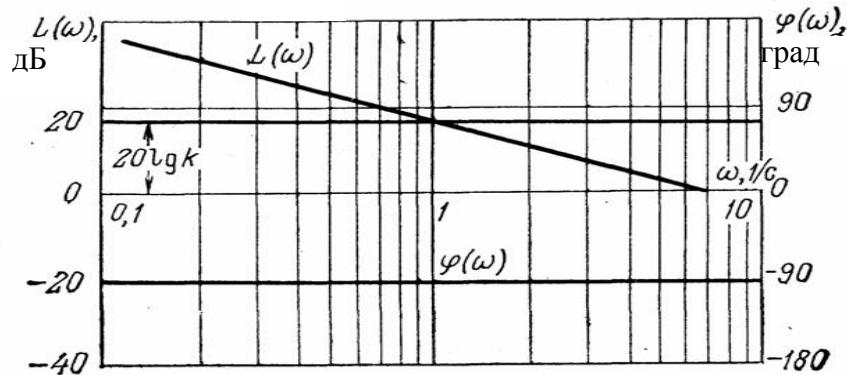
Учала ташкил етувчиларнинг йифиндисидан дифференциал звенонинг ЛАХ кэлиб чиқади.  $\varphi(\omega)$  ЛФХ  $\omega$  га сонлар бериб, нуқталар бўйича қурилади. Ҳарактерловчи нуқталар:  $\varphi(0)=90^\circ$ ;  $\varphi(\omega_k)=45^\circ$ ;  $\varphi(\infty)=0$ . 3.17-расмда дифференциалловчи звенонинг ЛАХ ва ЛФХлари кўрсатилган.



3\_3.17– расм. Дифференциалловчи звенонинг ЛАХ ва ЛФХси  
Интегралловчи звено. ЛАХ ва ЛФХ қўйидаги тенгламалардан қурилади:

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

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



3\_3.18– расм. Интегралловчи звенонинг ЛАХ ва ЛФХси

3.18-расмдан қўринадики ЛАХ тўғри чизик ва у  $\omega=1$  нуқтасидан абцисса ўқидан 20lgk масофада–20 дБ/дек егилиш билан ўтади.

ЛФХ абцисса ўқига параллэл ва  $-\pi/2$  масофада тўғри чизик бўлади.

*Кечикувчи звено.* Бу звенонинг ЛАХ ва ЛФХси:

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

Демак, кечикувчи звенонинг ЛАХ худди инерциясиз звенодагидай, ЛФХси эса  $\omega=0 \div \infty$  гача ўзгарганда чексиз ўсув-чи чизиқни беради.

## **10, 11–МА’РУЗАЛАР**

### **ИВ. Тузилиши схемалари ва уларни ўзгартириши**

Автомат ростлаш тизимининг динамик хусусиятлари узатиш функциялари билан белгиланадиган ва ўзаро ма’лум равища боғланган звеноларни тузилиш схемаси кўринишида тасвирлаш мумкин. Бундай тузилиш схемаси ҳақиқатда мавжуд физик тизимни математик тузилмаси бўлиб, уни тузилма схемаси дейилади. Унинг таркибига кирадиган динамик звенолар асосий та’сирлар занжирини ва тескари боғланиш (ТБ) занжирларини ташкил етади. Звенолар ўзаро боғланиш чизиқлари билан уланиб, уларнинг ўқи сигналнинг та’сир йўналишини кўрсатади. Тузилма схемаларда солиштириш ёки жамлаш (ўзаро кесишган чизиқларни ичига олган доира кўринишли) тугунлари ва шаҳобчаланадиган сигнал учун (қалин) нуқталари кўрсатилади. Шаҳобчаланадиган нуқтадан чиқадиган ҳамма алоқа чизиқлари бир хил сигналларни олиб узатади.

Тузилма схемаси тизимни динамик хусусиятларини текшириш учун зарур бўлган оператор кўринишидаги тенгламаларни ва узатиш функцияларини оддийроқ усул билан олиш имконини беради. Тизимнинг оператор тенгламасини олишда тузилма усулини қўллаш тенгликни ўнг томонидаги ( $t>0$  ҳолдаги) нолга тенг бўлмаган бошлангич шартларни автомат равища ҳисобга олиш имконини беради. Тузилма схемаларини қуидаги қонунларга асосан ўзгартирилади (келтирилади).

### **И. Кетма-кет уланган звенолар тузилиши схемасини ўзгартириши**

Узатиш функциялари  $K_1, K_2, \dots, K_n$  (4.1,а-расм,) бўлган кетма-кет уланган звеноларни узатиш функцияси еквивалент (тенг) бўлган битта звено

$$W(p)=K_1 K_2 \dots K_n \quad (4.1)$$

билин алмаштириш мумкин. Буни асослаш учун ҳамма звеноларни узатиш функциялари ( $Y\Phi$ )

$$\bar{x}_2 = K_1 \bar{x}_1 ; \bar{x}_3 = K_2 \bar{x}_2 ; \dots \bar{x}_{n+1} = K_n \bar{x}_n \quad (4.2)$$

берилиган деб фара兹 қиласи. Унда, қоидага биноан, бутун занжирни узатиш функцияси:

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

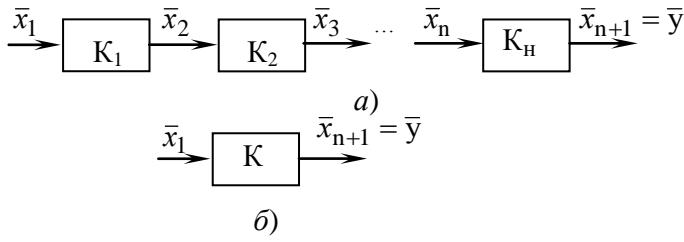
тенгдир. Демак ёзилган (1.2) тенгликларни чап ва ўнг қисмларини ўзаро кўпайтирсак қидирилган

$$\bar{y}/\bar{x}_1=K_1 K_2 \dots K_n \quad (4.4)$$

натижани оламиз, чунки ҳамма оралиқ  $x_i$  ўзгарувчилари бундай кўпайтириш натижасида ўзаро қисқариб кетади. Демак,

$$W(p)=\prod_{i=1}^n K_i(p) \quad (4.5)$$

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



4\_4.1-расм. Кетма-кет уланган звенолар

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

### *ИИ. Параллэл уланган звенолар тузилиши схемасини ўзгартириши*

Ўзаро параллэл уланган (4.2,*a*-расм) $K_1, K_2, \dots, K_n$  УФ ларига ега бўлган звеноларни шу звенога еквивалент бўлган битта звено билан алмаштириш мумкин (4.2,*b*-расм). У нинг УФси қўйидагича:

$$W(\pi) = K_1 + K_2 + \dots + K_n \quad (4.6)$$

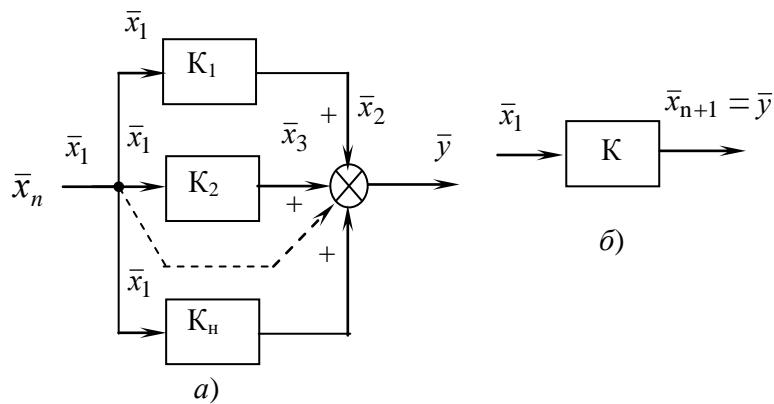
Занжирнинг чиқиш қиймати кириш сигналларининг йиғиндиҳисидан

$$\bar{y} = \sum_{i=1}^n x_i \quad (4.7)$$

иборат бўлса, унда занжир УФси:

$$W(\pi) = \frac{\bar{y}}{x_i} = \sum_{i=1}^n K_i \quad (4.8)$$

кўринишига ега бўлади, я’ни ўзаро параллэл уланган звенолардан ташкил топган очиқ занжирни УФ ҳамма звеноларнинг УФ йиғиндиҳисидан иборат бўлади.



4\_4.2-расм. Параллэл уланган звенолар

### *ИИИ. Маҳаллий тескари боғланишига ега занжир*

Берилган маҳаллий тескари боғланишига ега кетма-кет ва параллэл (4.3,*a,b*-расм) тузилма чизмаларидағи звенолар тескари боғланиш звено  $K_{tb}$  билан ўралган бўлиб,

унда олинадиган  $x_{tb}$  сигнал  $K_n$  звенодан кэладиган  $x_{n+1}$  сигналга нисбатан манфий ёки мусбат, я'ни  $x_{tb}$  сигнал  $x_{n+1}$  дан олиниши ёки қүшилиши мумкин. Шу белгисига қараб манфий ёки мусбат ТБ дейилади. Амалиётда күпроқ манфий, я'ни  $x_1=x_0-x_{tb}$  ТБ ишлатилади.

Тескари боғланишга ега кетма-кет уланган звенолар учун УФ:

$$W(n) = \frac{\bar{y}}{x_0} = \frac{K_1 K_2 \dots K_n}{1 + K_{tb} K_1 K_2 \dots K_n} \quad (4.9)$$

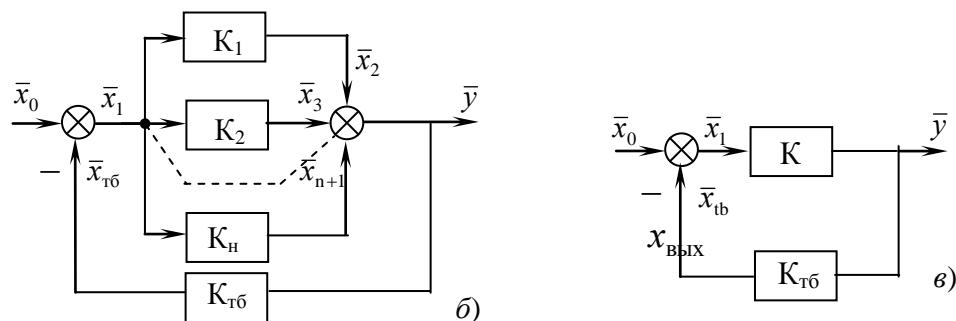
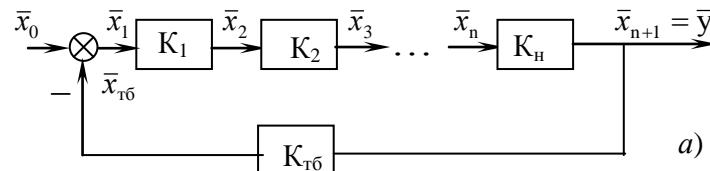
Тескари боғланишга ега параллэл уланган звенолар учун УФ:

$$W(n) = \frac{\bar{y}}{x_0} = \frac{K_1 + K_2 + \dots + K_n}{1 + K_{tb} (K_1 + K_2 + \dots + K_n)} \quad (4.10)$$

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

$$K_{mtb}(p) = \frac{\bar{y}}{x_0} = \frac{K}{1 + K_{tb} K} \quad (4.11)$$

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



4\_4.3-расм. Тескари боғланиш билан ўралган кетма-кет (а) ва параллэл (б) тузилма схемаларини келтириш (в)

## *ИВ. Звеноларни инверсли алмаштириши*



4\_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 ўзгармайды. Бу чизмаларни тенглиги (еквивалентлиги) уларни УФ:

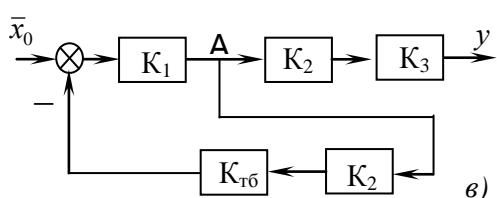
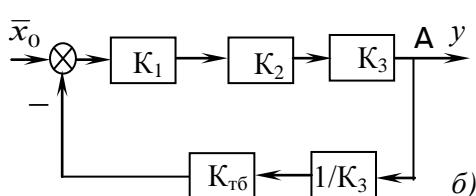
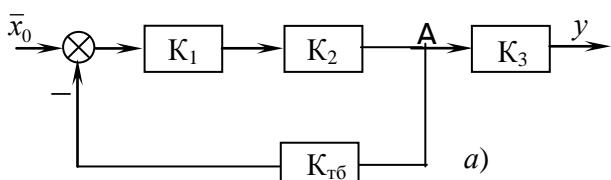
$$W(\pi) = \frac{K_l}{1 + K_l K_{tb}} = \frac{\frac{1}{K_{tb}}}{1 + \frac{1}{K_{tb} K_l}} \quad (4.12)$$

тенглиги билан исботланади.

## *В. Сигнални олиш (тарқалиши) нүктасини күчириси*

Агар 4.5-расмдаги чизма берилгандай болса, унинг УФ

$$W(p) = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_1 K_2 K_{th}} \quad (4.13)$$



4\_4.5-расм. Сигнални олиш (тарқалиш) нүктасини күчириш

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

$$W(p) = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_1 K_2 K_3 K_{tb} \frac{1}{K_3}} = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_1 K_2 K_{tb}} \quad (4.14)$$

кўринишили, я’ни ўзгармасдан қолади. Шунингдек, хабарни олиш нуқтаси олдинга ( $K_2$  звенони олдига) кўчирсак (4.5,в-расм) унда УФ

$$W(\Pi) = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_1 K_2 K_{tb}} \quad (4.15)$$

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

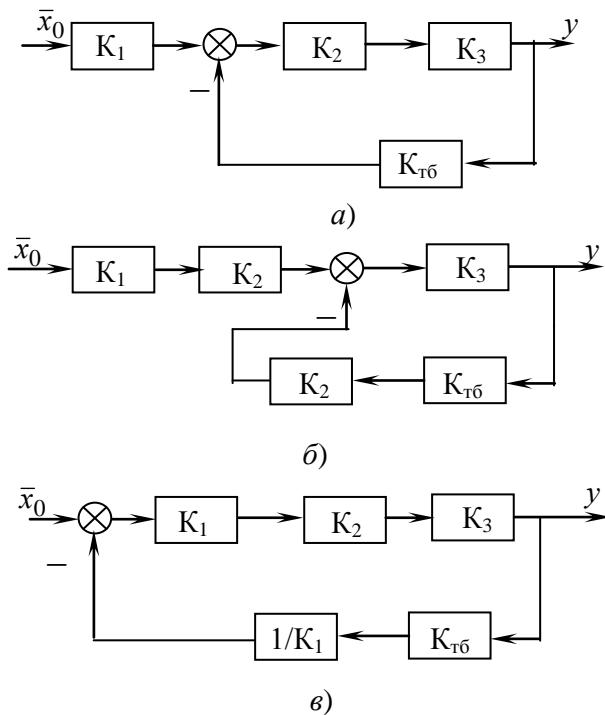
#### *ВИ. Жамловчи элемент (йигинди тугунини) схеманинг бошқа жойига кўчириши*

Бундай ҳолда бажариладиган ўзгартириш қоидасини ўрганишда ҳам юқоридаги шарт, я’ни схема ўзгартирилганда берилган  $x_0$  қийматидан олинадиган чиқиши қиймати у ўзгармаслиги керак. Масалан 4.6,а-расмда берилган тизимнинг узатиш функциясини ёзамиш:

$$W(p) = K_1 \cdot \frac{K_2 K_3}{1 + K_{tb} K_2 K_3} \quad (4.16)$$

Бу тизимнинг тескари боғланиш занжирига занжирдан чиқиб кийетган, (ТБ ичига кирган) звенолар қўшиб қўйилади. Еквивалент тизим УФ ни ёзамиш:

$$W(p) = K_1 K_2 \frac{K_3}{1 + K_{tb} K_2 K_3} \quad (4.17)$$



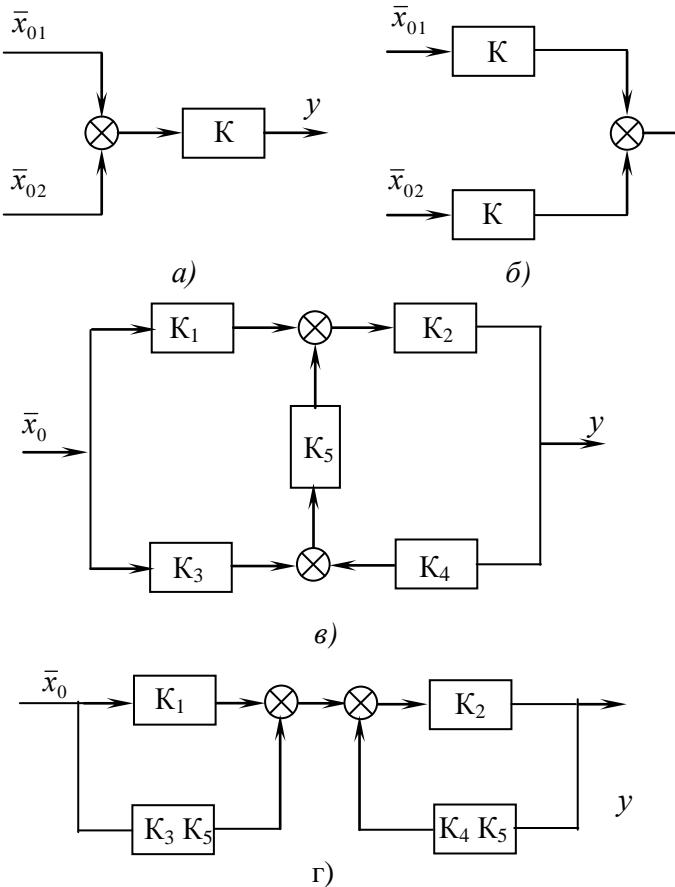
4\_4.6-расм. Жамловчи элементни чизманинг бошқа жойига кўчириш

(4.7) берилган тизимнинг УФга мос келади. Жамловчи (йигинди) белгисини асосий сигнал йўналишига тескари (орқага) йўналиш бўйича кўчирсак, еквивалент тизим ҳосил бўлади (4.6,в-расм). ТБ занжирига қўшилиб қолган звеноларга тескари звенолар қўшиб қўйилади. Еквивалент тизим УФси

$$W(p) = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_{tb} \frac{1}{K_1} K_1 K_2 K_3} \quad (4.18)$$

берилган тизимнинг УФга teng.

*ВИИ. н сигналга ега занжирни, н параллэл занжирга бўлиши*



4\_4.7-расм. н сигналга ега занжирни, н параллэл занжирга бўлиш (а,б) ва бир хил элементларга ега бўлган, бир неча параллэл занжирларни бирлаштириш (в,г)

Берилган умумий занжирга кирган звеноларни узатиш функциялари ҳар бир эквивалент занжирга киритилади (1.7, а,б -расм).

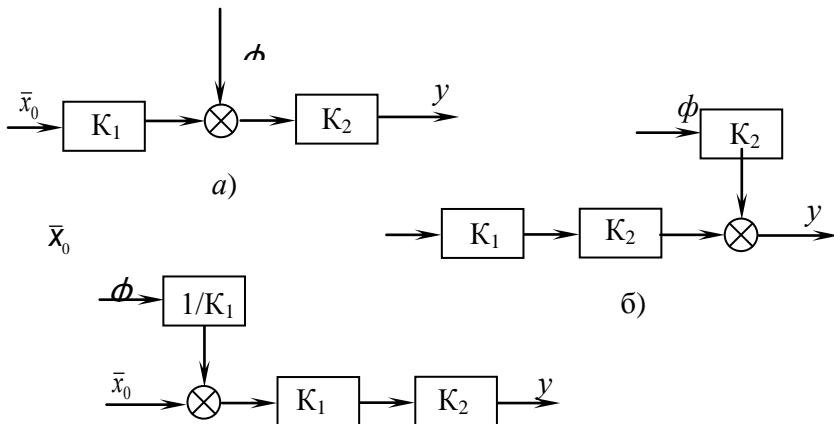
*ВИИИ. Бир хил элементларга ега бўлган, бир неча параллэл занжирларни бирлаштириши*

Еквивалент тизимнинг умумий занжирига бир хил, худди ўша элементлар киритилади (4.7, в,г-расм)

#### *IX. Ташқи та'сирни кўчириши*

Ташқи та'сирни занжирнинг олди ёки орқасига шундай кўчириш керакки, занжирнинг чиқиши қийматидаги узатиш қиймати (сигнали) ўзгармасин. Агар ташқи та'сир 4.8,а-расмда кўрсатилгандек кўйилган бўлса, у ҳолда чиқиши қиймати:  $y=K_1 K_2 x_0 + \phi K_2$  га teng бўлади. Агар ташқи та'сирни (4.8,б-расм) занжирнинг олди томонига ўтказиш керак бўлса, қайси звенолардан ўтказилганига қараб, шу звеноларнинг узатиш функцияларини қўшиш керак ( $K_2$ ) ва унинг чиқиши қиймати:

$y=K_1K_2x_0+\phi K_2$  бўлади. Ташқи та'сирни (4.8,в-расм) занжирнинг орқа томонига ўтказишида, қайси звенолардан ўтказилган бўлса,

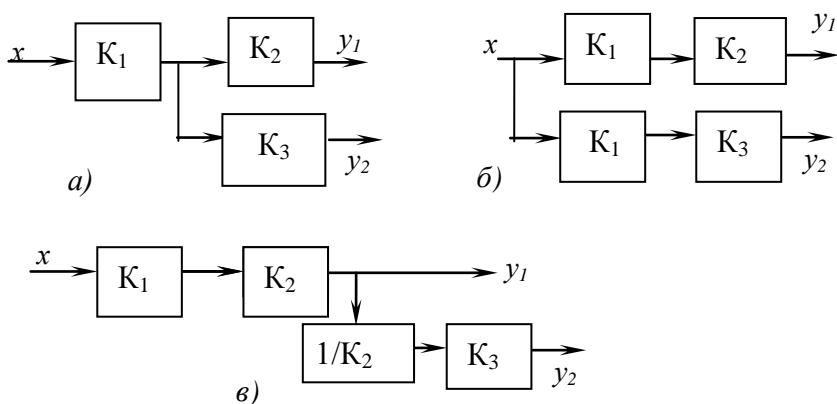


4\_4.8-расм. Ташқи (тўлқинлантирувчи) та'сирни кўчириш ху звеноларнинг тескари узатиш функцияларини қўшиш керак ( $1/K_1$ ), унинг чиқиши қиймати  $y=\phi(1/K_1)K_1K_2+K_1K_2x_0=\phi K_2+K_1K_2x_0$ .

Бу қоидалардан фойдаланишимиздан мақсад, ташқи та'сирдан бериладиган сигнални тизимнинг чиқиши қийматида сақлаб қолишидир.

#### X. Параллэл контурли звеноларни кўчириши

Параллэл контурли звеноларни контурнинг орқа ёки олди томонига кўчиришида, ҳамма қонунлар каби, қайси звенолардан кўчирилганига қараб, контурга қўшимчалар киритилиб, баланс ҳосил қилинади. Берилган (4.9,а-расм) параллэл контурли звеноларни  $K_3$  шаҳобчаланиш (тарқалиш) звеносига нисбатан занжир бўйича олдинга кўчириш керак бўлса, у ҳолда  $K_2$  звенога тескари бўлган звенони қўшамиз 4.9,в-расм. Агар шуни занжирнинг орқа томонига кўчириш керак бўлса, у ҳолда  $K_1$  звенони қўшамиз 4.9,б-расм.

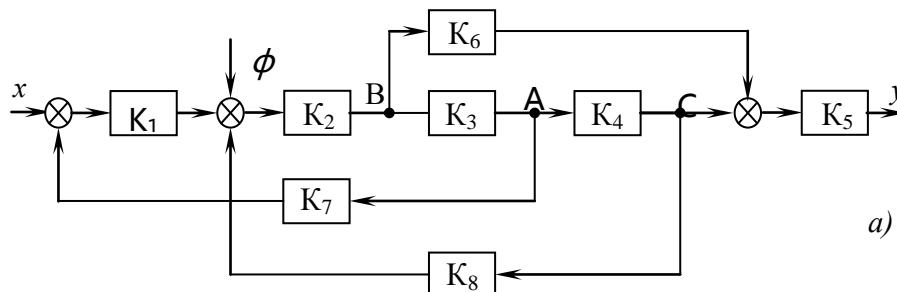


4\_4.9-расм. Параллэл контурли звеноларни кўчириш

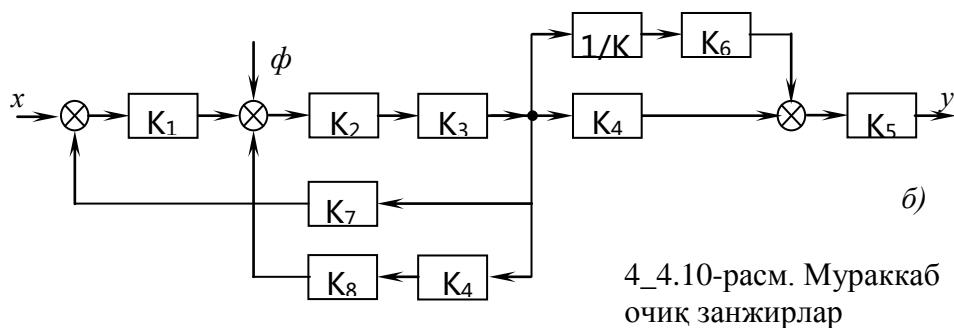
**Тузилиши схемаларини келтириши қоидаларидан фойдаланиб, тизимнинг умумий узатиш функцияларини аниклаши бўйича мисоллар**

**1-мисол.** Берилган мураккаб очик занжир (4.10,а-расм) учун узатиш функциясини аниклаш керак бўлсин. Бунинг учун қадамма-қадам келтириш қоидаларидан фойдаланамиз. Биринчи қадамда,  $B$  ва  $X$  қоидалардан фойдаланиб,  $B$  ва  $C$  тарқалиш нуқталарини А тарқалиш нуқтасига кўчирамиз 4.10,б-расм. Енди  $IX$  қоидадан фойдаланиб, ташки та’сир  $\phi$  ни УФ ёзиш осон бўлиши учун занжирнинг қулай томонига я’ни кириш ёки чиқиш қийматига яқин жойга кўчирамиз 4.11,а-расм.  $VI$  қоидадан фойдаланиб, 2 йиғинди тугунини кириш сигналига яқин жойлашгандиги учун шу томонга кўчирамиз 4.11,б-расм. Енди соддалаштирсак ҳам бўлади 4.11,в-расм:  $I$  ва  $II$  қоидалардан фойдаланиб:

$$K_9 = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3; \quad K_{10} = (K_6 \cdot 1/K_3) + K_4; \quad K_{11} = K_4 K_8 \cdot 1/K_1$$



a)



b)

4\_4.10-расм. Мураккаб очик занжирлар

ёзамиш. Яна ҳам соддароқ ҳолатга келтириш мумкин 4.12,а-расм:

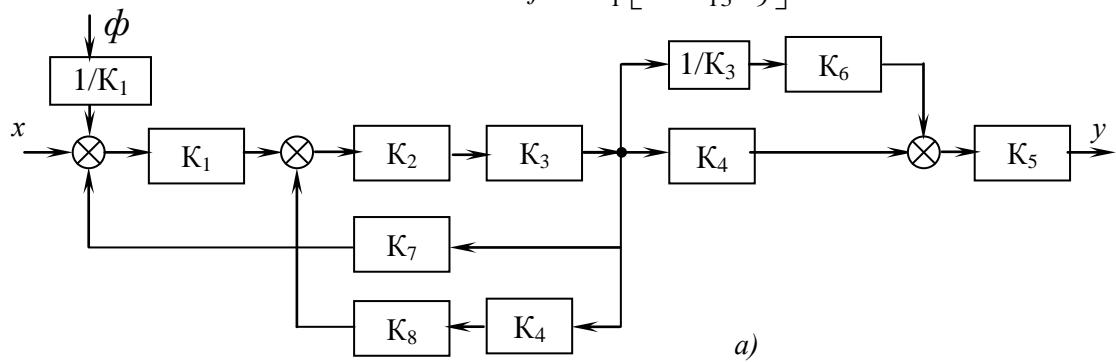
$$K_{12} = K_{10} \cdot K_5; \quad K_{13} = K_7 \cdot K_{11}.$$

УФни ҳар бир та’сир учун алохида ёзамиш: берилган та’сир  $x$  учун УФни ёзиш учун ташки та’сир  $\phi=0$  деб оламиз:

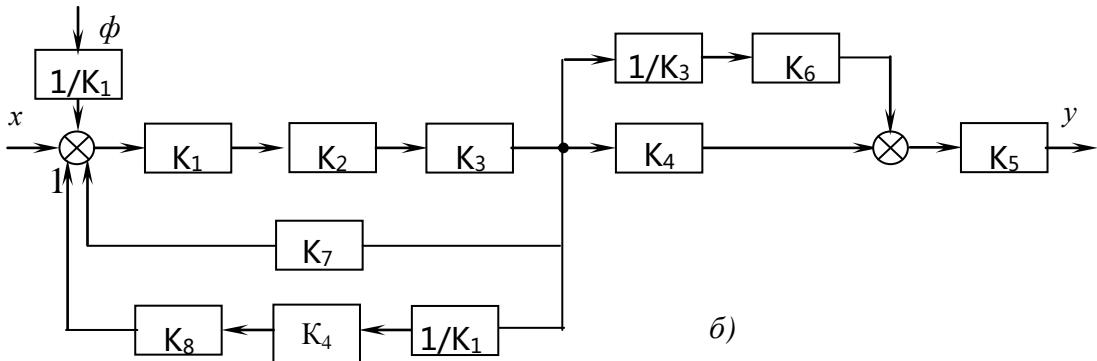
$$W(\Pi) = \frac{y}{x} = \frac{K_9 K_{12}}{1 + K_{13} K_9},$$

Ташки та’сир учун УФни ёзиш учун берилган та’сир  $x=0$  деб оламиз:

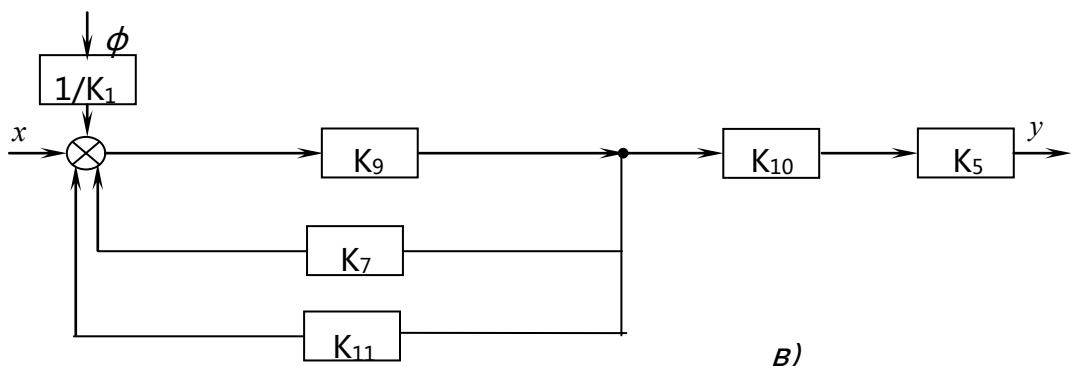
$$W(\Pi) = \frac{y}{f} = \frac{1}{K_1} \left[ \frac{K_9 K_{12}}{1 + K_{13} K_9} \right].$$



*a)*



*б)*

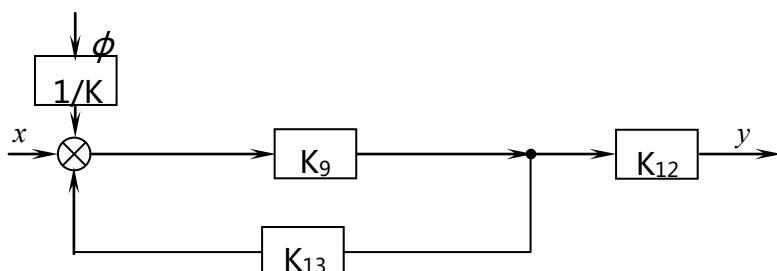


*в)*

4\_4.11-расм. Келтирилган занжирлар

**2-мисол.** 4.13,а-расм да берилган автомат тизимнинг УФларини топиш учун,  $I$  ва  $B$  қоидалардан фойдаланиб, берилган тизимни келтирамиз, я'ни С тарқалиш нуқтасини кириш қиймати томон кўчирамиз, 4.13, б-расм.

$$K_6 = K_1 K_2$$



4\_4.12-расм. Натижавий занжир

Енди IX қоидадан фойдаланиб, Ташқи та'сир  $\phi$  ни занжирнинг чиқиш қийматига яқин жойга кўчирамиз, 4.13,в-расм. В тарқалиш нуқтасидаги  $K_5$  билан  $K_6$  параллэл улангани учун *ИИ* қоидадан, С тарқалиш нуқтасидаги  $K_6$  ва  $K_3$  ларни *И* қоидадан фойдаланиб, берилган тизимни соддалаштирамиз, 4.14,а-расм.

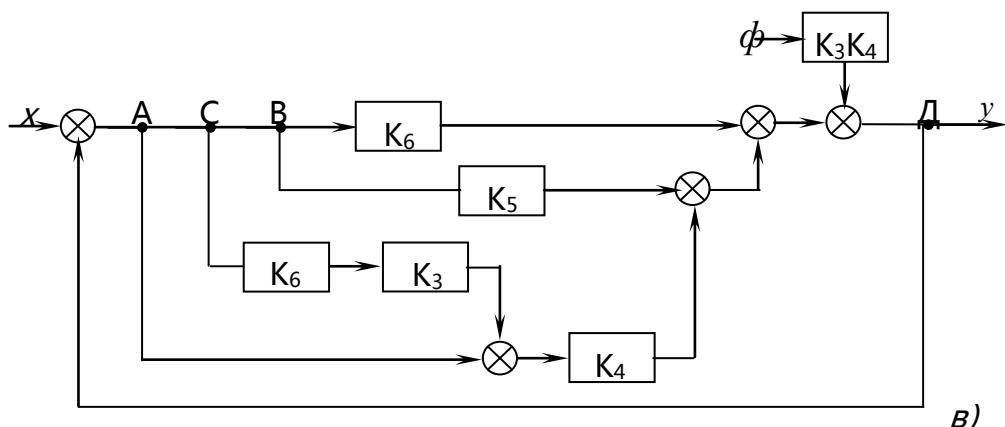
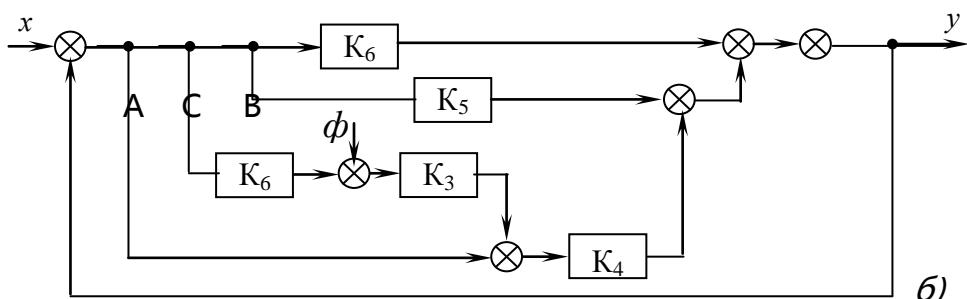
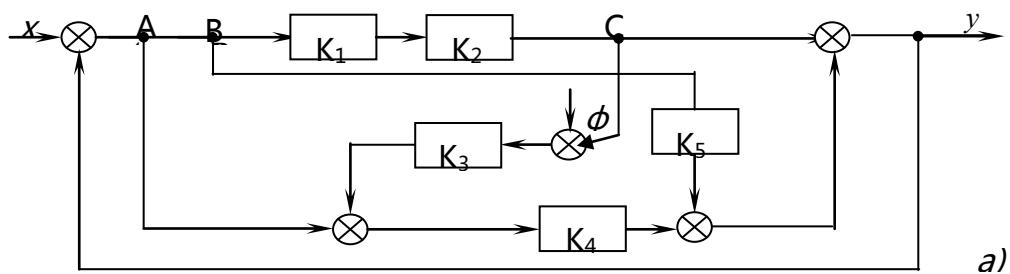
$$K_7 = K_3 K_6, \quad K_8 = K_6 + K_5.$$

А ва С тарқалиш нуқталарини *ИИ* ва *И* қоидалар бўйича бирлаштирамиз 4.14,б-расм:

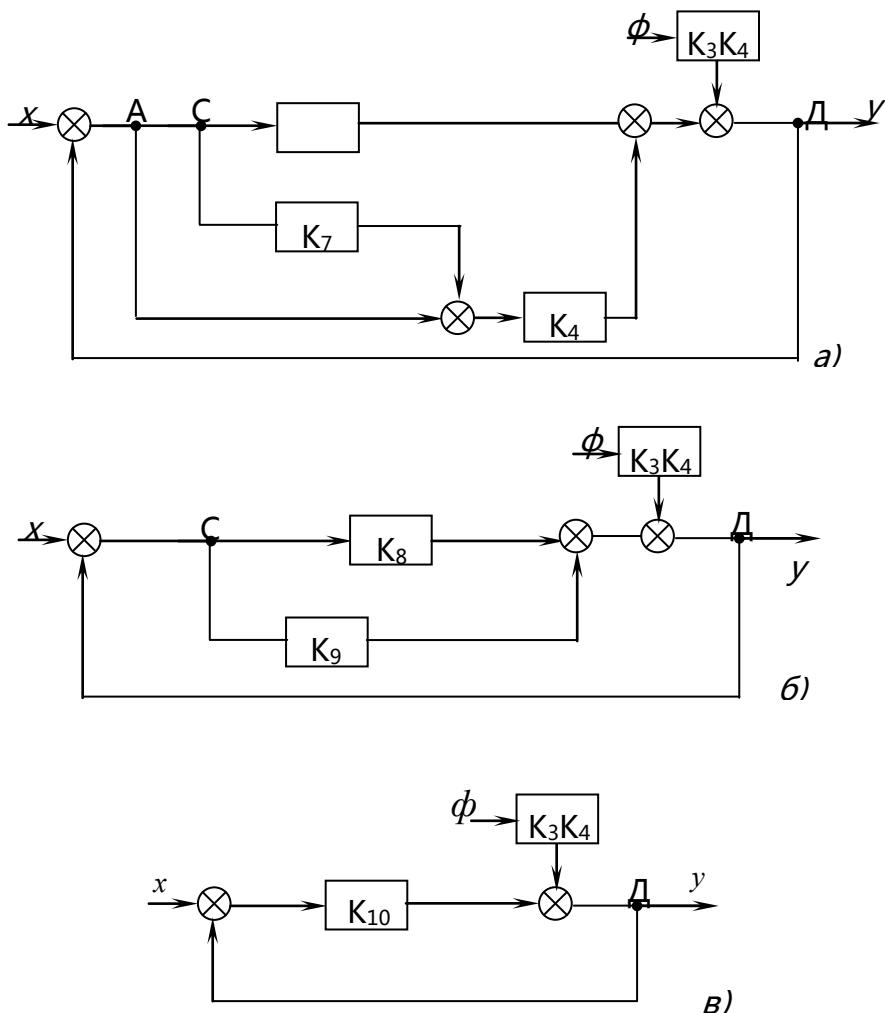
$$K_9 = (1 + K_7) K_4.$$

*ИИ* ва *И* қоидалар бўйича ҳосил бўлган тизимни соддалаштириш мумкин 4.14,в-расм.

$$K_{10} = K_8 + K_9.$$



4\_4.13-расм. Мураккаб автомат тизим



4\_4.14-расм. Келтирилган автоматик  
тизим

Содда ҳолга кэлган тизим учун УФни ҳар бир та'сир учун алохида ёзамиз:  
берилигтан та'сир  $x$  учун УФни ёзишда ташқи та'сир  $\phi=0$  деб оламиз:

$$W(\Pi) = \frac{y}{x} = \frac{1}{1 + K_{10}} = \frac{1}{1 + K_1 K_2 + (1 + K_1 K_2 K_3) K_4 + K_5},$$

Ташқи та'сир учун УФни ёзишда берилигтан та'сир  $x=0$  деб оламиз:

$$W(\Pi) = \frac{y}{x} = \frac{K_1 K_2}{1 + K_{10}} = \frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 + (1 + K_1 K_2 K_3) K_4 + K_5}.$$

***Автоматик бошқарши тизимларининг тузилиши схемаларини  
тузиш учун мисоллар***

**Ишнинг тартиби.** Автоматик бошқариш тизимининг берилган вазифавий схемасига асосан таркибий схемаларини тузишда қуйидагиларни амалга ошириш керак: 1) Баш занжирдаги та’сирлар ва тескари боғланиш (ТБ) занжирларидағи оддий динамик звеноларни ажратиш ва уларнинг узатиш функцияларини (УФ) аниқлаш; 2) Тўлқинлантирувчи (Ташқи) та’сирлар қўйиладиган нуқталарни аниқлаш; 3) Йиғинди тугуллари ва ТБ занжирлари учун сигнал ажратиладиган нуқталарнинг ҳолатини аниқлаш.

***1-мисол. Электр машина кучайтиргичдан та’минланадиган ўзгармас ток мотор тезлигини барқарорлаштириладиган автоматик тизим***

Бундай тизимнинг схемаси (4.15-расм) ўзгармас ток мотори (ЎТМ) ва уни та’минлайдиган электр машина кучайтиргич (ЕМК) ҳамда 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  $U_{T_k}$ -гэ кучланиш орасидаги айирма кўпаяди. Чунки тезлик пасайганда  $U_{T_k} = U_0$  кучланиш моторнинг н тезлигига боғлиқ равишда камаяди,  $U_0$  кучланиш ЕМК да ўзгармасдан қолади. Олинган  $U_0$ -гэ айирма кучланиш К кучайтиргичда  $\beta_k$  марта кучайтирилиб, ЕМК ни бошқариш чулғамига (БЧ) узатилади. Кучайтирилган  $U_1$  кучланиш БЧ даги токни ва натижада ЕМК дан олинадиган кучланишни кўпайтириб, мотор тезлигини ортириб, қандайдир аниқлик билан берилган топшириқ тезликни ушлаб туради. Асосий та’сир занжирини бўлиб кучайтиргич, ЕМК ва мотор ҳисобланади, ТБ занжирига эса тахометрик кўприк киради. Кучайтиришларнинг ( $U_0$ -гэ) айрмасини кучайтириш учун ТБ занжиридан ярим ўтказгичли кучайтиргич ишлатилиши мумкин. Унинг узатиш функцияси (инерциясиз звено бўлгани учун)

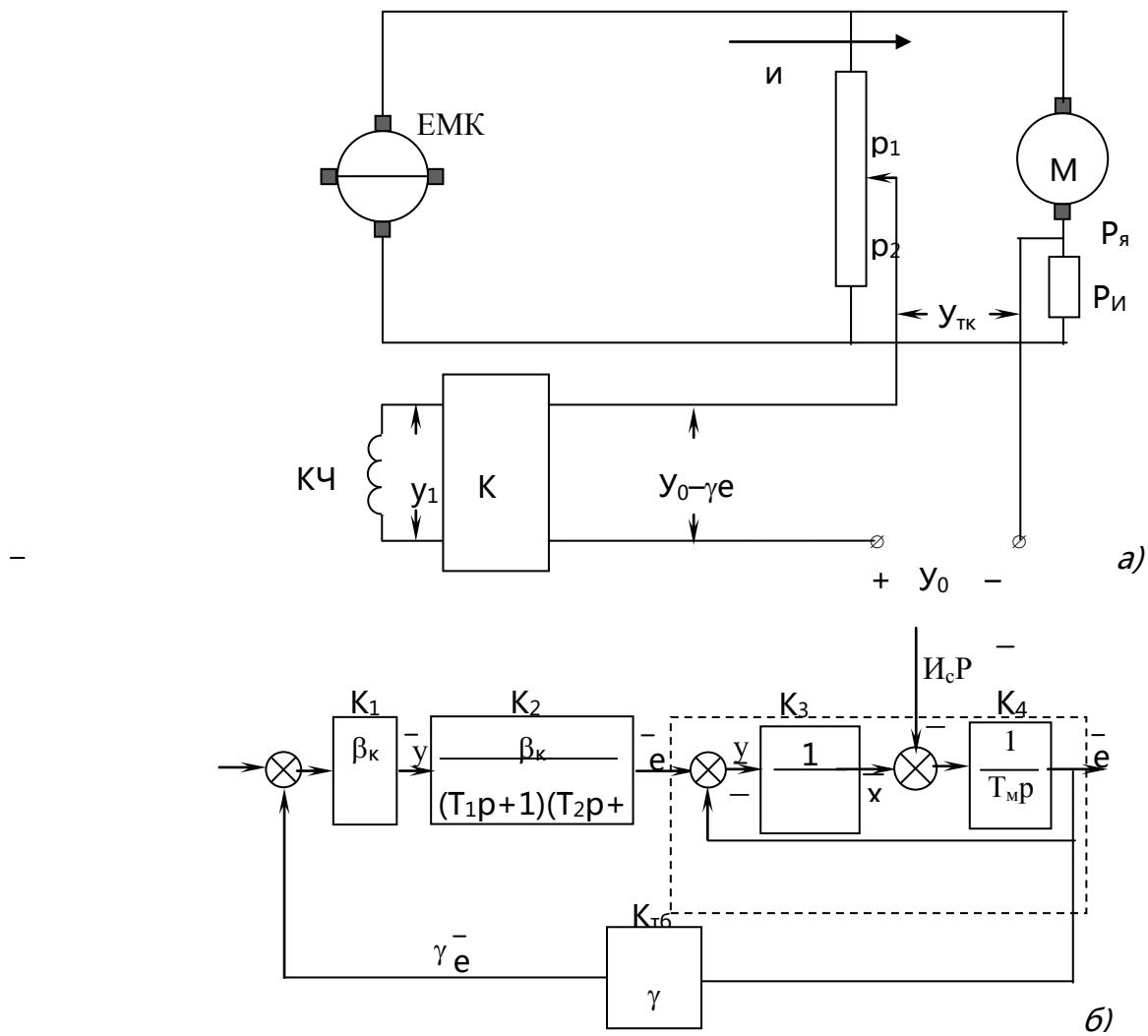
$$K_1 = \beta_k \quad (4.19)$$

билан ифодаланади, я’ни кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентига тенгдир.

ЕМК узатиш функцияси эса қуйидаги қўринишда бўлади:

$$K_2 = \frac{\bar{e}_a(p)}{\bar{u}_1(p)} = \frac{\beta}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (4.20)$$

Моторнинг ёзилган таркибий схемасини аниқлашда баш занжир учун Кирхгоф тенгламаси ва ҳаракат тенгламаларидан, я’ни



4\_4.15-расм. Тезлик бўйича тескари боғланган ЕМК—М тизимининг функционал (а) ва тузилиш схемалар (б)

$$\bar{e}_a = \bar{e} + i P_0 + L_0 p i, \quad (4.21)$$

$$i = I_c + \frac{T_m}{R_0} p \bar{e} \quad (4.22)$$

фойдаланамиз. Бунда  $\bar{e}_a$ ,  $i$ -ЕЮК ва бош занжир токи;  $\bar{e}$ = $c\omega$ — мотор якорининг ЕЮК, магнит оқими  $\Phi$  ўзгармас бўлганида  $\bar{e}$  фақат  $\omega$  тезликка пропорционал бўлади;  $P_0=P_a+P_m+P_c$ —бош занжирнинг қаршилиги, у ЕМК ва мотор якор занжири ҳамда уловчи симларнинг (ўтказгичлар) қаршиликлари йиғиндисидан иборат;  $L_0=L_a+L_m$  —бош занжир индуктивлигиги (ЕМК ва мотор якор занжир индуктивликларининг йигиндиси);  $T=L_0/P_0$ — бош занжирнинг электромагнит вақт доимийлиги;  $T_m=JR_0/c^2$ —юритманинг электромеханик вақт доимийлиги.

(4.21) ва (4.22) тенгламаларни  $\bar{e}_a$ ,  $\bar{e}$  ва  $I_s P_0$  га нисбатан йечиб, ЕМК ЕЮК ини қуидагича ифодалаймиз:

$$\bar{e}_a = (T_m T_p^2 + T_m p + 1) \bar{e} + (T_p + 1) \bar{I}_c P_0 \quad (4.23)$$

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

$$K_3 = \frac{1}{T_p + 1}; \quad (4.24)$$

$$K_4 = \frac{1}{T_m p} \quad (4.25)$$

Тузилиш схемасида кирувчи та'сир бўлиб, ЕМК нинг  $\bar{e}_a$  ЕЮКи, тўлқинлантирувчи та'сир бўлиб, моторнинг валидаги статик (юклантирувчи) моментига пропорционал бўлган  $\bar{I}_c P_0$  кучланиши хизмат қиласди. Кўрсатилган моторнинг таркибий схемаси билан (4.23) тенгламанинг бир-бирига мослигини кўрсатиш учун  $K_3$  звенонинг чиқиши  $\bar{x}$  сигналини қўйидаги

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

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

$$\bar{e} = (\bar{x} - \bar{I}_c P_0) K_4 \quad (4.27)$$

ифодалаш мумкин. Бу икки тенгламани биргаликда йечиб мотор якори ЕЮК и учун қўйидаги ифодани ҳосил қиласмиш

$$\bar{e} = ((\bar{e}_a - \bar{e}) K_3 - \bar{I}_c P_0) K_4 \quad (4.28)$$

Енди (4.28) га  $K_3$  ва  $K_4$  ларнинг (4.23), (4.25) даги ифодаларини қўйиб, ҳосил қилинган тенгликни  $\bar{e}_a$  га нисбатан ечсак, яна (1.5) ифодани ҳосил қиласмиш. Кўшимча,  $\bar{x}$  сигнал бош занжири  $u$  токининг  $P_o$  қаршилика қўпайтмаси еканлигини кўрсатиш зурур. (1.9) ифодадан  $\bar{x}$  ни аниқлаб ва  $K_4$  нинг ўрнига (1.7) даги ифодани қўямиз:

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

(4.29) ва (4.22) тенгламаларни барқарор режим учун солиширганимизда  
 $x = u P_o. \quad (4.30)$

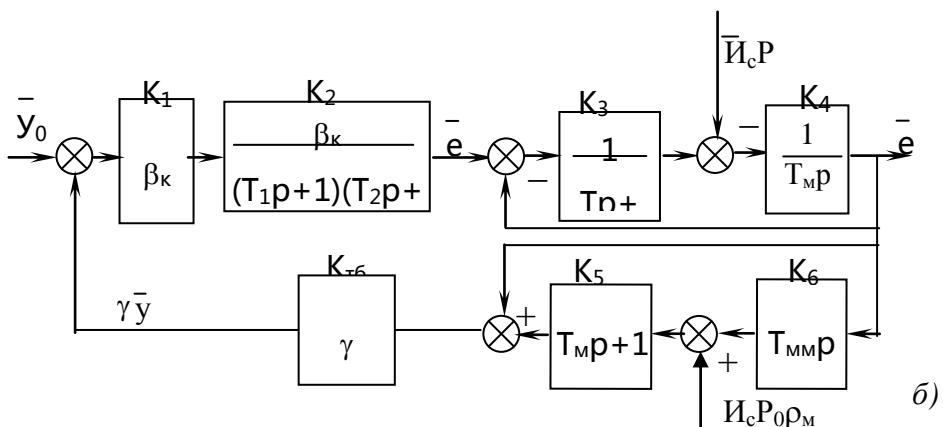
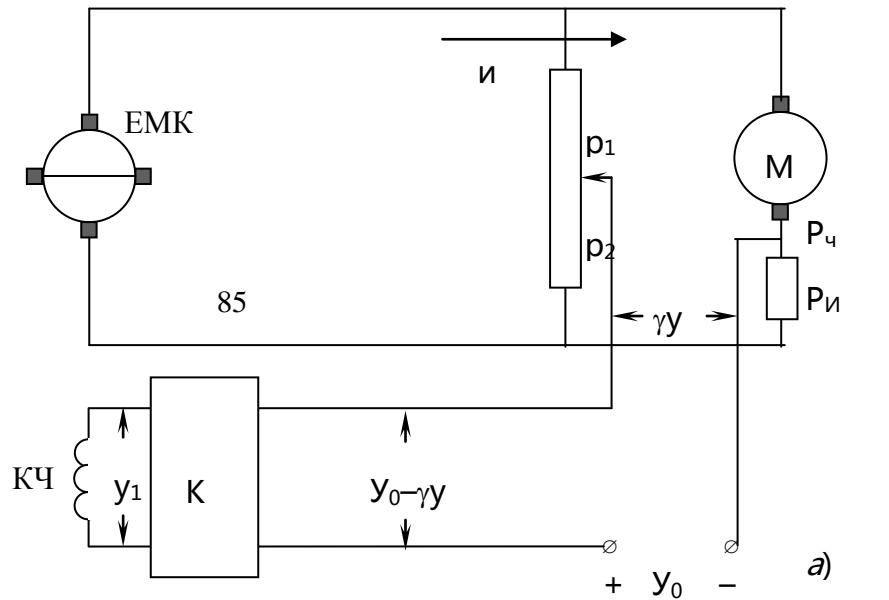
Тахометрик кўприкнинг узатиш функцияси инерциясиз звено деб қаралади

$$K_{tb} = \frac{\bar{u}_{tk}}{\bar{e}} = \gamma, \quad (4.31)$$

бунда  $\gamma$ - мотор ЕЮК билан тахометрик кўприк чиқишидаги кучланиш ўртасидаги пропорционаллик коэффициентидир. Таркибий схемадаги тескари боғланиш занжирида сигнални олиш нуқтаси бўлиб моторнинг  $\bar{e}$  ЕЮК ҳисобланади. Агарда моторнинг магнит оқими  $\Phi = \text{сонст}$  бўлса, унда ЕЮК бўйича тескари боғланишни тезлик бўйича тескари боғланиш деб қаралса бўлади. Айрим ҳолларда таркибий схемадаги бош занжир йўналишидан зарур бўлган тескари боғланишучун электр сигналини олиш нуқтаси бўлмаслиги мумкин. Унда бундай нуқтани сун’ий ҳосил қилиш керак. Бунга мисол қилиб қувватли занжирдан кучланиш бўйича тескари боғланиш сигналини олишни кўрамиз.

## Кучланиш бўйича манфий тескари боғланниши

4.16, а-расм чизмасида тескари боғланниш занжирига моторга кэладиган кучланишнинг бир қисми узатилади. Мотор валида юк кўпайса, якор занжирида бу моментнинг қаршилигини енгиш учун ток кўпаяди. Натижада ЕМК якори қаршилигига кучланиш пасайиши ортади ва ташқарига, я’ни мотор якорига келтирилладиган кучла-



4\_4.16-расм. Кучланиш бўйича тескари боғланган функционал (а) ва тузилиш схемалар (б)

ниш камаяди. Демак, берилган топшириқ  $Y_0$  кучланиш билан тескари боғланниш ўу кучланиш орасидаги айирма кўпаяди. Бу эса, ўз навбатида ЕМК нинг бошқариш чулғамига (БЧ) келтирилган кучланишнинг ортишига ва ЕМК чиқишидаги ЕЮК нинг кўпайишига, я’ни мотор якоридаги кучланишнинг ошишига ҳамда унинг тезлигини берилган ме’ёрда ушлаб туришга хизмат қиласи. Бу ҳолда, бош занжир звенолари ва уларнинг узатиш функциялари олдингидек қолади, фақат тескари боғланниш занжирининг элементлари таркиби ўзгаради, холос.

Таркибий схемада кучланиш олишга мос нүкта бўлмаганлиги сабабли уни сун’ий ҳосил қилиш керак. Буни амалга оширишда моторнинг оператор тенгламасидан фойдаланамиз ва уни қуидаги қўринишда ёзамиш:

$$\bar{u} = (T_{mm} T_m p^2 + T_{mm} p + 1) \bar{e} + (T_m p + 1) \bar{I}_c P_0 p_m \quad (4.32)$$

(4.32) ифода моторнинг ЕЮК ва кучланишини ўзаро боғлайди. Бундаги  $\bar{e} = c\omega$ ;  $p_m = P_m / P_0$  – мотор якорининг нисбий қаршилиги.

Кучланиш у ни олиш учун тескари боғланиш занжирининг таркибидан (4.16,б-расм) фойдаланиш мумкин. Ҳақиқатан ҳам  $\bar{e}$  ни  $\bar{u}$  га ўзгартирадиган дифференциал тенгламасининг қўринишидаги ифодаси қуидаги қўринишга ега бўлади:

$$\bar{u} = \bar{e} + (\bar{e} K_6 + \bar{I}_c P_0 p_m) K_5. \quad (4.33)$$

Агарда (4.33) тенгламадаги  $K_5$  ва  $K_6$  узатиш функцияларининг ўз ифодаларини қўйсак, унда (4.30) тенгламани ҳосил қиласиз.

## **2-мисол. Мотор тезлигини якор занжирида магнит кучайтиргич бўлган мўтадилловчи автоматик тизим**

Мотор тезлиги бўйича мустаҳкам манфий тескари боғланиш тахогенератор ёрдамида амалга оширилган мотор тезлигини берилган ме’ёрда ушлаб туришнинг вазифавий схемаси 4.17,а-расмда келтирилган. Бундан ташқари ўткинчи жараёнлар вақтида пайдо бўладиган тебранишларни тинчлантириш учун мўтадилловчи трансформатор ТрМ ёрдамида чизмада тахогенераторни ЕЮК бўйича еластик (турланувчи) манфий тескари боғланиш ҳам киргизилган. Еластик тескари боғланишни мўтадилловчи та’сир мотор тезлигини вақт ичida берилган қонундан оғишида бу тескари боғланиш кэлиб чиқсан оғишнинг (ўзгаришнинг) ўрнини тўлдиришга интилади. Мустаҳкам тескари боғланишнинг та’сири эса қуидагича кечади. Мотор валида (қаршилик) юк моменти кўпайиши билан унинг тезлиги камаяди, натижада валга мустаҳкам уланган тахогенераторнинг тезлиги ва ЕЮК ҳам пасяди. Бунда берилган топшириқ  $Y_0$  кучланиш билан тахогенераторни  $e_{tr} = \gamma e$  ЕЮК 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 ма’лум даражадаги аниқлик билан берилган топшириқ қийматига тенглашади.

Агар ма’лум оралиқда магнит кучайтиргични, вақт доимий-сини, кучайтириш коэффициенти ҳамда 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 қуидагича ифодаланади:

$$K_{mk} = \frac{\beta_0}{T_1 p + 1}, \quad (4.34)$$

Бунда  $\beta_0$ -бошқариш чулғами БЧ га нисбатан кучланиш бўйича магнит кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти;  $T_1$ - магнит кучайтиргичнинг ҳамма ишлатилган бошқариш чулғамлари вақт доимийларининг йифиндисига тенг электромагнит вақт доимий-лигидир.

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

$$K_1 = \frac{\beta_k \beta_0}{T_1 p + 1} = \frac{\beta}{T_1 p + 1} \quad (4.35)$$

кўринишга ега бўлади, бунда  $\beta_k$ -оралиқ кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти.

Моторнинг узатиш функциялари (4.22) ва (4.23) ифодалар билан аниқланади, уларда  $T = L_o/P_0$ -якор занжирининг электромагнит вақт доимийси бўлиб, мотор якор чулғами ҳамда МК ишчи чулғамлари  $L_o$  индуктивликларининг бош занжири  $P_0$  қаршилигига бўлган нисбати ва  $T_{em} = \dot{J} K P_0 / c^2$  - якор занжирининг электромеханик вақт доимийлиги билан аниқланади,  $P_0$  қаршилик эса  $P_0 = P_\phi + P_y$  ифода билан ҳисобланади, бундаги  $P_\phi$  - МКнинг соҳта (фиктив) қаршилиги бўлиб, у МК ташқи характеристикасининг оғишини аниқлайди (ташқи характеристикалар каталогларда келтирилади ва улар МК ташқи кучланишни юк билан боғлиқлигини кўрсатадиган характеристика);  $P_y$  - моторнинг актив қаршилиги  $P_\phi$  нинг қийматини

$$P_\phi = \frac{E_0 - U_n(E_0)}{I_{yun}} \quad (4.36)$$

боғланиш ёрдамида аниқлаш мумкин, бунда  $U_n(E_0)$  - МКнинг юк токи  $I_{ion}$  номиналга тенг бўлганида ва МКнинг ташқи характеристикаси ордината ўқи билан кесишидиган (я'ни юк токи  $I_{io}=0$  бўлганда) нуқтадаги  $E_0$  ЕЮК билан аниқланадиган МК нинг чиқишидаги кучланиш.

Хақиқий дифференциалловчи контур ҳисобланган мў’тадилловчи трансформаторнинг узатиш функцияси

$$K_c = \frac{k T_s p}{T_s p + I} \quad (4.37)$$

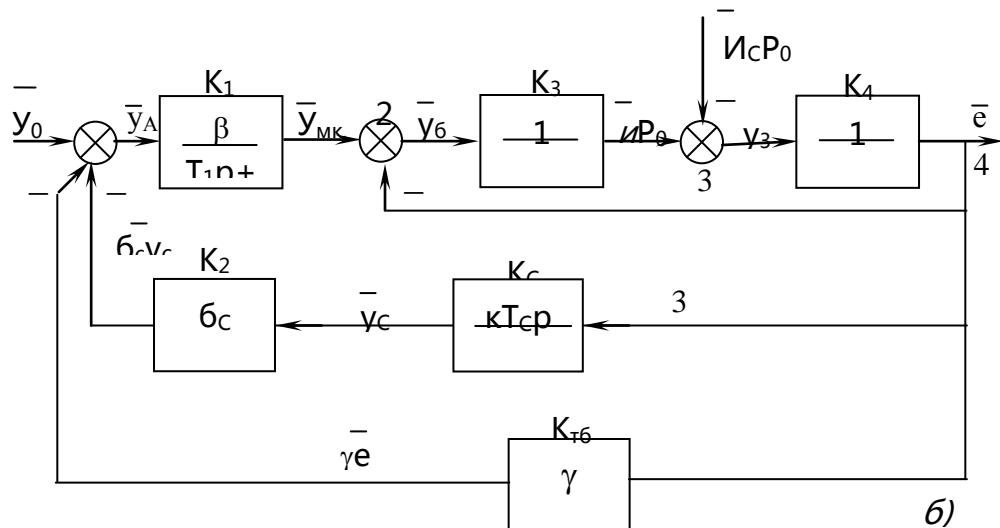
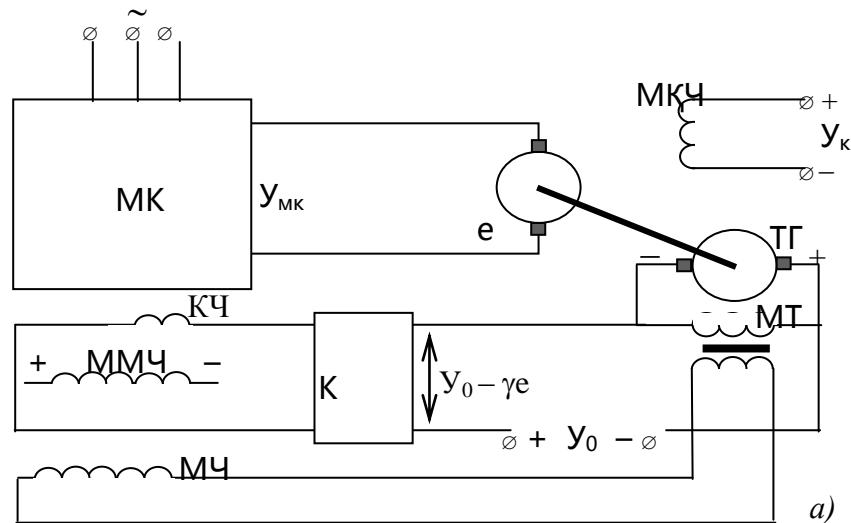
билин аниқланади, ундаги  $T_c$ , к-мў’тадилловчи трансформаторнинг вақт доимийси ва кучайтириш коэффициенти.

Таркибий схемадаги (4.17,б-расм) еластик тескари боғланиш занжирига мў’тадилловчи чулғамнинг  $\beta_c$  – кучайтириш коэффициентини бикр тескари боғланиш  $\beta$  кучайтириш коэффициентига келтириш учун узатиш функцияси  $K_2 = B_K$

$$\text{бўлган звено киргизилган бўлиб ва } \beta_c = \frac{\beta_s}{\beta} \quad (4.38)$$

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

$$K_{tb} = \gamma \quad (4.39)$$



4\_4.17-расм. Якор занжирида магнит кучайтиргич бўлган мотор тезлигини мў’тадиллаш автоматик тизимининг функционал (а) ва тузилиш схемалари (б)

### *Тузилиши схемаларга асосан тизимнинг узатиии 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 я’ни ( $t < 0$ ) асосида тузилади. Тузилиш схемаси чизмалари динамик бўғинларининг УФ лари асосида тузилган дифференциал тенгламаларнинг оператор тенгламаларида ҳам нолдан чапга камайиб борувчи бошланғич шартларга риоя қилинмайди. Ба’зи ҳолларда оператор тенгламаларни тузишда, тизимнинг ўткинчи ва ўзгарувчан жараёнларини бошланғич шарти нолга

тeng бўлмаган ( $t < 0$ ) ҳол учун ҳам е'тиборга олиниши керак бўлади. Бу ҳолда оператор тенгламалар ўзгарувчан емас, балки тўла ўзгарувчан ҳолатда бўлади.

УФ берилган та'сирларнинг биттасига нисбатан тизимга  $t=0$  берилган ҳол учун тузилади, иккиласми та'сирлар 0 га teng 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 та'сирлар (4.17,б-расм), асосида қуйидаги тенгламалар тизимини ҳосил қиласиз:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{u}_1 = \bar{U}_0 - \bar{e}K_c K_2 - eK_{tb}; \\ \bar{u}_2 = \bar{u}_A K_1 - \bar{e}; \\ \bar{u}_3 = \bar{u}_B K_3 - \bar{I}_c R_0. \end{array} \right\} \quad (4.40)$$

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

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

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

$$\bar{e} = \{[\bar{U}_0 - \bar{e}K_s K_2 - \bar{e}K_{tb}]K_1 - \bar{e}\}K_1 - \bar{I}_c R_0\}K_3. \quad (4.42)$$

(4.42) тенгламадан  $\bar{U}_0$  ва  $\bar{I}_c R_0$  та'сирлар билан ростлаш катталиги  $\bar{e}$  га боғлиқлиги таркибий схеманинг тенгламасини ҳосил қиласиз:

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

Бу тенгламага кўрсаткичларнинг мос узатиш функцияларини қўямиз

$$\bar{e} = \frac{\bar{U}_0 \beta (T_c p + 1) - \bar{I}_c R_0 (T_l p + 1)(T_m p + 1)(T_c p + 1)}{(T_l p + 1)(T_m T_l p^2 + T_m p + 1)(T_c p + 1) + (b_c k + \gamma) \beta T_c p + \gamma \beta}. \quad (4.43)$$

*Узатиии функциялари* (УФ). (4.43) оператор тенгламасидан берилган ёки Ташқи та'сир бўйича узатиш функциясини тузиш мумкин.

Биринчи ҳолатда (4.43) тенгламадаги  $\bar{I}_c R_0$  Ташқи та'сирни нолга teng деб олиб, тузилиш схемасининг берилган та'сири бўйича УФ ни топамиз:

$$W(p) = \frac{\bar{e}}{\bar{U}_0} = \frac{\beta (T_c p + 1)}{(T_l p + 1)(T_m T_l p^2 + T_m p + 1)(T_c p + 1) + (b_c k + \gamma) \beta T_c p + \gamma \beta}. \quad (4.44)$$

Агар (4.43) тенгламадаги  $\bar{U}_0$  берилган та'сирни нолга teng деб олсак, у ҳолда тизимнинг Ташқи та'сири бўйича УФ ни топамиз:

$$W(p) = \frac{\bar{e}}{-\bar{I}_c R_0} = \frac{(T_l p + 1)(T_m p + 1)(T_c p + 1)}{(T_l p + 1)(T_m T_l p^2 + T_m p + 1)(T_c p + 1) + (b_c k + \gamma) \beta T_c p + \gamma \beta}. \quad (4.45)$$

бўлади. (4.43) оператор тенгламаси ҳамда УФ лари (4.44) ва (4.45) ларнинг маҳражлари бир хил қўринишга ега, я’ни тузилиш схемасининг ҳарактеристик тенгламасини беради:

$$a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (4.46)$$

бу ерда,

$$a_4 = T_1 T T_m T_c; \quad a_3 = (T_1 T + T_1 T_c + T T_c) T_m;$$

$$a_2 = T_1 T_m + T_1 T_c + T T_m + T_c T_m;$$

$$a_1 = T_1 + T_m + (1 + (b_c k + \gamma) \beta) T_c; \quad a_0 = 1 + \gamma \beta.$$

## *B. Автоматик бошқариши тизимининг Барқарорлиги.*

### *Чизиқлаштирилган тизимларнинг барқарорлик тушиунчаси*

Автоматик бошқариш тизими (АБТ), ҳар қандай динамик тизим каби, доимо ҳар хил та'сирлар остида бўлиб, мувозанат ҳолати бузилиб, уларда ўткинчи жараёнлар кечади. Бундай та'сирларга машина юкламаси, та'минот енергияқининг бирорта кўрсаткичи, машина қисмларидағи қаршилик кучлари ёки ҳаракатининг ўзгариши кабилари мисол бўлади. Натижада тизим мувозанат ҳолатидан чиқиб, ўткинчи жараён туфайли назорат қилинадиган қиймат ўзгаради, хато пайдо бўлади. Барқарор АБХ та'сир йўқолганидан кейин яна олдинги ҳолатга қайтиб кэлади ёки та'сир қолса тизим янги мувозанат ҳолатини егалайди. Бунда сифатли АБХ мувозанат ҳолатига ўтишда қиласидиган хатоси ва вақти бузилган миқорда бўлади. Агар тизим сифациз бўлса, хато катта бўлиб, ишни ёки маҳсулотни сифатига, сонига, ишчи машина ёки технологиянинг шикастланишига ёки бузилишга олиб кэлади. Худди шунингдек беқарор АБХ ҳам катта зарар ёки талофатларга олиб кэлиши мумкин. Шу сабабли беқарор АБТ ишга яросли бўлмайди ва у хавф туғдиради. Техникадаги, табиатдаги барча ҳақиқий тизимлар озми-кўпми ночизиқ бўлади. Тизимларнинг ночизиқ бўлишига ҳаддан ташқари омиллар кўпдир. Шу билан бирга кўргина тизимлар чизиқлиликка яқиндир, шунинг учун уларни амалиётда чизиқли деб олса ва лойиҳасини яраца катта хато бўлмайди.

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

Биз қарайдиган тизимларни чизиқлаштирилган деб ҳисоблаймиз. Булар қаторига деярли чизиқли ва ма'lум чегарада чизиқлаштирилган тизимлар киришини е'tиборга оламиз. Умуман олганда тизим ҳақиқий тизимни идеаллаштирилган модэли деб сараса ҳам бўлади.

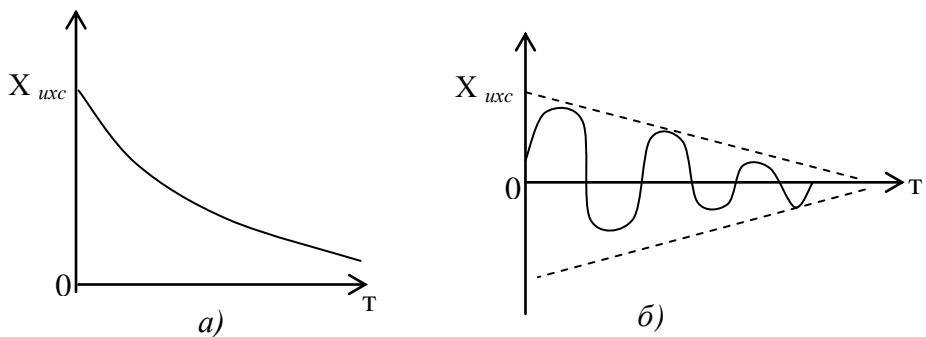
Чизиқли тизимнинг барқарорлиги деб, вақт ўтиши билан ўткинчи жараённинг сўниш хусусиятига, бошқача қилиб айтганда, тизимнинг хусусий (еркин) ҳаракатини қуйидаги

$$t \rightarrow \infty \text{ бўлганда } X_{\text{ихс}} \rightarrow 0 \quad (5.1)$$

хоссасига айтилади.

Яна бу (5.1) математик асослашда, АБТ ҳарактеристик тенгламасининг барча ҳақиқий илдизларини (формула) манфий ишорага егалиги қўзда тутади. Бундай йечим тенглама илдизи фақат манфий ҳақиқий қисмга ега бўлса, 5.1 а-расмдаги, илдиз комплекс қийматга ега бўлиб, ҳақиқий қисми манфий бўлса 5.1,б-расм кўринишли сўнувчи ўткинчи жараён графигига ега бўлади.

Агарда ҳарактеристик тенгламани  $\lambda_u$  илдизларидан бирортаси мусбат ега бўлса, 5.2,а-расм (фақат ҳақиқий қисмли илдиз) ёки 5.2,б-расм (комплекс илдизли) да кўрсатилган ўқиб борувчи ўткинчи жараёнга ега бўлади.

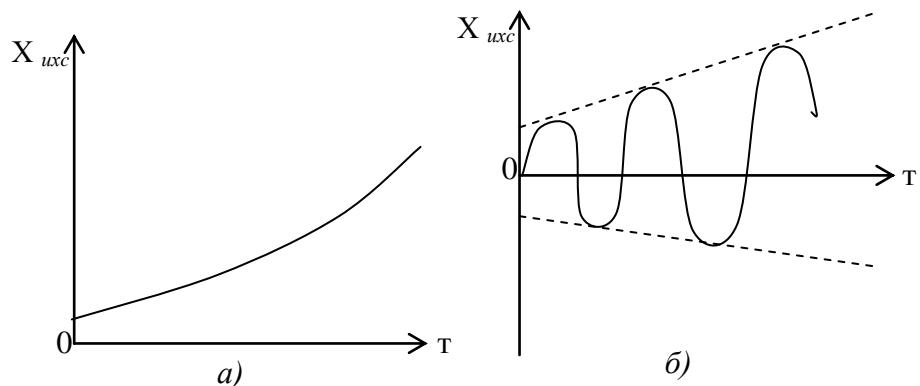


5\_5.1-расм. Барқарор тизимнинг ўткинчи характеристикаси

Агарда ҳарактеристик тенглама илдизлари ичида бирорта нолга ( $\lambda_i=0$ ) тенг ёки соф бир жуфт мавхум ( $\lambda_{i,i+1}=\pm j\omega$ ) илдизга ега бўлса, қолган илдизларнинг барчақида ҳақиқий 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 ҳақиқий қисмли комплексли илдизлар ўртасидаги чегара деб саралишидан кэлиб чиқади.

Ёпиқ тизимларнинг йетарли барқарор лиги зарур бўлгани учун уларнинг чегара ҳолини четда солдирамиз.

Демак, чизиқли тизимни барқарорлик шарти бўлиб, унинг ҳарактеристикасий тенгламасини барча  $\lambda$  ли илдизлари комплекс  $\lambda$  ўзгарувчининг чап ярим текислигига жойлашган (5.3-расм) бўлиши шарт. Илдизлар текисликнинг мавхум (ўқи) барқарорлик чегараси бўлиб хизмат қиласади.

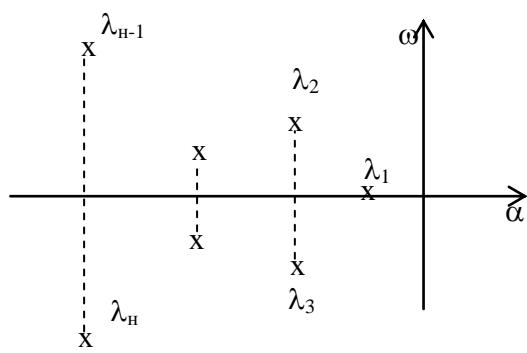


5\_5.2-расм. Барқарор бўлмаган тизимнинг ўткинчи характеристикаси

Чизиқли тизимни уч турли барқарорлик чегарасини ажратиш мумкин, булар қўйидагилар билан баҳоланади:

- нолга тенг илдиз  $\lambda_i=0$ ;
- соф мавхум жуфт илдиз  $\lambda_{i,2}=\pm j\omega$ ,
- чексиз узоқлаштирилган илдиз  $\lambda_i=\infty$

Комплекс текисликда чексизликни чексизликка узослаштирилган нуқта ёки нолга тескари деб қаралади. Шу сабабли уни ҳам



5\_5.3-расм. Барқарор тизим илдизларининг жойлашуви

мусбат (ўнг) ва манфий (чап) ярим текисликларнинг чегараси бўлиб ҳисобланади.

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

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

йечимга ега бўламиз, бунда  $A$  ва  $\beta$  бошлангич шартлар билан аниқланади.

***Раус – Гурвиц мезони бўйича барқарорликни аниқлаш***

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

Раус–Гурвиц мезони тизим барқарор лигини аниқлашнинг алгебраик усулидир. Бу усулга биноан ёпиқ АРТ нинг ҳарактеристик тенгламаси

$$a_0n^h + a_1n^{h-1} + \dots + a_{n-1}n + a_n = 0 \quad (5.2)$$

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

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

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

Чизиқли тизим турғунлиги учун ҳарактеристик тенглама коэффициентларидан тузилган (5.3) матрицанинг  $n$ -та детерминантлари мусбат ишорали бўлишилиги зарур ва йетарлидир. Бош детерминантлар:

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

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

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

Шу сабабли уни мусбатлилиги  $\Delta_{n-1} > 0$  бўлганида ва  $a_n > 0$  бўлиш билан изоҳланади. Буларнинг ичида Гурвиц детерминантларининг охирдан олдингиси, я’ни  $\Delta_{n-1}$  аниқловчи енг муҳимиmdir.

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  $\Delta_2 = a_3(a_1a_2 - a_3a_0) - a_1^2a_4 = a_3\Delta_1 - a_1^2a_4 > 0$ .

Аниқловчи  $\Delta_2$  мусбат бўлиши учун албатта  $\Delta_1 > 0$  бўлиши шарт. Шу сабабли тўртинчи даражали тенглама учун барқарорлик шарти қуидаги нисбатан билан ифодаланади:

$$a_3(a_1a_2 - a_3a_0) - a_1^2a_4 > 0$$

### 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 аниқлашига мисол келтирамиз:* 4.17,б- расмда берилган [1] тизим барқарорлигини текшириш учун қуидаги қўрсаткичлар берилган:

$$T_1 = 0,1 \text{ c}; T_m = 0,2 \text{ c}; T_c = 0,1 \text{ c}; T = 0,05 \text{ c}; \beta = 20;$$

$$b_{ck} = 0,1; \gamma = 0,2.$$

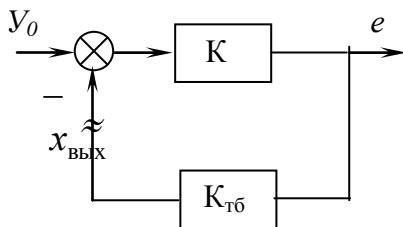
-И<sub>c</sub>P<sub>0</sub>=0 деб қабул қилиб, 4.17,б- расмдан бош тескари боғланишни ўз ичига оладиган (5.4-расм), бир звеноли очик тузилма схемасини ҳосил қиласиз:

Бунда:

$$K = \frac{K_1 K_3 K_4}{1 + K_2 K_c K_1 K_3 K_4} = \frac{\beta(T_c p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_m T p^2 + T_m p + 1) + \beta b_c k T_c p} \quad (5.5)$$

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

$$W(p) = K K_{tb} = \frac{\gamma \beta (T_s p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_m T p^2 + T_m p + 1)(T_s p + 1) + \beta b_s k T_s p} \quad (5.6)$$



5\_5.8-расм. Тескари боғланиши узилган схема

(5.6) тенгламанинг маҳражини алоҳида йечамиш:

$$(T_1 \pi + 1)(T_m T \pi^2 + T_m \pi + 1)(\Pi \pi + 1) + \beta b_c \Pi \pi = T_1 \Pi T_m T \pi^4 + T_m T_1 T \pi^3 + \\ + T_m T \Pi \pi^3 + T_m \Pi T_1 \pi^3 + T_m T \pi^2 + T_m T_1 \pi^2 + T_m \Pi \pi^2 + T_1 \Pi \pi^2 + T_m \pi + \\ + T_1 \pi + \Pi + \beta b_c \Pi \pi$$

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

$$W(p) = \frac{b_1 p + b_0}{a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_0} \quad (5.7)$$

Бу йерда,  $a_0 = T_m T_1 T \Pi = 0,2 \cdot 0,1 \cdot 0,05 \cdot 0,1 = 0,0001$ ;

$$a_1 = T_m T T_1 + T_m T \Pi + T_1 \Pi T_m = 0,2 \cdot 0,05 \cdot 0,1 + 0,2 \cdot 0,05 \cdot 0,1 + 0,1 \cdot \\ \cdot 0,1 \cdot 0,2 = 0,004;$$

$$a_2 = T_m T + T_m (T_1 + T_c) + T_1 T_c = 0,2 \cdot 0,05 + 0,2 \cdot (0,1 + 0,1) + 0,1 \cdot \\ \cdot 0,1 = 0,06;$$

$$a_3 = T_m + T_1 + T_c (1 + \beta \delta_c k) = 0,2 + 0,1 + 0,1 \cdot (1 + 20 \cdot 0,1) = 0,6;$$

$$a_4 = 1;$$

$$\delta_0 = \gamma \beta = 0,2 \cdot 20 = 4;$$

$$\delta_1 = \gamma \beta T_c = 0,2 \cdot 20 \cdot 0,1 = 0,4.$$

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

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

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_1(a_2a_3 - a_1a_4) - a_0a_3^2 = 0,004(0,06 \cdot 0,6 - 0,004 \cdot 1) - 0,0001 \cdot 0,6^2 = 92 \cdot 10^{-6} > 0.$$

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

### Найквист мезони бўйича барқарорликни аниқлаши

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

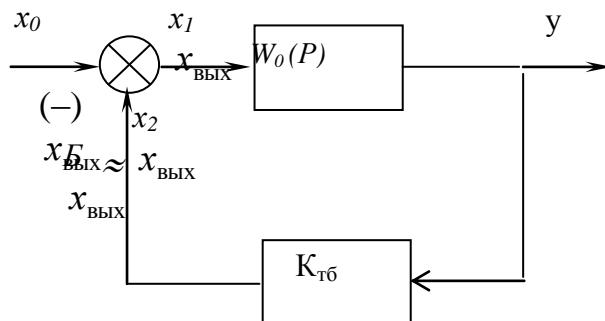
$$W(\Pi) = \frac{W_0(P)}{1 + W(P)} \quad (5.8)$$

бунда  $W(\Pi) = W(\Pi) \cdot W_{\text{тб}}(\Pi)$

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

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

функцияни кўрамиз. Бундаги ифоданинг сурати ёпиқ ҳолатдаги тизимни ҳарактеристик полиноми (кўп хади) бўлса, маҳражи бош тескари боғланиш занжири бўйича Очиқ тизимни ҳарактеристик полиномидир.



5\_5.5–расм. Бир контурли ёпиқ тизимнинг функционал схемаси

Очиқ тизимни УФ

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

(5.8) ифодадан кўриниб турибди.

Амалиётда ишлатиладиган тизимларда  $D(P)$  полиномини даражаси  $\Gamma(P)$  полиномидан ошмайди, унда ёпиқ тизимнинг ҳарактеристик тенгламаси

$$\Gamma(P) + D(P) = 0 \quad (5.11)$$

илдизлар сони очиқ тизим ҳарактеристик тенгламаси

$$\Gamma(P) = 0 \quad (5.12)$$

илдизлари сонига тенг бўлади.

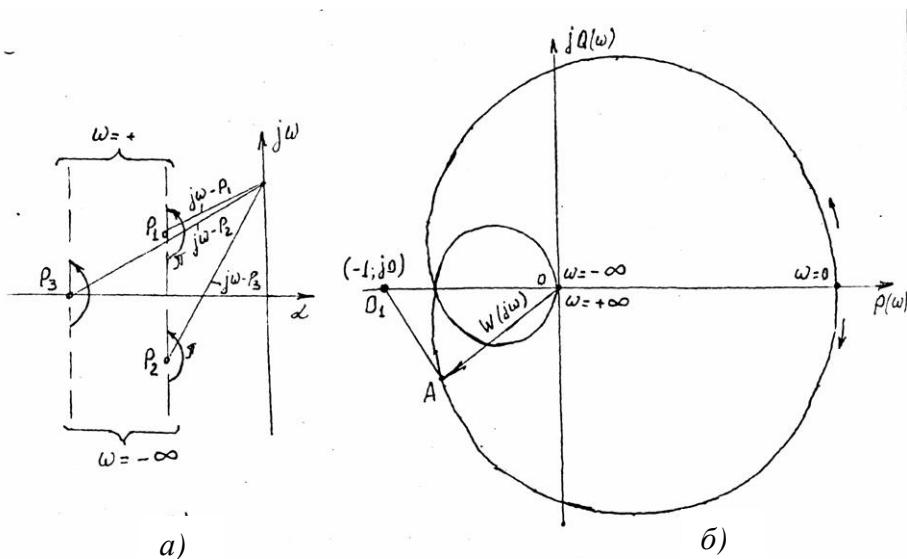
Найквист мезони бўйича хулоса чиқаришда тизим ёпиқ холда ҳам барқарор деган фикрга асосланади, я’ни (5.11) ва (5.12) тенгламаларининг илдизларини ҳақиқий қисмларини манфий ишорали деб қабул етган бўламиз.

Оператор  $p=j\omega$  деб қабул етиб (5.8) тенглама сурат ва маҳражларини оддий кўпайтувчиларга ажратиб ёпиқ тизим амплитуда-фаза характеристикай тенгламасини оламиз:

$$1 + W(j\omega) = \frac{G(j\omega) + D(j\omega)}{G(j\omega)} = \frac{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\dots(j\omega - p_n)}{(j\omega - s_1)(j\omega - s_2)\dots(j\omega - s_m)} = \frac{Ae^{j\phi_A}}{Be^{j\phi_B}} \quad (5.13)$$

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

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



5\_5.6-расм. Найквиист мезонига шархлар: комплекс текислиқда векторларнинг жойлашиши (а); очиқ тизимнинг АФХ си

Агар  $\omega$  частота  $-\infty$  дан  $+\infty$  гача ўзгарса, ҳар бир вектор бурчакка бурилади. (5.13) ифодани суратидаги векторни  $A$  модули барча векторлар модулларини кўпайтмасига,  $\phi$  – аргументи эса ўша м векторлар аргументларининг йифиндисига тенгдир. Шу сабабли  $\omega$  частота  $-\infty$  то  $+\infty$  ўзгарганда натижавий  $D(\Pi) + G(\Pi)$  вектор  $\Phi_a = m \cdot \pi$  бурчакка бурилади. Шарт бўйича  $G(\Pi)$  илдизлари ҳам мавхум ўқдан чапда ётганлиги учун  $B$  модулга ега натижавий векторни  $\Phi_B$  бурчаги  $\omega$  частота  $-\infty$  то  $+\infty$  ўзгарганда у ҳам м( $\omega$ ) тенг бўлади. Шунинг учун  $1 + W(j\omega)$  векторнинг бурилиш бурчаги  $\omega$  частота  $-\infty$  то  $+\infty$  ўзгарса

$$\Phi_a - \Phi_B = m\pi - m\pi = 0 \quad (5.14)$$

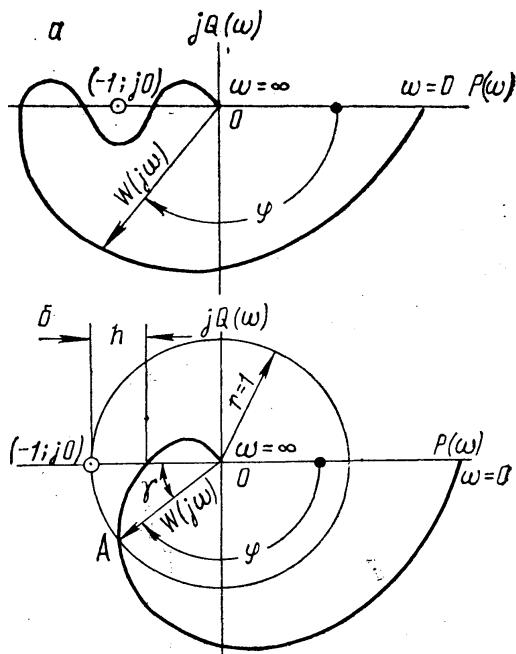
тенг бўлади.

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

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

Бу вектор барқарорлик ҳудуди чегарасини характеристикалайди. Агарда сурат хадининг даражаси маҳражникидан ( $m < n$ ) кичик бўлса, унда  $\omega \rightarrow 0$  бўлса,

$W(j\omega) \rightarrow \text{ан/вн}$  бўлади, сурат ва маҳраж даражалари тенг ( $m=n$ ) бўлса, унда  $W(j\omega) \rightarrow a_0/v_0$  бўлади.



5\_5\_5.7-расм. АФХ  
бўйича барқарорликни  
зинклап а) барқарор

Агар  $\omega$  частота  $-\infty$  то  $+\infty$  ўзгарса, АБХ АФХ абциssa ўқига нисбатан (5.6-расм) симметрик жойлашган. Агарда  $(-1; j0)$  координатали нуқта АФХ уринма вектор ўтказсак, бу ҳолда  $1+W(j\omega)$  вектор оламиз, чунки

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

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

Шундай қилиб, Найквист мезонига мувофиқ, Очиқ тизимнинг АФХ  $(-1; j0)$  координатали нуқтани қамраб олмаган бўлса, унда ёпиқ тизим барқарор бўлади.

Барқарор тизимни кўрсатадиган частота характеристикиси егрилиги (4.5, б-расм) Абциssa ўқини  $(-1; j0)$  нуқтанинг ўнг томонидан кесиб ўтади, уни биринчи турли амплитуда фаза характеристикиси деб айтилади.

Абциssa ўки билан чапидан ва ўнгидан кесишадиган егриликка иккинчи турдаги АФХ деб аталади. бу ҳолда  $(-1; j0)$  нуқта чапидан Абциssa ўқини АФХ

егрилиги томонидан мусбат (юқоридан пастга) ва манфий (пастдан юқорига) кесишилар айрмаси нол бўлса, тизим ёпик холда барқарор бўлади.

АФХ бўйича тизимнинг барқарорлиги таҳлил қилинганда модул ва фаза бўйича захира тушунчаси киргизиш ўринли бўлади. Агар  $(-1;jo)$  нуқтадан (5.7,б-расм) радиуси бирга тенг айланада ўтказсақ, доиранинг АФХ егрилиги билан кесишиган  $A$  нуқтани оламиз. Унда модул бўйича захира миқдори  $\chi$  кесим узунлиги билан, фаза бўйича захирани (бурчаги билан аниқлаймиз).

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

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

(5.16) ни соддалаштирамиз:

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

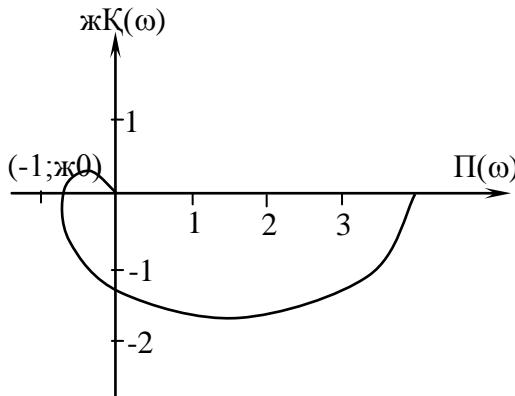
Бу ерда,

$$\begin{aligned} A &= b_0 = 4; & C &= a_4 - a_2\omega + a_0\omega^4 = 1 - 0,06\omega^2 + 0,0001\omega^4; \\ B &= b_1\omega = 0,4; & D &= \omega(a_3 - a_1\omega^2) = 0,6\omega - 0,004\omega^3 \end{aligned}$$

$W(j\omega)$  нинг сурат ва маҳражини маҳраж қўшма комплексга кўпайтириб, ҳақиқий қисмини  $\Pi(\omega)$  ва мавхум ж $K(\omega)$  қисмларини ажратиб

$$W(j\omega) = \Pi(\omega) + jK(\omega), \quad (5.18)$$

ёзамиз.



5\_5.8-расм. Найквист мезони бўйича Барқарорликни аниқлаш АФХси

Бу ерда,

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

Давр тезлик  $\omega$  га  $0, 1, 5, 10, 15, 20$  ва бошқа қийматлар берилади, (5.19) тенгламадан  $\Pi(\omega)$  ва  $K(\omega)$  миқорларни топиб, АФХ ни сурамиз (5.8(расм)). АФХ  $(-1;$

ж0) бўлган нуқтани ўраб олмагани учун тизим Найквист мезони бўйича барқарордир.

**Михайлов ме’зони бўйича барқарорликни аниқлаш**

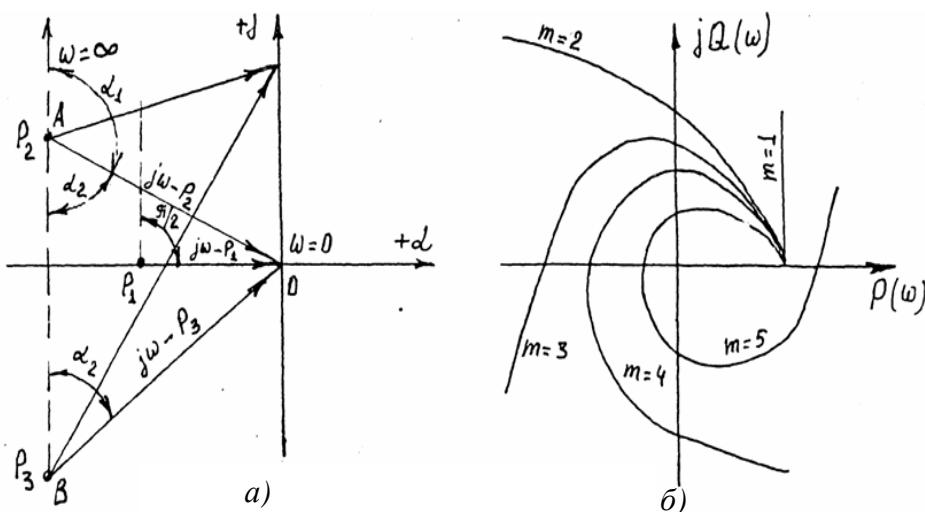
Михайлов мезони ёпиқ тизим ҳарактеристик вектори учи чизадиган годографи (егрилиги) бўйича тизимнинг барқарорлиги ҳақида хулоса қилишга имкон беради.

Бу ҳарактеристик вектор (5.11) тенгламадан олиниши мумкин.

$$M(\omega) = D(\omega) + G(\omega) \quad (5.20)$$

Агар  $p$  алмаштирилиб, унинг ўрнига жо қўйилса ва  $\omega$  эса 0 то  $\infty$  ўзгартирилса, унда вектор ўзининг учи билан комплекс текисликда Михайлов егрилигини чизади. Бу (5.20) ифода  $p=j\omega$  деб олганда  $M$  даражадаги полином бўлиб, уни кўпайтмаларга ажратиб ёзиш мумкин:

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



5.5.9-расм. Михайлов бўйича барқарорликни аниқлаш. а) Михайлов мезонининг исботи учун график; б) Михайлов егрилиги

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 иборатdir. Чунки ҳақиқий илдизларга мос бу ( $j\omega - p_n$ ) векторлар Абцисса ўқи билан биргаликда бўлгани учун  $\omega$  нинг 0 то  $\infty$  ўзгаришида уларнинг ҳар бири  $\pi/2$  бурчакка бурилади. Бунда ҳар бир қўшма комплекс жуфт илдизлар  $\pi$  бурчакка бурилади. Ҳақиқатдан хам  $\omega$  0÷ $\infty$  ўзгарганда ( $j\omega - p_2$ ) вектор  $\alpha$  бурчакка, вектор ( $j\omega - p_3$ ) эса  $\alpha_2$  бурчакка бурилади.  $\angle ABO = \angle BAO = \alpha_2$  ( $\Delta OAB$  – тенг қиррали учбурчак) бўлгани учун икки векторни натижавий бурилиш бурчаги  $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$ . Шундай қилиб, м векторлар кўпайтмасидан ҳосил бўлган  $\mu$  ( $j\omega$ ) вектор бу шартларда  $m \cdot (\pi/2)$  бурчакка бурилади, уларинг аргументлари эса кўпайтмада ўзаро қўшилишади.

Михайлов егрилиги  $\omega=0$  бўлганда ҳақиқий ўқни мусбат йўналишида ҳарактеристик тенгламани еркин ҳадига тенг бўлакка ажратади. Ҳарактеристик

векторнинг боши координата бошига тўғри кэлади. Шу сабабли агар тизим барқарор бўлса, ўз айланнишида ҳеч бир жойда нолга айланмаслиги керак.

*Михайлов мезони қуидагича та'рифланади:*

Ёпиқ тизимнинг барқарор бўлиши учун частота  $0 \div \infty$  ора-лиғида ўзгарганда характеристик вектор мусбат йўналишида ўз ҳаракатини ҳақиқий ярим ўқни мусбат қисмидан бошлаб комплекс текисликни м квадратини ўтиши ва ҳеч йерда нолга айланмаслиги керак.

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

4.17, а-расмда берилган тизимнинг барқарорлигини Михайлов мезони бўйича аниқлаймиз. Ёпиқ тизимнинг вектор характеристикаси (4.46) тенглама бўйича аниқланади ва қуидагича ёзилиши мумкин:

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

Юқорида кўриб ўтилган масалада берилган коэффициентларни оламиз, фақат  $a_3$  ва  $a_4$  ларга бошқа сонлар берамиз (тизим барқарор бўлиши учун):

$$a_0=10^{-4}; a_1=4 \cdot 10^{-3}; a_2=0,006; a_3=0,1+0,2+(1+(0,1+0,2) \cdot 20) \cdot 0,1=1; a_4=1+0,2 \cdot 20=5.$$

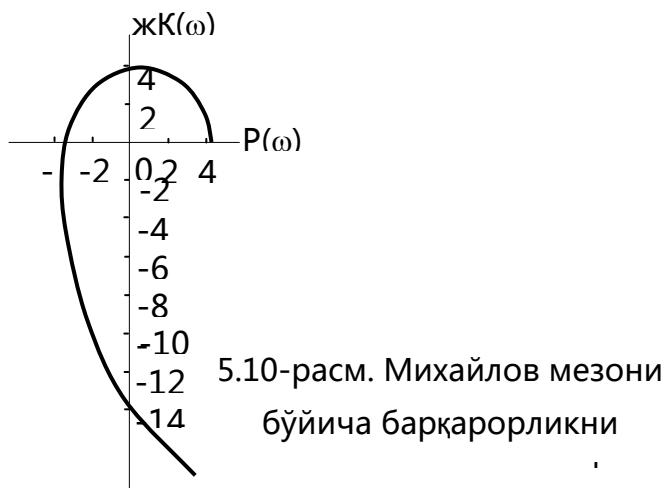
(5.22) тенгламадаги  $p$  ни  $\omega$  га алмаштириб, ҳақиқий  $\Pi(\omega)$  ни мавхум  $\text{жК}(\omega)$  қисмидан ажратиб ёзамиз:

$$M(\omega)=\Pi(\omega)+\text{жК}(\omega), \quad (5.23)$$

бу ерда,

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

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

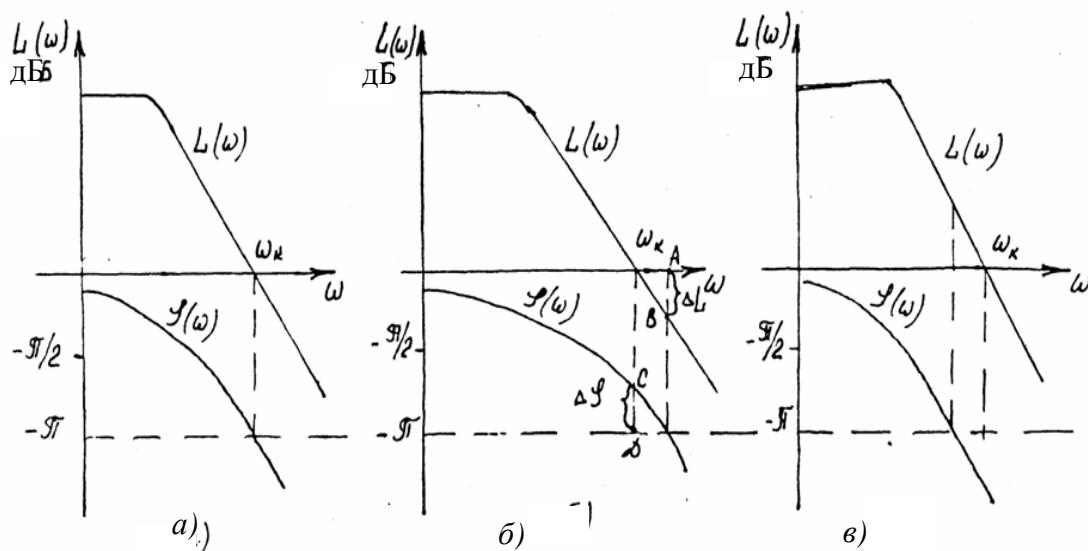


Характеристик тенгламада  $\omega$  га  $0 \div \infty$  ча қийматлар берилб,  $\Pi(\omega)$  ва  $K(\omega)$  ни хисоблаб, годограф суралмиз (5.10-расм). Годографнинг кўринишига қараб, я’ни характеристик тенглама тўртинчи даражали алгебраик тенглама бўлгани учун, Михайлов годографи координаталар тизимининг тўртинчи чорагида чексизликка интилган тизимнинг баркарорлигини билдиради.

### Ёпик тизим барқаролигини логарифмик частота характеристикаларининг ўзаро жойлашувига қараб аниқлаш

Бу услуб тизим очик бўлганда амплитуда ва фазани логарифмланган частота (ЛАЧХ ва ЛФЧХ) характеристикаларининг ўзаро жойлашишига қараб, унинг барқарорлиги ҳақида фикр юргизишига асосланади.

Найквист мезонга у билан Барқарор тизимда (-1;жо) А векторининг аргументи  $\varphi = -\pi$ , ҳамда модули  $|M(j\omega)| = 1$  бўлган қий-матларда тизим Барқарорлик чегарасида ётади. Бунда  $L(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 0$ , я’ни логарифмик амплитуда ҳаркете



5\_5.11-расм. Барқарорликни ЛЧХ бўйича аниқлаш

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

Агарда тизим барқарор бўлса, унда  $\varphi = -\pi$  бўлиб,  $|W(j\omega)| < 1$  ва  $L(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| < 0$ , я’ни логарифмик амплитуда характеристикасини ординатаси манфий белгига ега бўлади (5.11, б-расм).

Агарда  $\varphi = -\pi$  бўлганда  $|W(j\omega)| > 1$  ва  $L(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| > 0$  бўлса, у холда тизим бекарор бўлади. Бу холда логарифмик амплитуда характеристикасини ординатаси мусбат қийматга (5.11,в-расм) ега бўлади.

Шундай қилиб, агар логарифмик частота характеристика ординатаси фаза бурчаги  $\varphi = -\pi$  бўлганда манфий ишорали бўлса, унда биринчи турли амплитуда фаза характеристикини тизим Барқарор бўлади. 5.11,б-расмда  $A\dot{B} = \Delta L$  кесимга тенг амплитуда модули бўйича ва  $C\dot{D} = \Delta\varphi$  кесимга тенг фаза бўйича тизимни барқарорлик захиралари кўрсатилган.

Иккинчи турли амплитуда фаза характеристикасига ега тизимни логарифмик частота характеристикасига нисбатан барқарорлик шартини қуидагида ифодалаш мүмкін.

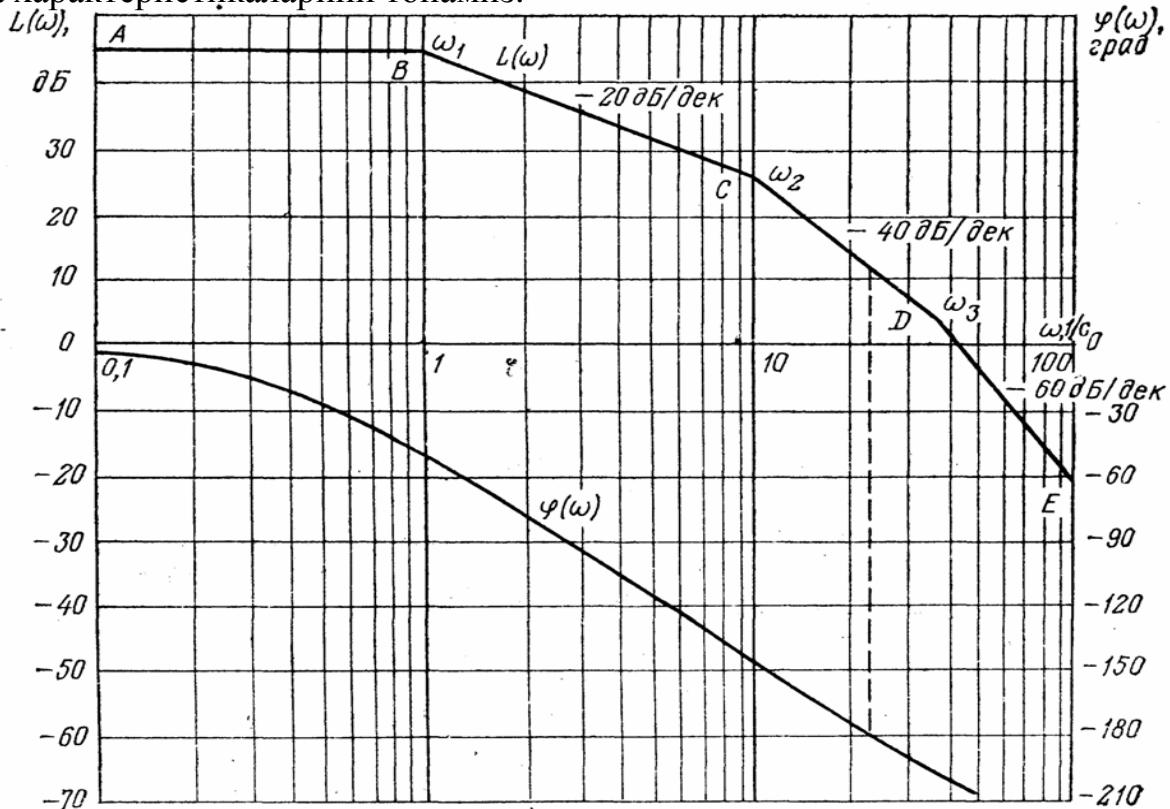
Очиқ ҳолатда барқарор бўлган тизим ёпиқ ҳолатда ҳам барқарор бўлишлиги учун логарифмик  $L(\omega)$  амплитуда характеристикалари манфий бўлмаган холдаги  $\omega$  частоталарда фаза,  $L(\omega)$  характеристикаси  $(-\pi)$  тўғри чизигини мусбат ва манфий кесиб ўтишлар сонини айрмаси нолга тенг бўлиши зарур ва йетарлидир.

Бир контурли кетма кет уланган очиқ тизимли апериодик звенодан ташкил топган динамик звенонинг логарифм частота (логарифмик амплитуда ва фаза) характеристикалари бўйича барқарор лигини текширамиз. Унинг узатиш функцияси қуидагида 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,  $k=180$ .

УФ  $p$  ни жоғаридаги алмаштириб ҳамда логарифмлаб, логарифмик амплитуда ва фаза характеристикаларини топамиз:



5.12–расм. Логарифмик амплитуда ва фаза характеристикалари

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

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

Кесишиш частоталари:

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

Логарифмик амплитуда характеристикаси  $L(\omega)$  қуидагида қурилади (4.21–расм). Абцисса  $\omega$  ўқининг боши деб,  $\omega=0,1$  (кесишиш частоталаридан кичик

бўлиши керак) оламиз. Ордината ўқи бўйича  $20\lg k=20\lg 180=45$  дБ да А нуқтани қўямиз, абцисса ўқига параллэл қилиб биринчи кесишиш частотаси  $\omega_1=1$  гача АВ тўғри чизигини ўтказамиз. Логарифм амплитуда характеристиканинг (тенгликнинг ўнг томонидаги иккинчи, учинчи ва тўртинчи) ташкил етувчилари манфий  $-20$  дБ/дек бўйича егилган В нуқтадан иккинчи кесишиш  $\omega_2=10$  ни С нуқтагача тўғри чизик ўтказамиз. С нуқтадан манфий  $-40$  дБ/дек бўйича егилган учинчи кесишиш  $\omega_3=33,3$  ни Д нуқтагача тўғри чизик ўтказамиз. Д нуқтадан манфий  $-60$  дБ/дек бўйича егилган охирги ДЕ асимтота чексизликка кетади.

$\phi(\omega)$  логарифм фаза характеристикаси (ЛФХ)ни  $\omega$  га  $0 \div \infty$  гача сонлар бериб нуқталар бўйича қурилади (5.12–расм).

5.12–расмдан кўринадики система беқарор, чунки ЛФХ  $\phi(\omega)=-\pi$  чизигига тўғри кэладиган ЛАХ мусбат.

### *Барқарорликни илдиз годографи услуби билин тадқиқот қилиши*

Илдиз годографи – бу автоматик бошқариш тизимининг бирорта параметри 0 дан то  $\infty$  гача ўзгарганда ҳарактеристик тенгламаси илдизларини ҳаракат изини (траекториясини) тасвирлайди. Улар Очик тизим узатиш функциясини қутблари (махраж тенгламасининг илдизлари) ва нолларини (сурат тенгламаси идизлари) илдиз комплекс текислигига ма’лум услубда жойлашиши асосида қурилади. Кўп ҳолларда илдиз годографи услуби бир контурли тизимлар Барқарор лигини тадқиқот қилишда самарали бўлиб, кўп контурли ва қўп боғланишли тизимлар учун қўлланилганда ма’лум қийинчиликларга дуч кэлинади.

Услуб қўлланишини бирлик тескари боғланишли АБТ Барқарор лигини тадқиқот қилиш мисолида кўрамиз. Ўзgartириладиган параметр сифатида тескари боғланиши узилган тизимни кучайтириш коэффициентини қабул қиласиз.

Узилган ва ёпиқ тизимларни узатиш функциялари кўриниши қуйидагича:

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

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

бўлади. Бунда  $\beta$  –узилган тизимни кучайтириш коэффициенти.

Узилган тизимнинг ҳарактеристикавий тенгламаси:

$$\Gamma(p)=0 \quad (5.26)$$

Ёпиқ тизимнинг ҳарактеристикавий тенгламаси эса

$$\Gamma(p)+\beta D_1(p)=0 \quad (5.27)$$

бўлади. Одатда автомат бошқарув тизими (АБТ) намунавий динамик звенолардан ташкил топган бўлади. Шу сабабли узилган тизим узатиш функциясини қутблари ва нолларини ма’лум деб ҳисобласа ҳам бўлади. Ёпиқ тизимнинг ноллари узилган тизим нолларининг ўзидир.

Ёпиқ тизим узатиш функцияининг қутбларини аниқлаш учун (5.25) узатиш функциясидан кэлиб чиқишича,

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

тенгламани ечмоқ керак.

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

$$|\beta W_1(p)| = 1 \quad (5.29)$$

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

бунда  $m$ -тоқ сон.

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

$$W(p) = \beta W_1(p) = \frac{\beta(\tau p - 1)}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}$$

бўлсин, бунда  $\tau=0,21$  с;  $T_1=0,1$  с;  $T_2=0,05$  с;  $T_3=0,015$  с. Енди (5.34) ва (5.35) нисбатларга биноан

$$\left| \frac{\beta(\tau p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)} \right| = 1$$

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

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;  $c = \frac{\beta\tau}{T_1 T_2 T_3}$ ;

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

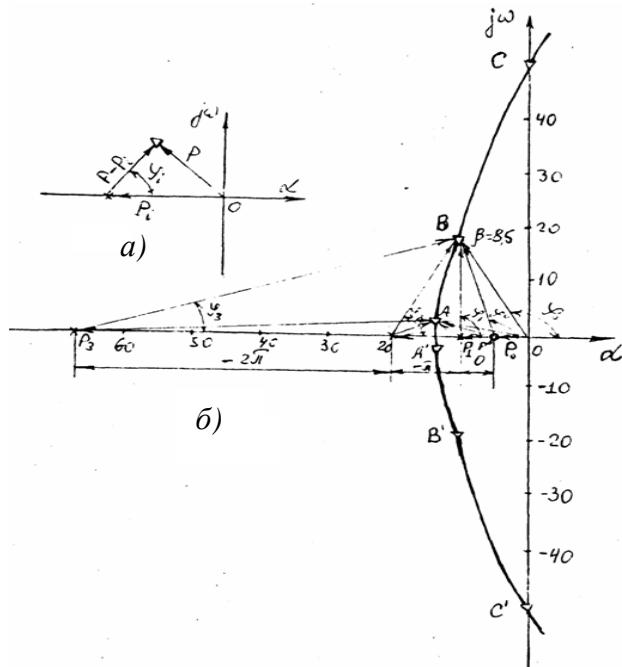
бунда  $\varphi^0$ ,  $\varphi_0$ ,  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$  –тегишли  $p-p^0$ ,  $p-p_0$ ,  $p-p_1$ ,  $p-p_2$ ,  $p-p_3$ - векторларни аргументлари дир. (5.36) ифодадаги  $p$ -ёпиқ тизим узатиш функциясини изланган  $n$ -қутблардан бири,  $p_n$ -эса узилган тизимнинг қутби ( $n$ -тизим даражаси).  $|p - p_i|$  қиймат векторнинг узунлигини англатади, у  $p$  ва  $p_i$  векторлар модулининг айирмасига тенг.  $p - p_i$  вектор илдизлар тезлигини  $p_i$  нуқтасидан  $p$  нуқтасига қаратиб ўтказилади (5.13,а-расм). (5.36) ифодага очиқ тизим функциясини барча ноллари ва қутбларидан ёпиқ тизим узатиш функцияларини  $p$  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 ҳам кўрсатилган. Илдиз годографини график шаклида қуришда илдизлар текисликдаги илдиз изига тегишли  $p$  қутб бир неча бор синаб қўриш билан аниқланади.

Енг олдин илдиз абцисса ўқи кеқилган жойини аниқлаш керак. (5.32) тенглиқдан кўринишича  $\beta=0$  бўлганда ёпиқ тизимни характеристиковий тенгламасини барча илдизлари узилган тизим характеристиковий тенгламаси илдизларига қараб (бизнинг ҳолда мавхум ўқни чап томон абцисса ўқида ётганга) интилади. Демак ёпиқ тизим характеристиковий тенгламасининг изланган илдизини аниқловчи нуқта (у ҳам абцисса ўқида ётади) фаза (5.35) тенгламасини қониқтириш керак ва у

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

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

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



5.13-расм. Барқарорликнинг  
илдиз годографи услуби

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

Илдиз изини кучайтириш  $\beta$  коэффициентига тўғри кэладиган нуқ-таси (5.28) тенгламадан аниқланади, у ҳолда бу тенглама қуйидаги кўринишга ега бўлади:

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

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

Илдиз траекториясини кэлгуси нуқталари,  $\beta=0 \div \infty$  орасида ўзгарганда худди шу усул билан топилади.

Масалан, В нуқта учун

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

$$\beta = \frac{20 \cdot 17,3 \cdot 20 \cdot 62}{18} \cdot \frac{0,1 \cdot 0,05 \cdot 0,015}{0,21} = 8,5.$$

Ёпик тизим ҳарактерисикавий тенглама илдизлари  $\beta \rightarrow \infty$  бўлганида  $\infty$  қараб ёки узилган тизим узатиш функциясини нолларига қараб интилади. Бу (5.27) тенгламадан уни  $\beta$  га бўлсак, ҳамда  $\beta \rightarrow \infty$  қараб интилганда, кўринади. Кўрилган холда  $\beta$  ни  $r_0$  кутб  $r^0$  нолга қараб интилади,  $r_3$  кутб эса манфий ҳақиқий ярим ўқ бўйича чексизликка кетади.  $r_1$  ва  $r_2$  кутблар эса дастлаб ҳақиқий ўқ бўйича бир-бирини устига тушгандан кейин (каррали илдиз) қўшма комплексли бўлиб қолади. Годографни тармоқланмаган шохи ҳақиқий ўқдаги:  $r_0$  то  $r^0$  ва  $r_3$  то  $\infty$  бўлган кесимлар ҳисобланади. Тармоқланадиган шохлар ҳақиқий ўқдан юқорига ва пастга қараб  $r_1$  ва  $r_2$  орасидан четга чиқадиганлари бўлади. Ёйладиган шохлар критик деб аталаған  $\beta_{kp}=253$  тенг  $\beta_{kp}$  тизимни Барқарорлик чегарасига тўғри кэладиган коэффициентда мавхум ўқни кесиб ўтади.

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

## **АДАБИЁТЛАР**

1. Анхимюк В.Л. Теория автоматического управления.-Минск: Вишнейшая школа, 1979.
2. Андриевский Б.Р., Гаврилов С.В., Нагибина О.Л., Томчина О.Г., Шестаков В.М. Теория сибирько`х и нэлинейно`х систем автоматического управления: Методические указания Г` Под. ред. В.М. Шестакова: С-Пб.: ИПМаш. РАН; 2000. 52 с.
3. Андриевский Б.Р., Фредков А.Л. Элемент математического моделя в программно`х средах МАТЛАБ 5 и Ссираб. -С-Пб.: Наука, 2001.
4. Ключев В.И. Теория электропривода.- М.: Енергоатомиздат, 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 : Мий-шоп.ру
7. Базаров Н.Х., Саидахмедов С.С. Электромеханик тизимларнинг статика ва динамикаси. Тошкент, «Истиклол», 2005
8. [хттп://www.miy-shop.ru/shop/booxs/27636.html](http://www.miy-shop.ru/shop/booxs/27636.html)
9. [хттп://www.eltech.ru/кафедрс/феа\\_сай/план/прог\\_03.html](http://www.eltech.ru/кафедрс/феа_сай/план/прог_03.html)
10. [хттп://www.toebehelpp.ru/txeorij/tau/sontenq.html](http://www.toebehelpp.ru/txeorij/tau/sontenq.html)

## Мундарижа

### **1-ма'руза**

И. Кириш. Асосий тушунчалар ва та'рифлар ..... 3

### **2-ма'руза**

Автоматик бошқариш тизимларининг характеристикаси..... 13

### **3-ма'руза**

ИИ. АБТ тадқиқотининг математик аппарати ..... 22

Сигналларни математик тасвирлаш ..... 22

2.2. Автоматик бошқариш тизимининг статик ва  
динамик характеристикалари ..... 26

### **4-ма'руза**

2.3. Автоматик бошқариш тизими динамикасининг  
тенгламалари ..... 29

2.4. Дифференциал тенгламаларнинг йечими хақида ..... 31

### **5- ма'руза**

ИИИ. 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

### **6-ма'руза**

3.3. Иккинчи даражали инерцияли звенолар ..... 44

### **7-ма'руза**

3.4 Дифференциялловчи, интегралловчи ва  
кечикувчи звенолар ..... 53

### **8-ма'руза**

3.5. Динамик звеноларнинг ЛЧХ ..... 62

### **9-ма'руза**

4.1. Тузилиш схемалари ва уларни ўзгартириш ..... 67

### **10-ма'руза**

4.2. Тузилиш схемаларини келтириш соидаларидан фойдаланиб, тизимнинг  
умумий узатиш функцияларини анислаш бўйича  
мисоллар ..... 77

### **11-ма'руза**

4.3. Автоматик бошқариш тизимларининг таркибий схемаларини тузиш бўйича  
мисоллар ..... 82

4.4. Тузилиш схемаларга асосан тизимнинг узатиш функцияларини ва оператор  
тенгламаларини тузиш ..... 91

### **12-ма'руза**

В. Автоматик бошқариш тизимининг барқарорлиги ..... 93

5.1. Чизиқлаштирилган тизимларнинг барқарорлик  
тушунчаси ..... 93

### **13-ма'руза**

5.2. Раяс-Гурвиц мезони бўйича барқарорликни

аниқлаш .....	96
<b>14-ма'руза</b>	
5.3. Найквист мезони бўйича барқарорликни аниқлаш .....	101
<b>15-ма'руза</b>	
5.4. Михайлов мезони бўйича барқароликни аниқлаш .....	106
<b>16—маруза</b>	
5.5. Ёпиқ тизим барқарорлигини логарифмик частота характеристикалари ўзаро жойлашувига қараб аниқлаш.....	109
5.6. Барқарорликни илдиз годографи услуби билан тадқиқот қилиш .....	112
<b>Адабиётлар .....</b>	117