

**ТОШКЕНТ ДАВЛАТ ТЕХНИКА  
УНИВЕРСИТЕТИ ҲУЗУРИДАГИ ПЕДАГОГ  
КАДРЛАРНИ ҚАЙТА ТАЙЁРЛАШ ВА  
УЛАРНИНГ МАЛАКАСИНИ ОШИРИШ  
ТАРМОҚ МАРКАЗИ**



**ТЕХНОЛОГИК ЖАРАЁНЛАР  
ВА ИШЛАБ ЧИҚАРИШНИ  
АВТОМАТЛАШТИРИШ ВА  
БОШҚАРИШ**

## **ЗАМОНАВИЙ БОШҚАРИШ НАЗАРИЯСИ**

**Тошкент – 2020**

Мазкур ўқув –услугий мажмуа Олий ва ўрта махсус таълим вазирлигининг 2020 йил 7-декабрдаги №\_648-сонли буйруғи билан тасдиқланган ўқув дастур асосида тайёрланди.

**Тузувчи:** И.Сиддиқов ТошДТУ, “Ахборотларга ишлов бериш ва бошқариш тизимлари” кафедра профессори т.ф.д.

**Тақризчи:** ТДТУ, т.ф.д. профессори Севинов Ж.У.

Ўқув –услугий мажмуа Тошкент давлат техника университети Кенгашининг 2020 йил даги 18-декабрдаги 4-сонли йиғилишида кўриб чиқилиб, фойдаланишга тавсия этилди.

## МУНДАРИЖА

<b><u>I. ИШЧИ ДАСТУР</u></b> .....	<b>4</b>
<b><u>II. МОДУЛНИ ЎҚИТИШДА ФОЙДАЛАНИЛАДИГАН ИНТЕРФАОЛ ТАЪЛИМ МЕТОДЛАРИ</u></b> .....	<b>12</b>
<b><u>III. НАЗАРИЙ МАТЕРИАЛЛАР</u></b> .....	<b>17</b>
<b><u>IV. АМАЛИЙ МАШҒУЛОТ МАТЕРИАЛЛАРИ</u></b> .....	<b>75</b>
<b><u>V. КЕЙСЛАР БАНКИ</u></b> .....	<b>115</b>
<b><u>VI. ГЛОССАРИЙ</u></b> .....	<b>120</b>
<b><u>VII. ФОЙДАЛАНГАН АДАБИЁТЛАР</u></b> .....	<b>139</b>

## I ИШЧИ ДАСТУР

### Кириш

Дастур Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2015 йил 12 июндаги “Олий таълим муассасаларининг раҳбар ва педагог кадрларини қайта тайёрлаш ва малакасини ошириш тизимини янада такомиллаштириш чора-тадбирлари тўғрисида” ги ПФ-4732-сонли, 2017 йил 7 февралдаги “Ўзбекистон Республикасини янада ривожлантириш бўйича Ҳаракатлар стратегияси тўғрисида”ги ПФ-4947-сонли, 2019 йил 27 августдаги “Олий таълим муассасалари раҳбар ва педагог кадрларининг узлуксиз малакасини ошириш тизимини жорий этиш тўғрисида”ги ПФ-5789-сонли Фармонлари, шунингдек 2017 йил 20 апрелдаги “Олий таълим тизимини янада ривожлантириш чора-тадбирлари тўғрисида”ги ПҚ–2909-сонли Қарорида белгиланган устувор вазифалар мазмунидан келиб чиққан ҳолда тузилган бўлиб, у замонавий талаблар асосида қайта тайёрлаш ва малака ошириш жараёнларининг мазмунини такомиллаштириш ҳамда олий таълим муассасалари педагог кадрларининг касбий компетентлигини мунтазам ошириб боришни мақсад қилади.

Ушбу ўқув-услубий-мажмуа ахборот-коммуникация технологиялари даврида замонавий бошқариш назарияси фани долзарблиги, ишлаб чиқариш жараёнида қўлланилиш муаммолари ва уларни ҳал этиш йўллариини ўрганиш бўйича муаммолар баён этилган.

### Модулнинг мақсади ва вазифалари

Олий таълим муассасалари педагог кадрларини қайта тайёрлаш ва уларнинг малакасини ошириш курсининг **мақсади** педагог кадрларнинг инновацион ёндошувлар асосида ўқув-тарбиявий жараёнларни юксак илмий-методик даражада лойиҳалаштириш, соҳадаги илғор тажрибалар, замонавий билим ва малакаларни ўзлаштириш ва амалиётга жорий этишлари учун зарур бўладиган касбий билим, кўникма ва малакаларини такомиллаштириш, шунингдек уларнинг ижодий фаоллигини ривожлантиришдан иборат.

### **Модулнинг вазифалари:**

- “Технологик жараёнлар ва ишлаб чиқаришни автоматлаштириш ва бошқариш” йўналишида педагог кадрларнинг касбий билим, кўникма, малакаларини такомиллаштириш ва ривожлантириш;

- педагогларнинг ижодий-инновацион фаоллик даражасини ошириш;

- мутахассислик фанларини ўқитиш жараёнига замонавий ахборот-коммуникация технологиялари ва хорижий тилларни самарали татбиқ этилишини таъминлаш;

- махсус фанлар соҳасидаги ўқитишнинг инновацион технологиялари ва илғор хорижий тажрибаларини ўзлаштириш;

- “Технологик жараёнлар ва ишлаб чиқаришни автоматлаштириш ва бошқариш” йўналишида қайта тайёрлаш ва малака ошириш жараёнларини фан ва ишлаб чиқаришдаги инновациялар билан ўзаро интеграциясини таъминлаш.

### **Модул бўйича тингловчиларнинг билими, кўникмаси, малакаси ва компетенцияларига қўйиладиган талаблар**

“Технологик жараёнлар ва ишлаб чиқаришни автоматлаштириш ва бошқариш” курсини ўзлаштириш жараёнида амалга ошириладиган масалалар доирасида:

#### ***Тингловчи:***

- автоматик бошқариш тизимларнинг математик моделини;
- автоматик бошқариш тизимларни узатиш вазифаларини;
- автоматик бошқариш тизимларнинг динамик характеристикаларини;
- автоматик бошқарув тизимларнинг бошқарув кўрсаткичларини;
- тасодифий таъсирларда чизиқли стационар автоматик бошқариш тизимларини;
- ночизиқли тизимларнинг таърифи ва хусусиятларини;
- идентификациялашда модел структураси;

•интеллектуал тизимларида бошқариш жарёнларини математик ифодалаш;

• объектларни бошқаришда қўлланиладиган моделлар ва математик моделларни қуриш усуллари;

• ахборот тизимлари ва тармоқларининг классификацияси, характеристикалари;

• ахборот тизимлари ва тармоқларининг техник ва дастурий воситалари бўйича **билимларга эга бўлиши керек.**

### ***Тингловчи:***

•автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифат таҳлил қилиш;

•чизиқли бўлмаган тизимларнинг барқарорлигини ўрганиш;

•назорат объектнинг статик моделини қуриш;

•моделлаштириш ва идентификациялаш ҳақида асосий маълумотларни йиғиш ;

•ахборот бошқарув тизимларининг янги воситаларини йиғишда, ишга тушириш ва фойдаланишда, шунингдек, синаш, фойдаланиш учун топшириш ва техникавий хизмат кўрсатиш;

• ишлаб чиқариш жараёнларини халқаро режалаштириш стандартлари ахборот хавфсизлигининг ҳуқуқий-меъёрий базасини;

•ночизиқли автоматик бошқариш тизимларини назорат қилиш;

•бошқариш тизимни синтезлаш;

•автоматик бошқарув тизимларнинг бошқарув кўрсаткичларидан фойдаланиш;

• объектлар структура ва параметларини идентификациялаш;

•технологик объектларни бошқаришнинг асосий принциплари ва схемаларини; ахборот бошқарув тизимларининг асосий турлари, уларнинг математик ифодасини; бошқариш алгоритмларини синтезлаш ва реал объектларга тадбиқ қилиш **кўникма ва малакаларини эгаллаши керак.**

### ***Тингловчи:***

- динамик жараёнларни математик ифодалаш;
- ҳолат параметрлари фазоси унумидан фойдаланиш;
- бошқарув объектларнинг динамик моделларини кўриш ;
- рақамли бошқарув алгоритмлари;
- нейро-ноаник технологияларга асосланган технологик объектларни бошқариш;
- ахборот хавфсизлигини таъминлашнинг асосий йўллари;
- ахборотни ҳимоялаш концепцияси, ахборот ҳимоясининг стратегияси ва архитектураси **компетенцияларига** эга бўлиши лозим.

### **Модулни ташкил этиш ва ўтказиш бўйича тавсиялар**

“Технологик жараёнлар ва ишлаб чиқаришни автоматлаштириш ва бошқариш” курси маъруза ва амалий машғулотлар шаклида олиб борилади.

Курсни ўқитиш жараёнида таълимнинг замонавий методлари, педагогик технологиялар ва ахборот-коммуникация технологиялари қўлланилиши назарда тутилган:

- маъруза дарсларида замонавий компьютер технологиялари ёрдамида презентацион ва электрон-дидактик технологиялардан;
- ўтказиладиган амалий машғулотларда техник воситалардан, экспресс-сўровлар, тест сўровлари, ақлий хужум, гуруҳли фикрлаш, кичик гуруҳлар билан ишлаш, коллоквиум ўтказиш, ва бошқа интерактив таълим усуллари қўллаш назарда тутилади.

### **Модулнинг ўқув режадаги бошқа модуллар билан боғлиқлиги ва узвийлиги**

“Замонавий бошқариш назарияси” модули ўқув режанинг махсус фанлар блокадаги “Бошқариш жараёнларини интеллектуаллаштириш” фани билан узвий боғлиқдир. Шу билан бир қаторда модулни ўзлаштиришда ўқув режанинг бошқа блоклари фанлари билан муайян боғлиқлик мавжуддир.

## Модулнинг олий таълимдаги ўрни

Ўзбекистон Республикасининг ривожланишида Замонавий бошқариш назарияси фанининг ўрни юқори даражада бўлиб, ишлаб чиқаришни замонавий қурилмалар ҳисобига ривожлантириш, автоматик бошқариш тизимларни узатиш вазифалари, автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифат таҳлили ўта долзарб масала ҳисобланади. Ушбу муаммони ҳал этишда биринчи навбатдаги вазифа замонавий талабларга жавоб берувчи мутахассисларни тайёрлаш ҳисобланади. Шу сабабли бундай мутахассисларни тайёрлаш учун ушбу соҳа бўйича таълим берувчи олий таълим тизими ўқитувчиларининг малакасини оширишда “Замонавий бошқариш назарияси” фани алоҳида ўринни эгаллайди.

### Модул бўйича соатлар тақсимооти

№	Модул мавзулари	Тингловчининг ўқув юкلامаси, соат			
		Жами	Назарий	Амалий машғулот	Қўчма машғулот
1.	Автоматик бошқариш тизимларнинг математик модели	4	2	2	
2.	Автоматик бошқариш тизимларни узатиш вазифалари. Автоматик бошқариш тизимларнинг динамик характеристикалари	4	2	2	
3.	Автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифат таҳлили. Автоматик бошқарув тизимларнинг бошқарув кўрсаткичлари	4	2	2	
4.	Тасодифий таъсирларда чизиқли ва ноқизиқли стационар автоматик бошқариш тизимлари.	6	2	4	
	<b>Жами:</b>	<b>18</b>	<b>8</b>	<b>10</b>	



## **НАЗАРИЙ МАШҒУЛОТ МАЗМУНИ**

### **1-мавзу: Автоматик бошқариш тизимларнинг математик модели.**

Автоматик бошқариш тизимлари хақида умумий маълумотлар. Автоматик бошқариш тизимларнинг математик модели.

### **2-мавзу: Автоматик бошқариш тизимларни узатиш вазифалари. Автоматик бошқариш тизимларнинг динамик характеристикалари.**

Автоматик бошқариш тизимларни вазифалари. Автоматик бошқариш тизимларини узатиш бошқичлари. Автоматик бошқариш тизимларнинг динамик характеристикалари.

### **3-мавзу: Автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифат таҳлили. Автоматик бошқарув тизимларнинг бошқарув кўрсаткичлари.**

Автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифатини ўрганиш таҳлил қилиш. Автоматик бошқарув тизимларнинг бошқарув кўрсаткичлари. Ўзбекистон Республикасида Автоматик бошқариш тизимларининг ривожланиш муаммолари. Ўзбекистон Республикасини ривожлантириш бўйича бажарилаётган ва режалаштирилиётган асосий лойиҳалар.

### **4-мавзу: Тасодифий таъсирларда чизиқли ва ночизиқли стационар автоматик бошқариш тизимлари.**

Тасодифий таъсир. Чизиқли стационар автоматик бошқариш. Тасодифий таъсирларда чизиқли стационар автоматик бошқаришнинг ютуқлари. Ночизиқли автоматик бошқариш тизимларининг муаммолари ва афзалликлари.

## **АМАЛИЙ МАШҒУЛОТ МАЗМУНИ**

### **1- амалий машғулот: Автоматик бошқариш тизимлари.**

Автоматик бошқариш тизимларни узатиш вазифалари. Автоматик бошқариш тизимларнинг динамик характеристикаларини ўрганиш.

### **2- амалий машғулот: Автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифат таҳлили.**

Автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифат таҳлил қилиш. Автоматик бошқарув тизимларнинг бошқарув кўрсаткичлари бўйича масалалар ечиш.

### **3- амалий машғулот: Тасодифий таъсирларда чизиқли стационар автоматик бошқариш тизимлари.**

Тасодифий таъсирлар. Тасодифий таъсирларда чизиқли стационар автоматик бошқариш тизимлари бўйича масалалар ечиш.

### **4- амалий машғулот: Чизиқли бўлмаган тизимлар**

Чизиқли бўлмаган тизимларнинг таърифи ва хусусиятлари. Чизиқли бўлмаган тизимларнинг барқарорлигини ўрганиш. Бошқариш тизимни синтезлаш.

### **Таълимни ташкил этиш шакллари**

Таълимни ташкил этиш шакллари аниқ ўқув материали мазмуни устида ишлаётганда ўқитувчини тингловчилар билан ўзаро ҳаракатини тартиблаштиришни, йўлга қўйишни, тизимга келтиришни назарда тутати.

Модулни ўқитиш жараёнида қуйидаги таълимнинг ташкил этиш шаклларидадан фойдаланилади:

- маъруза;
- амалий машғулот;
- мустақил таълим.

Ўқув ишини ташкил этиш усулига кўра:

- жамоавий;
- гуруҳли (кичик гуруҳларда, жуфтликда);
- якка тартибда.

**Жамоавий ишлаш** – Бунда ўқитувчи гуруҳларнинг билиш фаолиятига раҳбарлик қилиб, ўқув мақсадига эришиш учун ўзи белгилайдиган дидактик ва тарбиявий вазифаларга эришиш учун хилма-хил методлардан фойдаланади.

**Гуруҳларда ишлаш** – бу ўқув топшириғини ҳамкорликда бажариш учун ташкил этилган, ўқув жараёнида кичик гуруҳларда ишлашда (2 тадан – 8 тагача иштирокчи) фаол роль ўйнайдиган иштирокчиларга қаратилган таълимни ташкил этиш шаклидир. Ўқитиш методига кўра гуруҳни кичик гуруҳларга, жуфтликларга ва гуруҳларора шаклга бўлиш мумкин. *Бир турдаги гуруҳли иш* ўқув гуруҳлари учун бир турдаги топшириқ бажаришни назарда тутди. *Табақалашган гуруҳли иш* гуруҳларда турли топшириқларни бажаришни назарда тутди.

**Якка тартибдаги шаклда** - ҳар бир таълим оловчига алоҳида- алоҳида мустақил вазифалар берилади, вазифанинг бажарилиши назорат қилинади.

## II. МОДУЛНИ ЎҚИТИШДА ФОЙДАЛАНИЛАДИГАН ИНТЕРФАОЛ ТАЪЛИМ МЕТОДЛАРИ

“Биламан /Билишни хоҳлайман/ Билиб олдим” методи - янги ўтиладиган мавзу бўйича талабаларнинг бирламчи билимларини аниқлаш ёки ўтилган мавзунини қай даражада ўзлаштирганлигини аниқлаш учун ишлатилади. Методни амалга ошириш учун синф доскасига янги ўтиладиган мавзу бўйича асосий тушунча ва иборалар ёзилади, талабалар берилган вазифани ўзларига белгилайди. Юқорида берилган тушунча ибораларни билиш мақсадида қуйидаги чизма чизилади:

Биламан	Билимайман	Билишни хоҳлайман

Ушбу методда талабалар ўқитувчи томонидан берилган вазифани яқка тартибда ёки жутликда жадвални тулдиради. Яъни тахминан биз нимани биламиз устунда рўйхат тузиш фикрларини тоифалар бўйича гуруҳлаш. Билишни хоҳлайман устунини учун саволлар олиш ва саволларни ўйлаб белгилар қўйиш. Биз нимани билдик устунига асосий фикрларни ёзиш.

### Б-Б-Б методининг афзалиги:

- ✓ талабаларнинг фаоллигини оширади
- ✓ янги ўтиладиган мавзу бўйича таълим олувчиларнинг билимларини аниқлашга ёрдам беради
- ✓ талабалар диққати бир жойга жамланади;

### Б-Б-Б методининг камчилиги:

- барча талабаларнинг берган фикрларини таҳлил қилиш имконияти пастлиги;
- талабалар объектив жавоб бермаслиги;

Биламан	Билимайман	Билишни ҳоҳлайман
АБТларнинг математик модели.		
	АБТларнинг узатиш функцияси.	<p>Автоматик тизимларининг динамикасини ҳисоблаш учун узатиш ва частота функциялари деган тушунча киритилиб, бу функциялар АС лар таҳлилида муҳим рол ўйнайди. Ушбу функциялар орқали частотали усуллардан фойдаланилиб, уларнинг асосида Лаплас ва Фуре ўзгартиришлари ётади. Частотали усуллар ҳам чизиқли ва айрим ҳолларда эгри чизиқли АС лар учун ҳам қўлланилади.</p>
	<b>Математик тавсифни тузиш</b>	<p>Эчилаётган масалага мувофиқ танланган физик модел асосида математик тенгламалар тизими ёзилади. Бу босқичда, агар имкон бўлса, тенгламанинг аҳамиятсиз аъзолари олиб ташланиб, тенгламалар соддалаштирилади. Бунда тенгламадан олиб ташланаётган аъзо масалани эчишда ҳақиқатан аҳамиятсиз эканлигига ишонч ҳосил қилиш керак.</p>

	<p><b>Моделловчи алгоритми</b></p>	<p>ишлаб чиқиш масаласи математик тавсифнинг тенгламалар тизимини эчиш усулини топишдан иборат. Модел қандай машинада, яъни рақамли (РҚМ), аналог (АҚМ) ёки комбинациялашган (АРҚТ) машинада амалга оширилишига кўра алгоритмни ишлаб чиқиш усули танланади. Конкрет ҳисоблаш</p>
	<p><b>Модел ва ҳақиқий жараённинг мослигини аниқлаш</b></p>	<p>машинасининг турини танлаш эчилаётган тенглама тури ва ҳисоблаш ҳажмига боғлиқ. босқичида жараённи характерловчи катталиклар солиштирилади. Аниқлик этарли даражада бўлмаса, математик моделга тузатиш киритиш керак. Моделлаш босқичида жараённинг математик модели тадқиқ қилинади, олинган маълумотлар таҳлил қилинади ва натижада конкрет амалий натижалар ишлаб чиқилади</p>
<p>АБТларнинг динамик характеристикаси</p>		

**“Кейс-стади” методи**

Ўтиш функциясини куриш усуллари.		
Интеграль баҳолаш сифати		
	<i>Узатиш функцияси -</i>	бу чиқишдаги ўзгарувчини киришдаги ўзгарувчига бошланғич нол шартлардаги нисбати орқали аниқланиб, Лаплас тасвири билан ифодаланади. Бўгин ёки элементларнинг очик ёки ёпиқ контурлари учун узатиш функциялари мавжуд бўлиб, улар ўзаро фарқлидир. Умуман олганда, узатиш функцияси оператор тенгламанинг киришдаги ўзгарувчисидан турган кўпхаднинг чиқишдаги ўзгарувчисидан турган кўпхадни нисбатлари орқали аниқланади.

«Кейс-стади»– инглизча сўз бўлиб, («case» – аниқ вазият, ҳодиса, «stadi» – ўрганмоқ, таҳлил қилмоқ) аниқ вазиятларни ўрганиш, таҳлил қилиш асосида ўқитишни амалга оширишга қаратилган метод ҳисобланади. Мазкур метод дастлаб 1921 йил Гарвард университетида амалий вазиятлардан иқтисодий бошқарув фанларини ўрганишда фойдаланиш тартибида қўлланилган. Кейсда очик ахборотлардан ёки аниқ воқеа-ҳодисадан вазият сифатида таҳлил учун фойдаланиш мумкин. Кейс ҳаракатлари ўз ичига қуйидагиларни қамраб олади: Ким (Who), Қачон (When), Қаерда (Where), Нима учун (Why), Қандай/ Қанақа (How), Нима-натига (What).

## “Кейс методи”ни амалга ошириш босқичлари

Иш босқичлари	Фаолият шакли ва мазмуни
<b>1-босқич:</b> Кейс ва унинг ахборот таъминоти билан таништириш	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ якка тартибдаги аудио-визуал иш;</li> <li>✓ кейс билан танишиш(матнли, аудио ёки медиа шаклда);</li> <li>✓ ахборотни умумлаштириш;</li> <li>✓ ахборот таҳлили;</li> <li>✓ муаммоларни аниқлаш</li> </ul>
<b>2-босқич:</b> Кейсни аниқлаштириш ва ўқув топшириғни белгилаш	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ индивидуал ва гуруҳда ишлаш;</li> <li>✓ муаммоларни долзарблик иерархиясини аниқлаш;</li> <li>✓ асосий муаммоли вазиятни белгилаш</li> </ul>
<b>3-босқич:</b> Кейсдаги асосий муаммони таҳлил этиш орқали ўқув топшириғининг ечимини излаш, ҳал этиш йўлларини ишлаб чиқиш	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ индивидуал ва гуруҳда ишлаш;</li> <li>✓ муқобил ечим йўлларини ишлаб чиқиш;</li> <li>✓ ҳар бир ечимнинг имкониятлари ва тўсиқларни таҳлил қилиш;</li> <li>✓ муқобил ечимларни танлаш</li> </ul>
<b>4-босқич:</b> Кейс ечимини ечимини шакллантириш ва асослаш, тақдимот.	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ якка ва гуруҳда ишлаш;</li> <li>✓ муқобил вариантларни амалда қўллаш имкониятларини асослаш;</li> <li>✓ ижодий-лойиҳа тақдимотини тайёрлаш;</li> <li>✓ якуний хулоса ва вазият ечимининг амалий аспектларини ёритиш</li> </ul>

**Кейс.** Тизим синтезининг асосий вазифаси ўртача квадратик хатонинг минимал қийматини келтирадиган тизим параметрларини аниқлаш



### Кейсни бажариш босқичлари ва топшириқлар:

- Кейсдаги муаммони келтириб чиқарган асосий сабабларни белгиланг (индивидуал ва кичик гуруҳда).
- Двигателнинг қувватини пасайиш сабабларини муҳокама қилинг (жуфтликлардаги иш).

## НАЗАРИЙ МАТЕРИАЛЛАР МАЗМУНИ

### 1-мавзу. Автоматик бошқариш тизимларнинг математик модели.

#### Режа:

1. АБТларнинг математик модели.
2. АБТларнинг узатиш функцияси.
3. АБТларнинг динамик характеристикаси.

#### Таянч сўз ва иборалар.

Ростлаш объекти, математик модел, моделлаш, объект, тавсифни, алгоритм, автоматик тизим, узатиш функциялари, чизикли, частота, ёпиқ, очик, тизимлар, статик, динамик, характеристика.

#### 1. АБТларнинг математик модели.

Ростлаш объекти ва АРТ элементлари хусусиятларини тавсифлашда математик моделлаш усули қўлланилади. **Математик моделлаш** – моделларни қуриш ва ўрганиш босқичларини ўз ичига олади. Бунда, ўрганилаётган объект ўрнига модел деб аталувчи моддий объект олинади. Ўрганилаётган объектга ўхшаш моделнинг жараёнлари бошқа физик ҳодисага мос, лекин бир хил тенгламалар билан тавсифланади. Математик моделлар ҳисоблаш машиналари ёки тўғри аналогли қурилмаси орқали амалга оширилади. Ҳисоблаш машиналарида ўрганилаётган ҳодиса ёки жараённинг математик тавсифини бир қатор элементар математик операсиялар бажариб тикланади. Бу операсиялар бир нечта элементларни бир вақтда эчиш ёки битта

элементни кўп марта эчиш билан бажарилади. Тўғри аналогли моделлар, ҳисоблаш машинасидан фарқли равишда алоҳида элементларга булинмайди. Улар бошланғич нисбатларни қурилмада ўтаётган ҳодиса хусусиятларига кўра тиклайди. Бунда доимо модел ва ҳақиқий жараён параметрлари ўртасидаги бир маъноли мослашуви (танланган аналогия тизимига кўра) кўрсатиш мумкин. Ўрганилаётган объектнинг кириши ва бошқарувчи параметрлари ўртасидаги нисбатан аниқловчи тенгламалар тизими *математик тавсиф* дейилади.

Объектнинг математик моделини куриш ва уни ўрганиш бир қатор ўзаро боғлиқ бўлган босқичларни бажариш демакдир.

Моделлаш вазифасини аниқлаш:

- объектни ўрганиш ва тавсифнинг шаклланиши;
- математик тавсифни тузиш;
- моделловчи алгоритмни ишлаб чиқиш;
- олинган модел ва ҳақиқий жараённинг мослигини аниқлаш;
- моделлаш (объектнинг математик моделини тадқиқ қилиш);
- олинган маълумотни таҳлил қилиш.

**Моделлаш вазифасини аниқлаш** - барча босқичлар ичида энг муҳими, чунки математик моделлашнинг аниқ ва равшан ифодаланишидан масаланинг эчилиш йўллари келиб чиқади. Моделлашнинг мақсади турлича бўлиши мумкин, лекин уларнинг негизи ускуналарни оптимал лойиҳалаш, лойиҳалашнинг ўзини автоматлаштириш ва объектни оптимал бошқаришдан иборат. Қўйилган бу мақсадга математик тавсифнинг услубини танлаш ҳам боғлиқ.

**Объектни ўрганиш ва тавсифнинг шаклланиши** босқичида масаланинг негизидаги ҳодисалар механизми буйсунадиган функционал қонунлар аниқланади. Бубосқичга кириш ва чиқиш ўзгарувчилари; ғалаёнловчи ва бошқарувчи таъсирлар белгиланади, кириш ва чиқиш ўзгарувчилари ўртасидаги боғланиш аниқланади, дастлабки тажрибалар

утказилади. Олинган маълумотлар асосида жараённинг структурали схемаси тузилади.

**Математик тавсифни тузиш.** Эчилаётган масалага мувофиқ танланган физик модел асосида математик тенгламалар тизими ёзилади. Бу босқичда, агар имкон бўлса, тенгламанинг аҳамиятсиз аъзолари олиб ташланиб, тенгламалар соддалаштирилади. Бунда тенгламадан олиб ташланаётган аъзо масалани эчишда ҳақиқатан аҳамиятсиз эканлигига ишонч ҳосил қилиш керак.

**Моделловчи алгоритмни ишлаб чиқиш масаласи** математик тавсифнинг тенгламалар тизимини эчиш усулини топишдан иборат. Модел қандай машинада, яъни ракамли (РХМ), аналог (АХМ) ёки комбинациялашган (АРХТ) машинада амалга оширилишига кўра алгоритмни ишлаб чиқиш усули танланади. Конкрет ҳисоблаш машинасининг турини танлаш эчилаётган тенглама тури ва ҳисоблаш ҳажмига боғлиқ.

**Модел ва ҳақиқий жараённинг мослигини аниқлаш** босқичида жараённи характерловчи катталиқлар солиштирилади. Аниқлик этарли даражада булмаса, математик моделга тузатиш киритиш керак.

Моделлаш босқичида жараённинг математик модели тадқиқ қилинади, олинган маълумотлар таҳлил қилинади ва натижада конкрет амалий натижалар ишлаб чиқилади.

## **2. АБТларнинг узатиш функцияси.**

Автоматик тизимларининг динамикасини ҳисоблаш учун узатиш ва частота функциялари деган тушунча киритилиб, бу функциялар АС лар таҳлилида муҳим рол ўйнайди. Ушбу функциялар орқали частотали усуллардан фойдаланилнб, уларнинг асосида Лаплас ва Фуре ўзгартиришлари ётади. Частотали усуллар ҳам чизиқли ва айрим ҳолларда эгри чизиқли АС лар учун ҳам қўлланилади.

Энди шу ўзгартиришларни қўллаш орқали узатиш ва частота функцияларига эга бўлишни кўрайлик.

Олдинги параграфда айтиб ўтилганидек Лапласнинг тўғридан-тўғри ўзгартириш усулини ҳақиқий ўзгарувчи функциясига тадбиқ этиб, бошланғич нол шартларда оператор тенгламасига эга бўлиши мумкин:

$$A(p)x_{\text{чик}}(p)=B(p)x_{\text{кир}}(p)+c(p)z(p) \quad \text{ь (6.1)}$$

(2.29) формуладан фойдалайган ҳолда узатиш функцияси ҳақидаги ту-шунчани киритамиз. Агар чизиқли тизимлар учун суперпозитсия қонуни-ятини қўллайдиган бўлсак, (2.29) дан берилаётган ва қўзғатувчи таъсирлар учун узатиш функциясини олиш мумкин:

$$K(p) = \frac{X_{\text{чик}}(p)}{X_{\text{кир}}(p)} = \frac{B(p)}{A(p)} \quad (6.2)$$

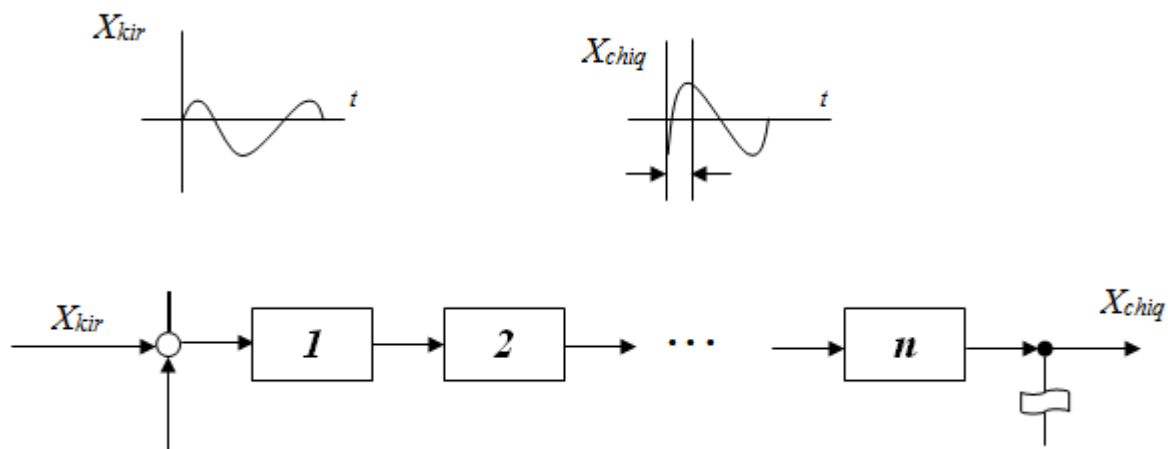
$$K,(p) = \frac{X_{\text{чик}}(p)}{Z(p)} = \frac{C(p)}{A(p)} \quad (6.3)$$

**Узатиш функцияси** - бу чиқишдаги ўзгарувчини киришдаги ўзгарувчига бошланғич нол шартлардаги нисбати орқали аниқланиб, Лаплас тасвири билан ифодаланади. Бўғин ёки элементларнинг очик ёки ёпиқ контурлари учун узатиш функциялари мавжуд бўлиб, улар ўзаро фарқлидир. Умуман олганда, узатиш функцияси оператор тенгламанинг киришдаги ўзгарувчисига турган кўпхаднинг чиқишдаги ўзгарувчисига турган кўпхадни нисбатлари орқали аниқланади.

Бундай аниқлашлилиқ шуни кўрсатадики, автоматик тизимларнинг узатиш функцияси берилаётган ёки қўзғатиш таъсирларининг турига эмас, балки функционал элементларнинг параметрларига боғлиқ экан. Узатиш функциялари баъзан **кучайтиришнинг динамик коэффиценти** деб ҳам аталади.

АС лар таҳлилида частотали усуллар алоҳида элементларнинг (бошқарнинг, объектнинг, кучайтиргичнинг ва ҳ.к.) ҳамда бутун тизимнинг частота-таси тавсифларини кўриб чиқишга асосланган. Чизиқли тизимнинг асосий тескари боғланишини узиб туриб ва -ппимни киришига синусоида шаклида таъсир киритиладиган бўлса, у ҳолда турғунлашган режимда, тизимнинг чиқишдаги

худди ўшандай частотага эга бўлган, лекин амплитуда ва фаза жиҳатидан ўзгача бўлган гармоник функцияга эга бўламиз:



1.1-расм

Очиқ тизимларининг кириш ва чиқишидаги гармоник сигналларни таҳлил қиладиган бўлсак, частота функцияси билан тавсифланадиган унинг хусусиятларини аниқлаш мумкин:

$$K(j\omega) = \frac{B(j\omega)}{A(j\omega)} = \frac{X_{\text{чик}}(j\omega)}{X_{\text{кир}}(j\omega)} \quad (1.4)$$

$K(j\omega)$  функцияси **комплекс частота функцияси** ёки соддароқ қилиб, очиқ тизимларининг **частота функцияси** деб аталади. У автоматик тизимларини ташкил этувчи элементларнинг параметрларига ва частотасига боғлиқ. **Частота функциясини** узатиш функциясидаги  $n$  ни  $j\omega$  га алмаштириш йўли билан олиш мумкин. Бундай алмаштириш бошланғич О шартларда дифференциал тенгламаларга Фурге ўзгартиришини қўллашга ўхшагандир. Частота функцияси турғунлашган мажбурий даврий ҳаракатлар учун комплекс кучайтириш коэффициентини ифодалайди ва (1.4) формула орқали аниқланади. Махраждаги мавҳум қисмини ташлаб юбориб қуйидагига эга бўламиз:

$$K(j\omega) = \frac{B(j\omega)\bar{A}(j\omega)}{A(j\omega)\bar{A}(j\omega)} = P_0(\omega) + jB_0(\omega); \quad (1.5)$$

бу ерда  $\bar{A}(\omega)$  - махражнинг комплекс катталиги;

$P_0(w)$  ва  $Q_0(w)$  - очик тизимяр частотали функциясининг хақиқий ва мавҳум қисмлари. Комплекс катталиқни кўрсатгичли шаклда ёзадиган бўлсак, (1.5) нинг ўрнига қуйидагига эга бўламиз:

$$K(jw) = A_0(w)e^{j\varphi_0(w)}; \quad (1.6)$$

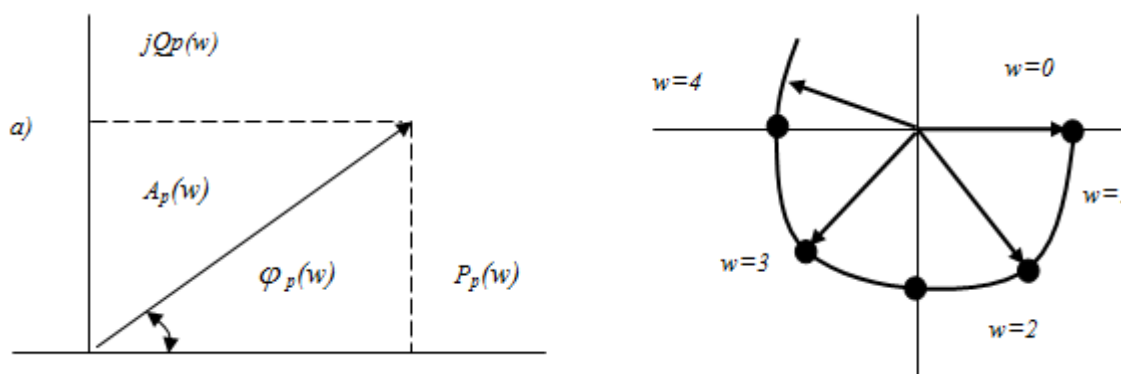
бу ерда

$$A_0(w) = |K(jw)| = \sqrt{P_0^2(w) + Q_0^2(w)} \quad (1.7)$$

$$\varphi_0(w) = \text{arctg}[Q_0(w)/P_0(w)] \quad (1.8)$$

(1.7) ва (1.8)даги  $A_0(\omega)$  ва  $\varphi_0(\omega)$  лар, мос ҳолда, комплекс катталиқнинг модули ва аргументидир. Улар  $K(jw)$  векторнинг комплекс текисликдаги катталгини ва йўналишини кўрсатади (2.3-расм). Частота функциясининг модули амплитудаларнинг кириши ва чиқишидаги қийматларини нисбатини билдиради. Шунинг учун уни берилган частотадаги амплиттуда бўйича кучайтириш коэффициентига деб ифодаланса ҳам бўлаверади.

Ҳар бир частотага аргумент ва модулни маълум бир қийматлари, яъни амплитуда ва фазаси тўғри келади. Бунда чиқишдаги ўзгарувчини амплитудаси ва частотаси частота функциялари орқали аниқланади. У элементларнинг ва тизимларининг гармоник тебранишларни киришдан чиқишгача узатиш қобилиятини белгилайди (киришдаги сигналнинг амплитудасига ва фазасига нисбатан силжиш бор ёки йўқ бўлган ҳолларда чиқишдаги амплитудани ортишини ёки камайишини кўрсатади.



2.3-расм

Ёпиқ тизимларининг частота функцияларини очик тизим частота функцияси каби кўриб чиқиш мумкин:

$$W(j\omega) = P(\omega) + Q(\omega) = A_0(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (1.9)$$

Автоматикада, частота функциялари ўтиш жараёнларини, ёки тизимларини турғун ёки нотурғун эканликларини аниқлашда кенг қўлланилади. Агар, бордию киришдаги ўзгарувчини чиқишдаги ўзгарувчига нисбати олинса, у ҳолда тескари частота функцияси ҳосил бўлади. Кўнгина ҳолларда унинг аналитик ифодаси кейинчалик ўзгартиришлар учун қулайдир. Чунки ҳар қандай реал бўғинда суратдаги кўпхад даражаси  $B(p)$  маҳраждаги кўпхад даражаси  $A(p)$  дан кичикдир. Тескари частота функцияси

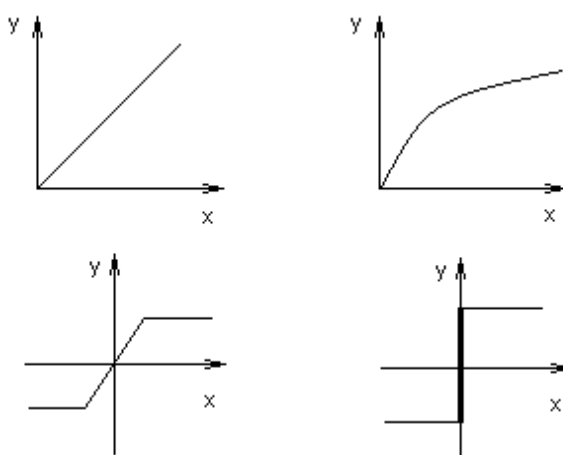
$$K^{-1}(j\omega) = A(j\omega) / B(j\omega) = 1 / K(j\omega) \quad (1.10)$$

### АБТларнинг динамик характеристикаси.

**Статик характеристика** – бу чиқувчи  $Y$  катталикнинг кирувчи катталик  $X$  дан урнатилган тартибдаги қарамлилигидир .

$$y = \phi(x)$$

Статик характеристикага кўра барча элементлар: чизиқли ва ночизиқлиларга ажратилади.



3.2. расм. Статик характеристика турлари

**Динамик характеристика** – бу чиқувчи катталик  $Y$  ни кирувчи катталик  $X$  дан вақт давомийлигидаги қарамлилигидир :

$\ddot{Y} = \phi(x, m)$ , дифференциал тенглама курилишида ёзилади.

**Динамик характеристиканинг икки тури мавжуд:**

а) **вақт характеристикаси (утувчи)** – утувчи режимда узатилаётган бўғин харакатини киришидаги поганали таъсирини курсатади,

б) **частотавий характеристика** – бу бозин чиқишида **ёрнатилаётган мажбурий тебранишларни гармоник таъсирлари орқали чакирилган бўғин киришидаги харакатларни ёритади**. Агар  $X$  ва  $Y$  ни комплекс курилишида

ёзилса ва  $\begin{matrix} \rightarrow / \rightarrow \\ y \quad x \end{matrix} \rightarrow \begin{matrix} \rightarrow / \rightarrow \\ y \quad x \end{matrix}$  муносабатлари олинса комплекс узатувчи бўғин коэффициентсенти вужудга келади :  $W(j\omega) = \begin{matrix} \rightarrow / \rightarrow \\ y \quad x \end{matrix}$

бу ерда  $j\omega$  - комплекс частота.

$$j = \sqrt{-1}j = \sqrt{-1} \text{ комплекс сон}$$

Агар частотага  $\omega$  ( 0 дан  $\infty$  гача ) булган турли хил қийматлар берилса, унда комплекс текисликда куплаб нукталар пайдо бўлади, уларни бир-бирига улашда частотали характеристика **ёки годограф хосил бўлади**.

### Динамика ва статика тенгламалари

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

$$X_{\text{ўрн}} = \beta U_{\text{ўрн}},$$

бунда  $\beta$ - кучайтириш коэффициентсенти. Чизикли тизимлар учун  $\beta = \text{сонст}$  бўлса, ночизикликлар учун  $\beta = \phi(x)$ . Бир нечта киришга эга тизимлар статик характеристикалар гуруҳи билан баҳоланади.



Тизимнинг динамик характеристикалари деб, ҳар хил таъсирлар 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 эга бўлса, уни узатиш функцияси

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} \quad (4.1)$$

бўлади, бу ерда  $y(n)$ ,  $x(n)$ - чапдан **бошланғич** шартлари нолга тенг **бўлганда** чиқиш ва кириш қийматлари орттирмасини операторли тасвирлари, агарда бир нечта киришга эга бўлса, уни (2.1) га ўхшаш узатиш функцияси ҳар бир кириш таъсири бўйича олиниши мумкин, бошқа киришлар бўйича кириш **таъсирларини** орттирмаси нолга тенг 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 эга, бунда  $c_{жс}$ ,  $b_{жс}$  тизим параметрлари орқали аниқланадиган коэффициентлар;  $n \geq m$ . Узатиш функцияси ноллари ва қутблари ҳақиқий ёки кўшма комплекс сонлар бўлиши мумкин.

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

$$x(m) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{p} \Phi(p) \right\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\omega}^{\sigma+j\omega} \frac{1}{p} \Phi(p) e^{pt} dp \quad (4.2)$$

Умумий холда  $x(t) = x_m(t) + x_e(t)$ , бунда  $x_m(m)$ - мажбурий ташкил этувчи, у поғонали бирлик таъсирида тизимни кучайтириш коэффициентига тенг;  $x_e(m)$ -еркин ташкил этувчи, тизимни янги ҳолатга ўтиш жараёнини баҳолайди. Барқарор тизимларда  $x_e(t)$ -вақт ўтиши билан нолга интилади.

Агарда кириш таъсири бирлик импульс функция бўлса, бунда олинадиган жараён импульсли ўткинчи функция деб аталади:

$$\Gamma(s) = \mathcal{L}\{1\} = \frac{1}{s};$$

$$g(t) = \mathcal{L}^{-1}\{\Phi(p)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \Phi(p) e^{pt} dp \quad (4.3)$$

$$z(m) = x^b(m) = \frac{dx_e(t)}{dt}.$$

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\Phi(j\omega) = \frac{y(t)}{x(t)} \quad (4.4)$$

Бунда  $y(t) = A_q(\omega) e^{j(\omega t + \phi_q(\omega))}$  — гармоникали чиқиш сигнали, одатда қуйидагича ёзилади:

$$\Phi(j\omega) = A(\omega) e^{j\phi(\omega)} \quad (4.5)$$

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

$$A(\omega) = \frac{A_q + (\omega)}{A_k(\omega)} = \frac{|y(t)|}{|x(t)|} \quad (4.6)$$

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

$$\varphi(\omega) = \varphi_q(\omega) - \varphi_k(\omega) \quad (4.7)$$

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

$$F(j\omega) = R(\omega) + jQ(\omega) \quad (4.8)$$

**бунда:  $R(\omega)$ - тизимни ҳақиқий частота характеристикаси,  $Q(\omega)$ - мавҳум частота характеристикаси (МЧХ).**

**Частота  $\Phi(j\omega)$ , характеристикаси (асосида) тизимни ўтқинчи  $x(t)$  характеристикаси Фур'ени тескари ўзгартириш ёрдамида олиниши мумкин:**

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} y(j\omega) \Phi(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4.9)$$

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

АФЧХ (4.5) тенгласини чап ва ўнг томонларини логарифмлаб,

$$\ln \Phi(j\omega) = \ln A(\omega) + j\varphi(\omega) \quad (4.10)$$

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 десибелл (дБ) ишлатилади.  $L$  рақам билан умумий тарзли  $A$  рақамли ўртасидаги боғланиш қуйидаги тенглама

$$L=20 \lg A, [\text{дБ}]$$

билан берилади. Мисол сифатида  $A=10$  сонига 20 дБ тўғри келади. ЛАХ ва ЛФХ тўғри бурчакли координаталари тизимида графиклар кўринишида берилади. Абсисса ўқидан логарифимли масштабда  $\omega$  частота, ордината ўқида ЛФХ қиймати десибелда, ФЧХ қиймати градусда (ёки радианда) бир текисда кўйилади.

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 модели билан қизиқишади. Тизимни математик моделини яратишда динамик звенолардан ташкил топган тузилма схемаси асос қилиб олинади. Динамик звеноларда жараёнлар физика қонунлари асосида дифференциал ёки операторли тенгламалар билан ифодаланади. АБТ битта қурилмаси бир ёки бир нечта динамик звенолар билан тақдим этилган бўлиши мумкин.

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

Умумий ҳолда элементларнинг ёки тизимларнинг дифференциал тенгламалари нозичиқлидир. Аммо мувозанат ҳолатида кичик оғишларда нозичиқ тенгламаларни тахминий чизиқли тенгламалар билан алмаштирсак бўлади. Бундай алмаштириш дифференциал тенгламаларни чизиқлаштириш

деб аталади. Ночизикли кўп ўзгарувчан функцияларни чизиклаштиришда 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 моделга эга деб фарз қилайлик:

$$\frac{dx_k}{dt} = X_k(x_1, x_2, \dots, x_n), k = 1, 2, \dots, n \quad (4.11)$$

бундаги  $x_k$  – тизим координаталари.

Агар ночизикли  $x_k(x_1, x_2, \dots, x_n)$  функциялар ўрнатилган  $x_{k0}$  – 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 этиб, (4.11) тенглама қуйидаги кўринишда ёзилиши мумкин:

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

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 ҳисобланган хусусий ҳосилалар;  $F_k=(x_1, x_2, \dots, x_n)$  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  $F_k=(x_1, x_2, \dots, x_n)$  э`тиборга олмасдан қолдирсак, ўзгармас коэффисиентларга эга оғишлар бўйича чизикли тенгламалар тизимини оламиз, улар биринчи яқинлашиш тенгламаларидир:

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

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

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

Тизимнинг иш жараёнида чиқишдаги ўзгарувчи ўлчаниб, белгиланган (берилган) қиймат билан солиштирилади (тескари алоқа қонуниятидан фойдаланилади). Агар чиқишдаги ўзгарувчини берилган қийматдан оғанлиги аниқланса, у ҳолда тизимга бошқарувчи таъсир  $X$  киритилади. Бу таъсир чиқишдаги ўзгарувчини берилган қиймат билан бир хил бўлгунча ўзгартиради.

Автоматик тизимларининг иш режимлари берилган  $X_{\text{кир}}$  ва қўзғатувчи  $Z$  таъсирларга боғлиқдир. Қўзғатувчи таъсирлар, адатда, бошқарилаётган катталикни берилган қийматларидан оғишига олиб келади. Дастлабки берилган сигнал эса объектнинг чиқишидаги ўзгарувчисини белгиланган қиймати вақт бўйича ёки бир хил ўзгармас бўлади ёки ўзгарувчан бўлади.

Бошқаришнинг **чизиқли** қонуниятлари созлагичнинг чизиқли тенгламаси билан характеристикаланади; чизиқли қонуниятда созлагич киришдаги ўзгарувчи қийматига пропорционал бўлган сигнал ишлаб чиқаради, айрим ҳолларда эса киришдаги ўзгарувчининг ҳосиласига ва интегралига пропорционал бўлган сигнал чиқаради. Шунинг учун хусусий ҳолларда бошқаришнинг чизиқли қонунияти ёки пропорционал (П-созлагич) ёки интегралловчи (И-созлагич) бўлиши мумкин. Ундан ташқари чизиқли қонуният пропорционал-дифференциалловчи (ПД-созлагич) ёки пропорционал-дифференциалловчи (ПИД-созлагич) бўлиши мумкин, одатда, дифференциалловчи бошқариш қонунияти пропорционал ёки интегралловчи қонуниятлар билан қўлланилади.

Бошқаришнинг эгри чизиқли қонуниятлари, қатор ҳолларда, махсус ҳолда ҳосил қилинади (оптимал, ўз-ўзини ростлаш ва бошқа тизимлар). Бу билан автоматик тизимлар белгиланган сифат даражасига етказилади. Бу

қонуниятлар созлагичлар характеристикасининг эгри чизиқлилиги билан ёки логик элементларнинг мавжудлиги билан характерлариши мумкин.

Чунки улар созлагич тузилишини ўзгартирадилар. Эгри чизиқли бошқариш қонуниятлари автоматик тизимларга алоҳида хусусиятлар киритади.

### **Назорат саволлари**

1. Тизимларининг динамик тенгламалари деганда нимани тушунасиз?
2. Бошқариш жараёнларининг тенгламаси деб нимага айтилади?
3. Типик кириш сигналларига нималар киради?
4. Статистик ва динамик характеристикалар хақида нималарни биласиз?
5. Узатиш функциялари хақида нимани биласиз?
6. Лаплас ва Фуре ўзгартиришлари нималардан иборат?
7. Кучайтиришнинг динамик коэффициентлари деб нимага айтилди?
8. Очик тизимларининг частота функцияси деб аталади?
9. Тесқари частота функцияси кандай кўринишга эга?
10. Математик моделлаш нима?

### **Фойдаланилган адабиётлар**

1. [Norman S. Nise](#). Control Systems Engineering. New York, John Wiley, 7 edition, 2015. – 944 p.
2. Katsuhiko Ogata. Modern Control Engineering. Pearson Higher Ed USA, 5 edition 2009. -912 p.
3. Юсупбеков Н.Р., Мухаммедов Б.И., Гуломов Ш.М. Технологик жараёнларни назорат қилиш ва автоматлаштириш: техника олий ўқув юртлари талабалари учун дарслик. - Т.: Ўқитувчи, 2011.-576 б.
4. Технологик жараёнларни автоматлаштириш асослари: Ўқув қўлланма. 1,2-қисм. Юсупбеков Н.Р., Игамбердиев Х.З., Маликов А.В. - Тошкент: ТошДТУ, 2007.
5. Севинов Ж.У. Автоматик бошқариш назарияси. Ўқув қўлланма.- Тошкент:Фан ва технологиялар, 2017. -248б.

## 2-маъруза: Элементар звенолар ва уларнинг характеристикалари.

### Режа:

1. Элементар звенолар ва уларнинг характеристикалари

2. Биринчи тартибли инерциал (апериодик) звено

#### 1. Элементар звенолар ва уларнинг характеристикалари

АБСларининг звенолари ҳар хил физикавий табиатга, ишлаш принципага, конструктив формага ҳамда схемаларга бўлиниши мумкин. Лекин бу звеноларнинг динамик хусусиятларини ўрганишда, тадқиқ қилишда унинг чиқишидаги ҳамда киришидаги катталикларни боғловчи тенглама муҳим роль ўйнайди.

Математик ифодаси дифференциал тенглама билан ифодаланадиган звеноларга *динамик звено* дейилади.

Типик динамик звено деб, тартиби иккидан юқори бўлмаган дифференциал тенглама билан ифодаланадиган звеноларга айтилади. Уларга асосан қуйидаги звенолар киради:

1. Инерциясиз (пропорционал, кучайтирувчи) звено.
2. Биринчи тартибли инерциал (апериодик) звено.
3. Идеал интегралловчи звено.
4. Идеал дифференциалловчи звено.
5. Тебранувчи звено.
6. Биринчи тартибли тезлатувчи звено.
7. Иккинчи тартибли тезлатувчи звено.

Қуйида шу звеноларнинг вақт ҳамда частотали характеристикаларини кўриб чиқамиз.

**1. Инерциясиз (пропорционал, кучайтирувчи) звено.** Бу звенонинг умумий тенгламаси қуйидагича ифодаланади:

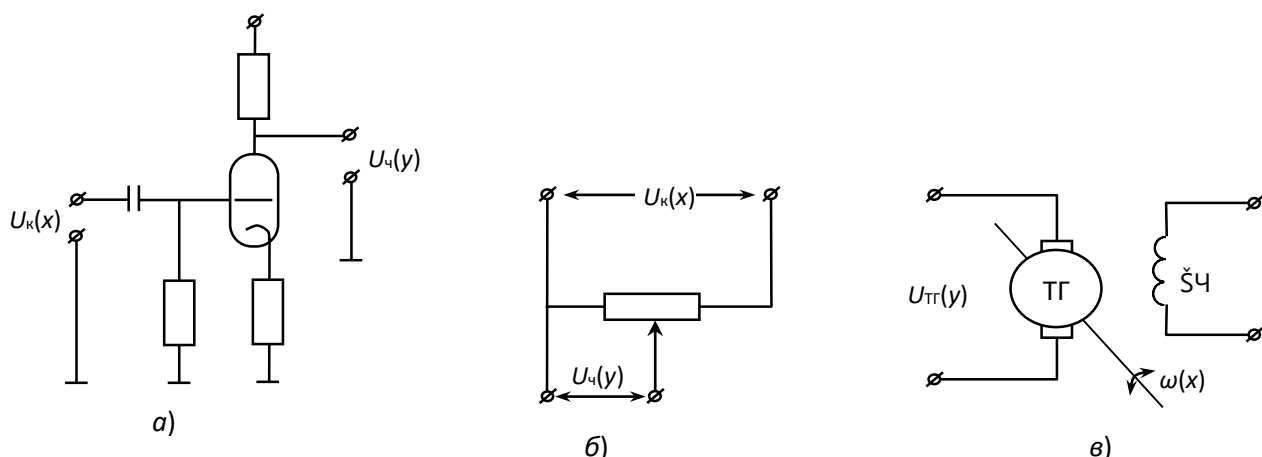
$$y(t) = K \cdot x(t), \quad (5.1)$$

бу ерда  $K$  – узатиш коэффициентини.

Бундай звенонинг чиқишидаги катталик киришидаги катталикка нисбатан пропорционал равишда ўзгаради.



Бу звенога электрон кучайтиргич, потенциометр, тахогенератор каби элементлар мисол бўла олади (1-расм.)



5.1-расм. Электрон кучайтиргич (а); потенциометр (б); тахогенератор (в), бу ерда «ω» ўқнинг айланиш тезлиги.

(5.1) тенгламага Лаплас алмаштиришларини киритамиз

$$y(p) = K \cdot x(p), \quad (5.2)$$

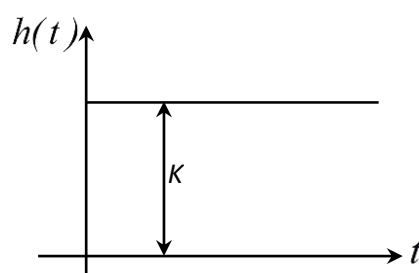
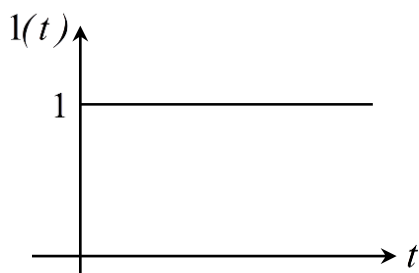
бундан

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = K. \quad (5.3)$$

Шундай қилиб, пропорционал звенонинг узатиш функцияси кучайтириш коэффициенти «K» га тенг бўлади.

Узатиш функцияси орқали звено ёки системанинг вақт характеристикаларини аниқлаш мумкин

$$h(t) = L^{-1} \left\{ W(p) \frac{1}{p} \right\} = L^{-1} \left\{ K \frac{1}{p} \right\} = K \cdot 1(t). \quad (5.4)$$

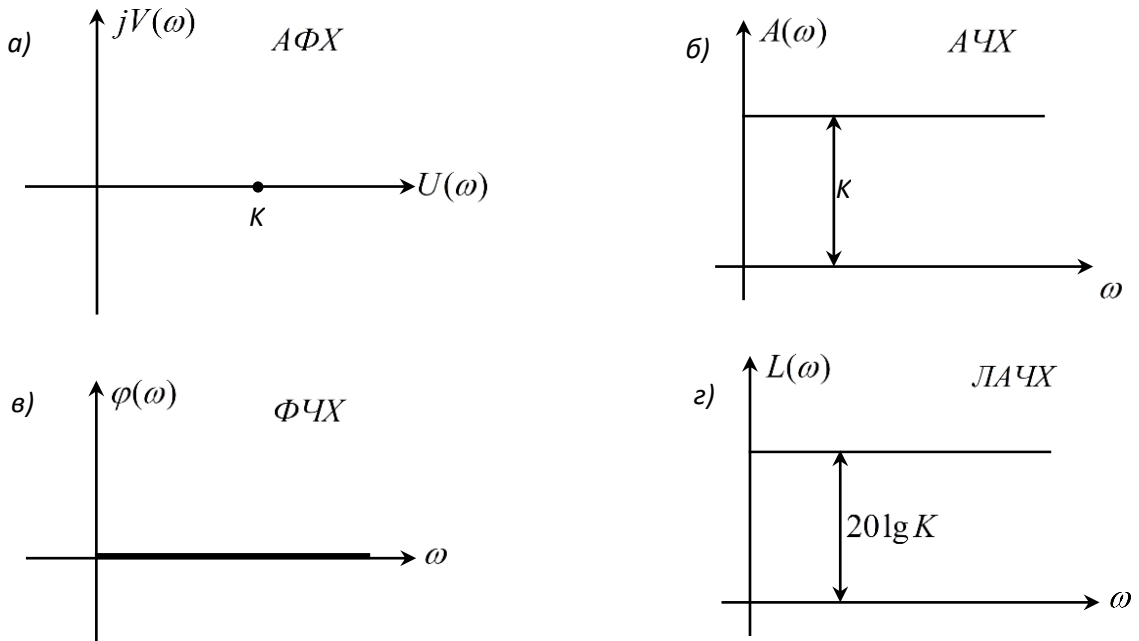


Частотавий узатиш функциясини аниқлаш учун узатиш функцияси  $W(p)$  да «p» ни «jω» билан алмаштирилади

$$W(j\omega) = K; \quad A(\omega); \quad \varphi(\omega) = 0,$$

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

Бу звеноларнинг частотали характеристикалари 5.2-расмда келтирилган.



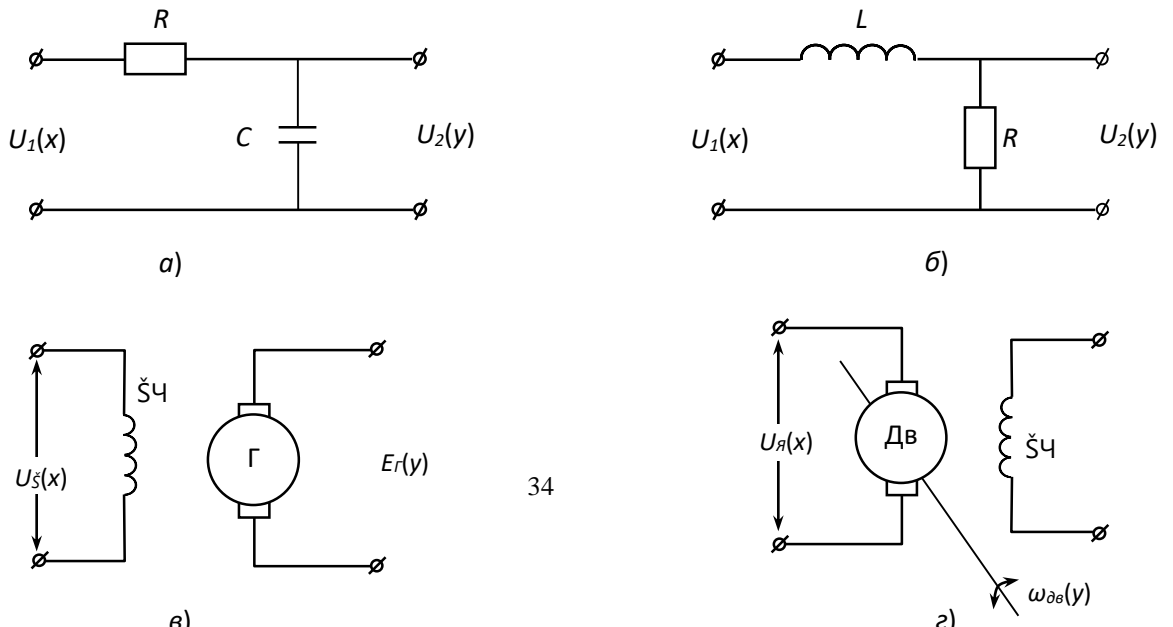
5.2-расм. Амплитуда-фазали (а); амплитуда-частотали (б); фаза-частотали (в); логарифмик амплитуда частотали (г) харакетистикалар.

**2. Биринчи тартибли инерциал (апериодик) звено.** Бу звенонинг тенгламаси қўйидаги кўринишга эга.

$$y(t) + T \frac{dy(t)}{dt} = K \cdot x(t) \quad (5.5)$$

бу ерда  $K$  – узатиш коэффициенти;  $T$  – вақт доимийлиги.

RC, RL – занжирлари, ўзгармас ток генератор ива двигателлари бу звенога мисол бўла олади (5.3-расм).



**5.3-расм. RC занжири (а); LR занжири (б); ўзармас ток генератори (в); ўзармас ток двигатели (г).**

(5.5) тенгламага Лаплас ўзгартиришини киритиб, бу звенонинг узатиш функциясини аниқлаймиз

$$y(p) + Tp \cdot y(p) = Kx(p),$$

бундан

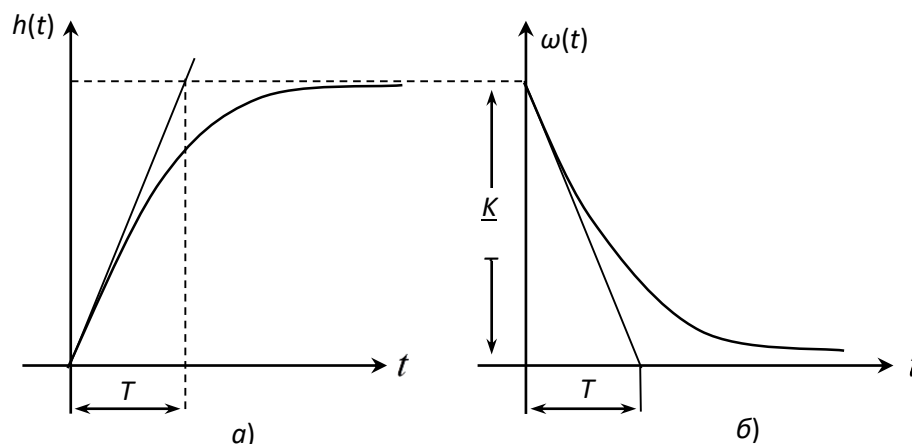
$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{K}{1 + Tp}. \quad (5.6)$$

Инерциал звенонинг ўткинчи функцияси

$$h(t) = L^{-1} \left\{ W(p) \frac{1}{p} \right\} = L^{-1} \left\{ \frac{K}{1 + Tp} \cdot \frac{1}{p} \right\} = K(1 - e^{-\frac{t}{T}})1(t) \quad (5.7)$$

экспонента қонуни бўйича ўзгаради (5.4-расм). Импульсли ўткинчи функцияни қуйидагича аниқлаш мумкин (5.4б-расм).

$$\omega(t) = h'(t) = L^{-1} \{ W(p) \} = L^{-1} \left\{ \frac{K}{1 + pT} \right\} = \frac{K}{p} e^{-\frac{t}{T}} 1(t) \quad (5.8)$$



4-расм. Ўткинчи характеристика (а); импульсли ўткинчи характеристика (б).

Звенонинг частотали узатиш функциясини ҳамда унинг частотали характеристикаларини аниқлаш учун узатиш функцияси  $W(p)$  да « $p$ »ни « $j\omega$ » билан алмаштириш керак (5.5-расм).

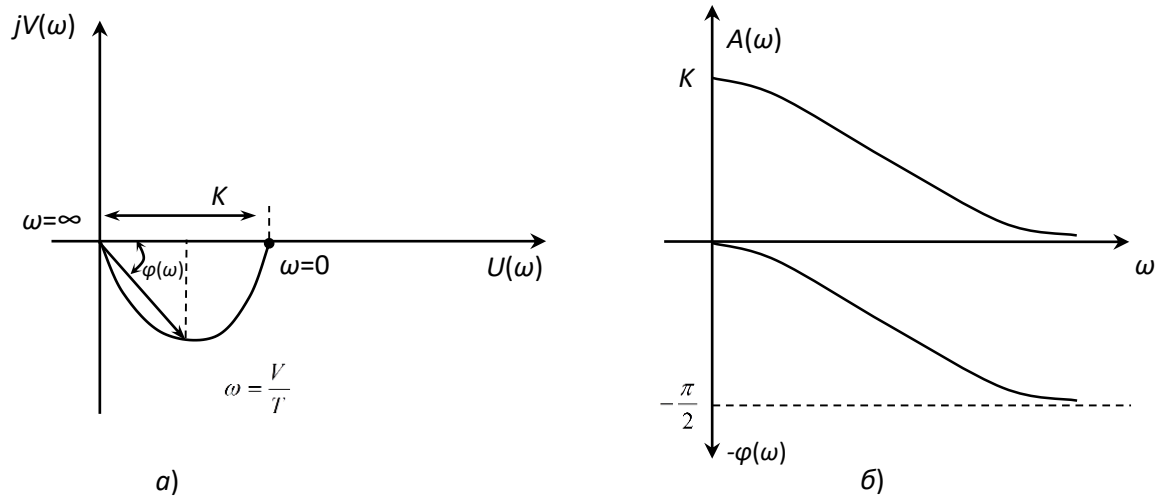
$$W(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega T} = \frac{K(1 - j\omega T)}{(1 + j\omega T)(1 - j\omega T)} = \frac{K}{(1 - \omega^2 T^2)} - j \frac{K\omega T}{(1 + \omega^2 T^2)} = U(\omega) + jV(\omega)$$

$$U(\omega) = \frac{K}{(1 - \omega^2 T^2)} \text{ — ҳақиқий қисм;}$$

$$V(\omega) = \frac{K\omega T}{(1 + \omega^2 T^2)} \text{ — мавҳум қисм.}$$

$$A(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)} = \frac{k}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)} = -\arctg \omega T;$$



5.5-расм. Амплитуда-фазали характеристика (а); амплитуда-частотали ва фаза-частотали характеристика (б).

Звенонинг логарифмик амплитуда частотали характеристикаси (ЛАЧХ) қуйидаги ифода ёрдамида аниқланади:

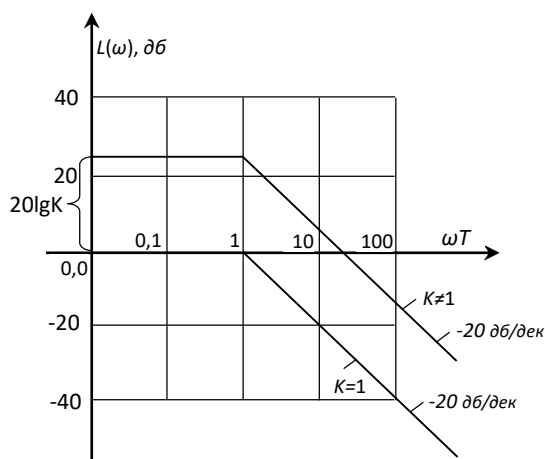
$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega) = 20 \lg \left[ \frac{K}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \right] = 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{1 + \omega^2 T^2} .$$

Бу звенонинг асимптотик ЛАЧХни

$$L_a(\omega) = \begin{cases} 20 \lg K, & 0 < \omega < 1 \text{ ёки } 0 < \omega < \frac{1}{T} \text{ бўлганда ,} \\ 20 \lg K - 20 \lg \omega T, & \omega T > 1 \text{ ёки } \omega > \frac{1}{T} \text{ бўлганда ,} \end{cases}$$

тенглама билан ифодаланади.

Шундай қилиб, частотанинг  $0 < \omega < \frac{1}{T}$  оралиғидаги қийматларида  $K=1$  бўлганда  $L(\omega)$  характеристикаси абсцисса ўқи билан мос тушади, чунки  $L(\omega) = 20 \lg 1 = 0$ . Агар  $K \neq 1$  бўлса, унда шу частота оралиғида  $L(\omega)$  характеристикаси  $20 \lg K$  баландликда абсцисса ўқиға параллел бўлган тўғри чизиқ бўлади.  $\omega T > 1$  ёки  $\omega > \frac{1}{T}$  бўлганда  $L_a(\omega) = -20 \lg \omega T$  га тенг бўлади (5.6-расм).



5.6-расм.

$$\omega T = 1, \quad L(\omega) = 0 \text{ дб};$$

$$\omega T = 10, \quad L(\omega) = -20 \text{ дб};$$

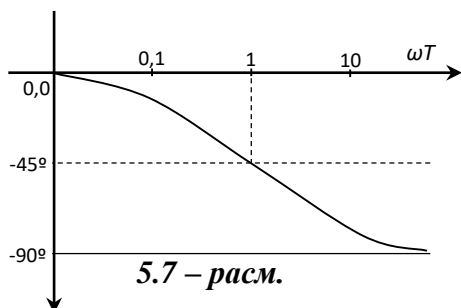
$$\omega T = 100, \quad L(\omega) = -40 \text{ дб}.$$

Шундай қилиб, инерциал звенонинг ЛАЧХ си туташ частота  $\omega = \frac{1}{T}$  ёки  $\omega T = 1$  гача ҳеч қандай ўзгаришсиз қолади ва шу частотадан кейин  $-20$  дБ/дек оғиш бўйича ўзгаради.

Ҳақиқий ЛАЧХ  $L(\omega)$  асимптотик  $L_a(\omega)$  характеристикадан бирмунча фарқ қилади ва бу фарқ фақат туташ частота  $\omega = \frac{1}{T}$  ёки  $\omega T = 1$  да энг ката қийматга эга бўлиб, у тахминан  $-3,03$  дБ га тенг, яъни

$$L(\omega) = L(1) = -20 \lg \frac{1}{\sqrt{1+(1)^2}} = -20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -3,03 \text{ дб}.$$

Амалиётда ЛАЧХ ни аниқ кўриш талаб қилинмайди. Шунинг учун уни иккита бир-бири билан тутушган тўғри чизик кўринишида қурилади. Логарифмик фаза-частотали характеристика  $\varphi(\omega) = -\arctg \omega T$  ифода ёрдамида аниқланади (5.7-расм).



5.7 – расм.

$$\omega T = 0, \quad \varphi(\omega) = 0^\circ;$$

$$\omega T = 1, \quad \varphi(\omega) = -45^\circ;$$

$$\omega T = \infty, \quad \varphi(\omega) = -90^\circ.$$

Туташ  $\omega = \frac{1}{T}$  ёки  $\omega T = 1$  частотада  $\varphi(\omega) = -\arctg 1 = -45^\circ$  га тенг бўлиб, шу

частотага нисбатан ЛФЧХ нинг симметриялиги унинг ўзига хос характерли фазилати ҳисобланади.

### 3. Идеал интегралловчи звено. Бу звено

$$y(t) = K \int_0^t x(t) dt, \quad (5.9)$$

тенглама билан ифодаланади. Бу ерда  $K$  – узатиш коэффициенти. Унга электр сифим, индуктивлик, айланма ўқ ва х.к. мисол бўла олади.

(5.9) тенгламани Лаплас бўйича тасвири қўйидаги кўринишга эга:

$$y(p) = \frac{K}{p} x(p), \quad (5.10)$$

звенонинг узатиш функцияси

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{K}{p}. \quad (5.11)$$

Бу звенони яна астатик звено деб ҳам юритилади.

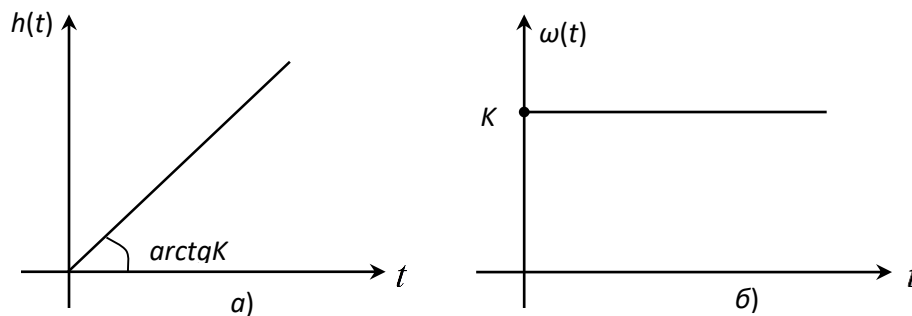
Интеграл звенонинг ўткинчи функцияси

$$h(t) = L^{-1} \left\{ W(p) \frac{1}{p} \right\} = L^{-1} \left\{ \frac{K}{p} \cdot \frac{1}{p} \right\} = K \cdot t \cdot 1(t) \quad (5.12)$$

ва импульсли ўткинчи функцияси (вазн функцияси)

$$\omega(t) = h'(t) = K \quad (5.13)$$

5.8б-расмда келтирилган.



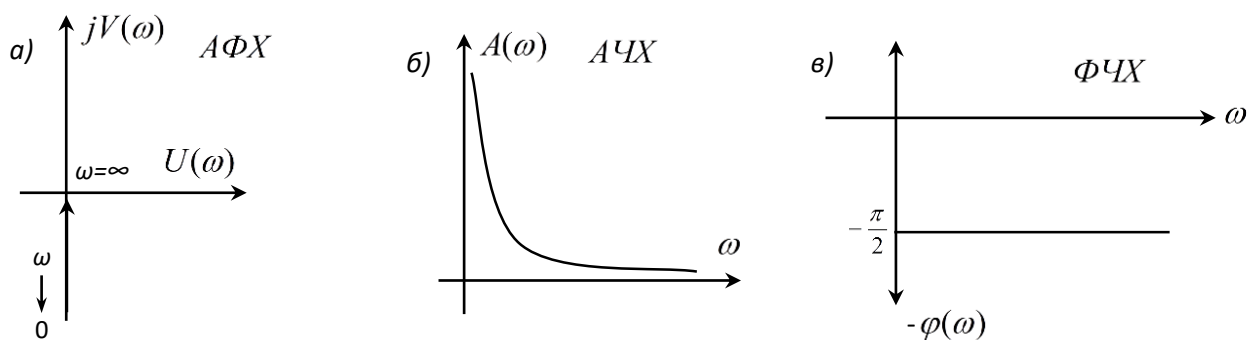
5.8-расм. Ўткинчи характеристика (а); импульсли ўткинчи характеристика (б).

Интеграл звенонинг частотали узатиш функцияси

$$W(j\omega) = \frac{K}{j\omega} = \frac{K}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (5.14)$$

бўлиб, унда  $A(\omega) = \frac{K}{\omega}$  – амплитуда частотали функция;  $\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}$  – фаза

частотали функциялар (5.9-расм).

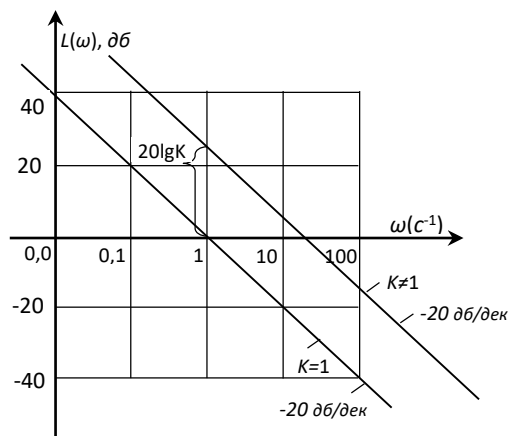


5.9-расм. Амплитуда-фазали (а); амплитуда-частотали (б); фаза-частотали (в) харакетистикалар.

Звенонинг АФХ си (5.14) ифодага мувофиқ комплекс текислигининг манфий мавҳум ўқи билан мос тушади ва частота  $0 < \omega < \infty$  бўлганда координата ўқи бошига томон йўналган бўлади.

Логарифмик амплитуда частотали харакетистика (ЛАЧХ)

$L(\omega) = 20 \lg A(\omega) = 20 \lg \frac{K}{\omega} = 20 \lg K - 20 \lg \omega$  ифода ёрдамида аниқланади (5.10-расм).



- $\omega = 1, \quad L(\omega) = 0 \text{ dB};$
- $\omega = 10, \quad L(\omega) = -20 \text{ dB};$
- $\omega = 100, \quad L(\omega) = -40 \text{ dB};$
- $\omega = 0,1, \quad L(\omega) = 20 \text{ dB};$
- $\omega = 0,01, \quad L(\omega) = 40 \text{ dB}.$

5.10- расм.

Демак, бу звенонинг  $L(\omega)$  характеристикаси координаталари  $\omega = 1$  ва  $20 \lg K$  бўлган нуқтадан ўтган оғма тўғри чизиқ бўлиб, частота бир декадага кўпайганда  $L(\omega)$  ординатаси 20 дБ га камаяди. Шунинг учун  $L(\omega)$  характеристикасининг оғиши -20 дБ/дек (минус 20 децибелл бир декадага деб ўқилади).

### Назорат саволлари

1. Тизимларининг динамик тенгламалари деганда нимани тушунасиз?
2. Бошқариш жараёнларининг тенгламаси деб нимага айтилади.?
3. Типик кириш сигналларига нималар киради?
4. Статистик ва динамик характеристикалар хақида нималарни биласиз?
5. Узатиш функциялари хақида нимани биласиз?
6. Лаплас ва Фуре ўзгартиришлари нималардан иборат?
7. Кучайтиришнинг динамик коэффициенти деб нимага айтилди?
8. Очик тизимларининг частота функцияси деб аталади?
9. Тескари частота функцияси кандай кўринишга эга?

### Фойдаланилган адабиётлар

1. [Norman S. Nise](#). Control Systems Engineering. New York, John Wiley, 7 edition, 2015. – 944 p.
2. Katsuhiko Ogata. Modern Control Engineering. Pearson Higher Ed USA, 5 edition 2009. -912 p.
3. Юсупбеков Н.Р., Мухаммедов Б.И., Гуломов Ш.М. Технологик жараёнларни назорат қилиш ва автоматлаштириш: техника олий ўқув юртлари талабалари учун дарслик. - Т.: Ўқитувчи, 2011.-576 б.
4. Технологик жараёнларни автоматлаштириш асослари: Ўқув қўлланма. 1,2-қисм. Юсупбеков Н.Р., Игамбердиев Х.З., Маликов А.В. - Тошкент: ТошДТУ, 2007.
5. Севинов Ж.У. Автоматик бошқариш назарияси. Ўқув қўлланма.- Тошкент:Фан ва технологиялар, 2017. -248б.



### **3-мавзу: Автоматик бошқариш тизимларнинг узлуксиз сифат таҳлили.**

#### **Режа:**

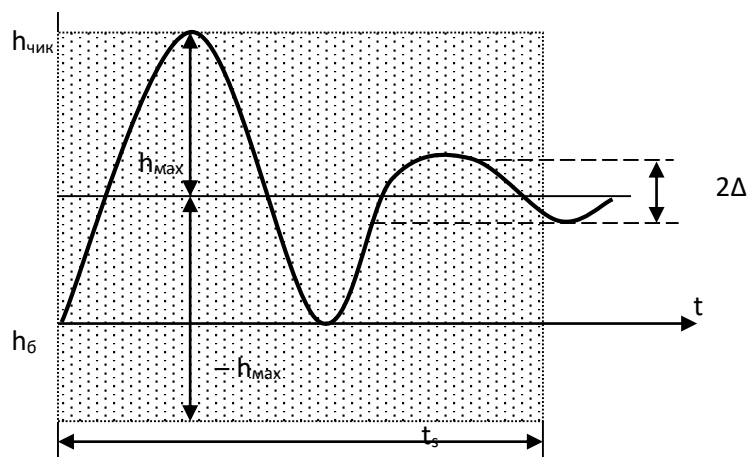
4. АБТларининг сифат кўрсаткичлари.
5. Ўтиш функциясини куриш усуллари.
6. Интеграль баҳолаш сифати.
7. Хатолик коэффициентлари.

**Таянч сўзлар ва иборалар:** хатолик коэффициентлари, поғонали сигналлар, гармоник таъсирлар, илдизли усуллари, баҳолаш.

#### **1. АБТларининг сифат кўрсаткичлари.**

Бошқариш жараёнининг сифатини таҳлил қилиш усуллари асосан икки гуруҳга бўлсак бўлади. Биринчи гуруҳга ўтиш жараёни эгри чизиғи бўйича бевосита сифатини баҳолаш (автоматик тизимларининг дифференциал тенгламаларини интеграллаш усуллари), иккинчи гуруҳга эса билвосита қўшимча усуллар (сифат мезонлари) киради. Бевосита усуллар дифференциал тенгламаларни ечишни талаб қилади; қўшимча усуллар эса дифференциал тенгламаларни ечмасдан туриб жараённинг сифатини айрим кўрсаткичларини аниқлаш имкониятини беради.

Бошқариш жараёнига бир неча хил кўринишдаги талаблар қўйилади. Шулардан бири график талабдир. График талабда шундай бир оралик белгиланадики, ундан ташқарига бошқарилувчи ўзгарувчи тизимга таъсир қилувчи ҳар қандай реал таъсирда ҳам чиқиб кета олмайди. Шу берилган ораликнинг асосий Параметрлари бўлиб ўтиш жараёни вақти  $t_c$ , берилган қиймат  $x_0$ , хатолик  $\Delta$  ва бошқарилаётган ўзгарувчининг максимал даражада ортиб кетиши  $x_{\max}$  саналадилар. Белгиланган, талаб қилинаётган сифат оралиғи ёки берилаётган таъсир бўйича бошқарилаётган ўзгарувчининг белгиланган қиймати ён-вериди бўлади, ёки берилаётган таҳмир бўйича хатоликни кўрсатувчи чизиққа нисбатан бўлади (15.1-расм).



1-расм

## Ўтиш жараёнини сифат кўрсаткичларини аниқлаш.

### Ўтиш жараёнлари

Созланаётган объектлар ва уларнинг автомат созлагичлари эксплуатация қилиш жараёнида кўпинча номувозанат ҳолатларда бўлганликлари сабабли уларнинг Параметрлари вақт давомида ўзгарувчан бўлиб туришлиги билан тавсифланади. Созланаётган объектнинг ёки созлагичнинг номувозанат режимларда ишлашининг давомийлиги уларнинг динамик хусусиятлари оқали аниқланади, янги бир режимдан иккинчи режимга ўта олиш қобилияти, яна берилган режимга қайта олишлиги, бўзилган мувозанатга чиқа олишлиги билан белгиланади.

Шу сабабли АБТ элементларининг динамик хусусиятлари ўтиш жараёни орқали аниқланади. Ўтиш жараёни қанчали қисқа вақтларни эгалласа, Параметрларнинг берилган қийматлардан оғиши шунчалик кам бўлиб, элементларнинг динамик хоссалари шунчалик яхши бўлади. Шунинг учун динамик хусусиятларни баҳолаш учун ёки ўтиш жараёни тавсифиятини қуриш керак ёки шу ўтиш жараёнини тавсифловчи ёрдамчи Параметр-ларнинг қийматларини аниқлаш керак бўлади. Элементнинг динамик хусусиятлари ҳақида ўтиш жараёнининг тавсилотини таҳлил қилиш орқали тасаввурга эга бўлиш мумкин. Бунинг учун эса, албатта, дифференциал тенгламаларни билиш керак бўлади. Шу тенгламани (умумий интегрални) ечими эса ўтиш жараёнининг математик ифодасидир.

Авваллари ҳам созлаш объектларининг, автомат созлагичларнинг дифференциал тенгнамалари олингандир. Масалан, ички ёниш двигатели, совутиш камераси, ҳавза, ресивер, трубокомпрессор, қаттик тескари боғла- нишли серводвигател кабиларнинг тенгнамалари ёки уларнинг оператор кўринишлари биринчи даражали динамик тенгнамаларни акс эттириб, ўзгармас коэффицентлари бўйича бир жинсли эмасдирлар. Шу айтиб ўтилган элементларнинг динамик хусусиятларини баҳолаш учун эса шулардан бирортасини ўтиш жараёнини кўриб чиқиш етарлидир; (масалан двигателникини).

Ўтиш жараёнининг тавсифисини кўришда суперпозитсия қоидасидан фойдаланиш қулайроқдир. Бунинг мазмуни қуйидагидан иборат:  $\varphi = f(t)$  кўринишида ифодаланувчи ўтиш жараёни бир Пайтнинг ўзида қабул қилинган мураккаб таъсир  $K^{\alpha}_0 \alpha + K^k_{0p_k} - K^{\alpha}_0 \alpha_0$  ниит натижаси бўлиш билан бир қаторда учта ўтиш жараёнининг алгебраик йиғиндиси кўринишида олиши мумкин. Бу эса двигателга алоҳидадан таъсир этаётган  $K^{\alpha}_0 \alpha$ ,  $-K^k_{0p_k}$  ёки  $K\alpha_0 \alpha_0$  каби таъсирларнинг натижасида олинган ўтиш жараёнларнинг пайдо бўлишидан келиб чиққан тавсифилардир. Шунинг учун

$$T_0 \frac{d\varphi}{dt} + \varphi = K^{\alpha}_0 \alpha + K^k_{0p_k} - K^{\alpha}_0 \alpha_0$$

(1) кўринишдаги дифференциал тенгнамани ечгандан кўра

$$\left. \begin{aligned} T_0 \frac{d\varphi}{dt} + \varphi &= K^{\alpha}_0 \alpha \\ T_0 \frac{d\varphi}{dt} + \varphi &= K^k_{0p_k} \\ T_0 \frac{d\varphi}{dt} + \varphi &= K^{\alpha}_0 \alpha_0 \end{aligned} \right\}$$

(2) кўринишдаги дифференциал тенгнамани  $\varphi_{\alpha} = f(t); \varphi_k = f(t); \varphi = f(t)$  боғлиқликлар кўринишида ечган маҳкулроқдир.

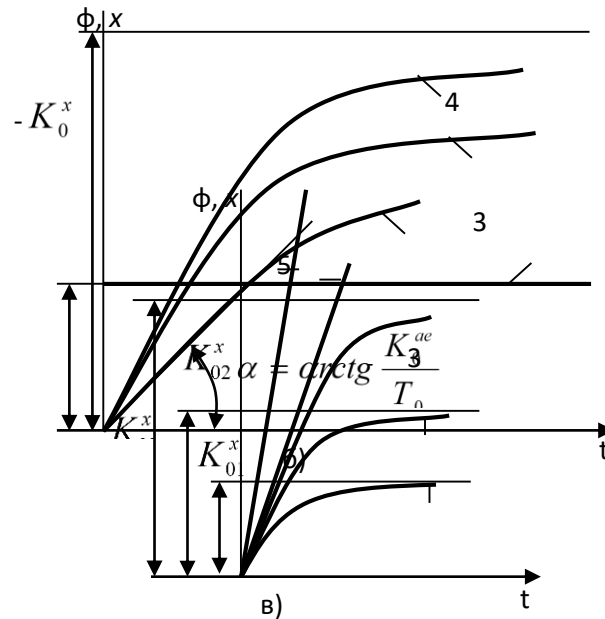
Кейин уларни йиғиндиси олинади:

$$\varphi(t) = \varphi_{ae}(t) + \varphi_k(t) + \varphi_a(t)$$

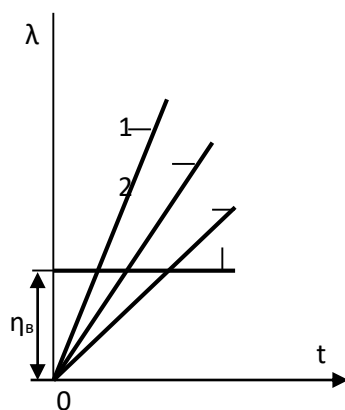
(1) формуладаги ўтиш жараёнининг хусусияти уни чап томони билан ифодалангани, ўнг томони эса фақатгина ўзгатувчи таъсирнинг қийматини билдирганлиги туфайли элементнинг динамик хусусиятини баҳолаш учун тенгламанинг умумий интегралини топишнинг ҳожати юқдир. Бунда (8.2) нинг бирорта тенгламасини, масалан биринчисини ечиш кифоядир. Бу тенгламанинг оператор кўриниши қуйидагича:

$$D_0(\Pi) \varphi = K^x_0 \varphi \quad (3)$$

Кўпчилик элементларнинг динамик хусусиятлари бир жинсли бўлмаган чизшқли динамик тенгламалар билан ифодаланади. Буларга автомат созлагичларнинг сезгир элементлари мисол бўйича олади. Агар суперпозиция қонуниятидан фойдаланилса бундай элементларнинг динамик хусусиятларини таҳлил қилиш учун маълум бир тенгламани танлаб олиб, уни ўзгартирилган шаклда ёзиб олиш мумкин.



Қуйидаги графикларда (1-расм) биринчи даражали тенгламага эга бўлган элементларнинг ўтиш жараёнларини тавсифийлари келтирилгандир.



Биринчи даражали тенгламали элементларнинг ўтиш жараёни.

а) -поғонасимон қўзғатувчи таъсир остидага, тескари боғланишга эга бўлмаган гидравлик серводвигателники ( $\eta = \eta_b = \text{сонст}$ );

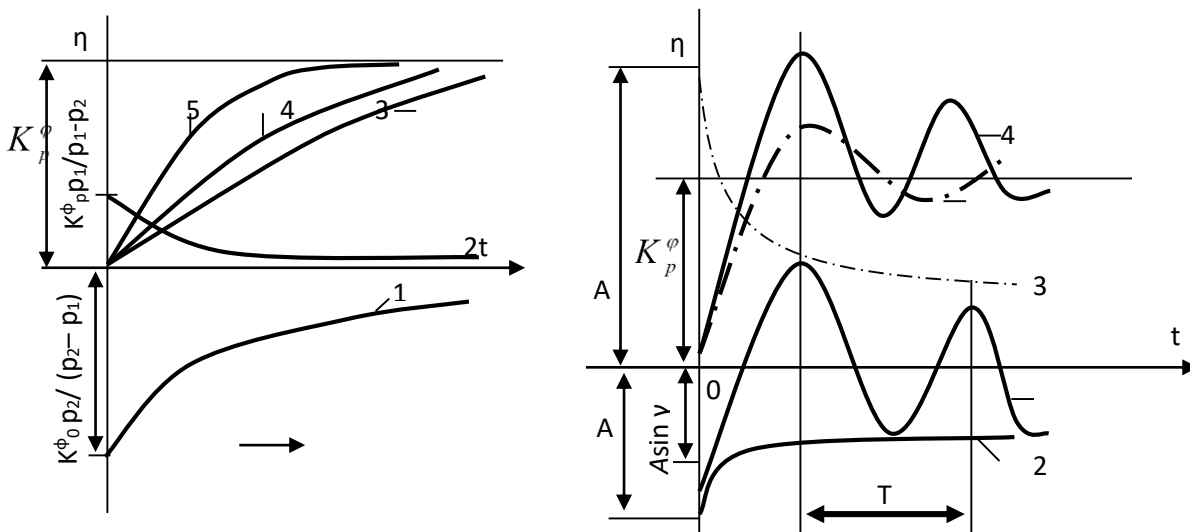
$$1 - \lambda = \phi(\tau) \text{ При } T_{C1}; 2 - \lambda = \phi(\tau) \quad T_{C2} > T_{C1};$$

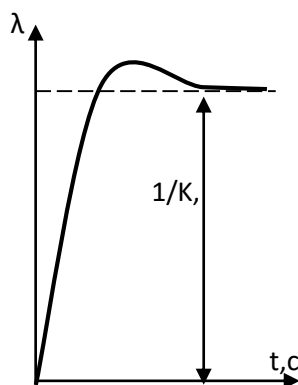
$$3 - \lambda = \phi(\tau). T_{C3} > T_{C2} \quad 4 - \eta = f(t)$$

б)  $T_0$  нинг турли қийматларида соланаётган объектни  $1 - x = \phi(\tau), 2 - \varphi = \phi(\tau)$   $T_{01} > T_0$  да;  $3 - \varphi = \phi(\tau)$ ;  $T_0$  бўлганда;  $4 - \varphi = \phi(\tau)$   $T_{02} > T_0$  да;

в) кучайтириш коэффициент  $K_0^x$  нинг турли ҳил қийматларида соланаётган объектники;  $1 - \varphi = f(t)$   $K_{01}^x < K_{02}^x$  да;  $2 - \varphi = \phi(\tau)$   $K_{02}^x$  га  $4 - \varphi = \phi(\tau)$   $K_{03}^x$  га тенг бўлганда;  $3 - \varphi = \phi(\tau)$   $K_{03}^x$  га тенг бўлганда;  $4 - \varphi = \phi(\tau)$   $\Phi = 0$  да;  $5 - \varphi = \phi(\tau)$   $\Phi_0 > 0$  да.

Иккинчи даражали тенгламага эга бўлган элементларнинг ўтиш жараёнларини тавсифилари қуйидаги кўринишда (16.2-расм)





3 –расм

Иккинчи даражали тенгламага эга бўлган элементларнинг ўтиш жараёни тавсифилари

а) а периоди кўтиш жараёнлари;  $1 - K_p^{\varphi} \frac{P_2}{P_2 - P_1} \cdot l^{P_1 t}$  ташкил этувчи;

2 -  $K_p^{\varphi} \frac{P_1}{P_2 - P_1} \cdot l^{P_2 t}$  ташкил этувчи; 3 -  $T_k > T_{кл}$  бўлгандаги ўтиш жараёни;

4) -  $T_k > T_{кл}$  ҳолдаги ўтиш жараёни;

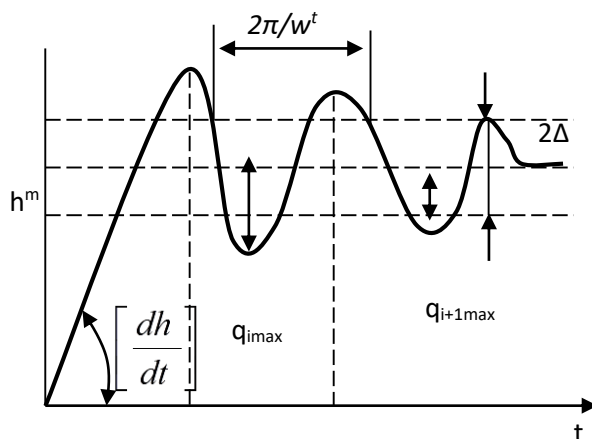
б) тебранувчи ўтиш жараёни; 1.3- $A_e^T A$  егилувчи экспоненталар,

2- $A_e^T \sin(t+\gamma)$ , бранувчи ташкил этувчилар; 4- $T_k$  даги тебранувчи жараёнлар; 5- $T_{кл} < T_k$  ҳолдаги ўтиш жараёнлари;

в) мужассамлашан тескари боғланишли серво двигателарнинг тавсифиси.

Юқори даражадаги динамик тенгламаларга эга бўлган элементларнинг ўтиш жараёнлари ҳам шу тартибда ўзига хос хусусиятларга эгадирлар.

## 2. Ўтиш функциясини қуриш усуллари.



АБТ даги ўтиш жараёнлари тизим тезкорлиги ва барқарорлигининг кўлами хақида хулоса қилишга имкон беради.

АБТ сифати тўғрисида тўла хулоса қилишга Поғонали таъсирлардаги ўтиш жараёни имкон беради. Бундай таъсирлар тизимларда кўпроқ учрайди. Хатоликларни кўрганимиздек, АРС сифати тўғрисида алоҳида топширувчи ва тойдирувчи таъсирлар остида ҳукм чиқариш мумкин. Мисол учун АРС нинг намунавий тузилишини (8.4-расм) ва, унда  $\phi=0$  бўлган ҳолатини кўрамиз.

Расмдаги  $x(t)$  функция бўйича қуйидаги сифат кўрсаткичлари белгиланади:

**1) барқарор қиймат** —  $h_{\sigma} = \lim_{t \rightarrow \infty} h(t)$  таъсир тикланиш аниқлилигини ифодалайди;

**2) ростлаш вақти**  $t_{\sigma}$  - қуйидаги шартдан аниқланади:  $t \geq t_{\sigma}$  бўлганда  $|h(t) - h_{\sigma}| \leq \Delta$ : бу ерда  $\Delta$ — тизим тезкорлигини ифодаловчи Параметр (одатда,  $\Delta = 5\% h_{\sigma}$ );

**3) чиқиш ёли катталигининг ўсиш тезлиги нуқтаи** назаридан АБТ тезкорлигини ифодаловчи ортиқча ростлашгача бўлган вақт  $t$ ;

**4) тизим тебранишларини ифодаловчи максимал ростлаш:**

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

**5) хусусий тебраниш частотаси**  $w_i = \frac{2\pi}{t}$ : давомитизимнинг

хусусий тебраниш даври.

**6) Тизимни сўнишининг логарифмик декременти**  $d_c$  тебраниш жараёнини

сўниш тезлигини ифодалайди:  $d_c = \ln \frac{q_{i \max}}{q_{i+l \max}}$  бу ерда  $q_{i \max}$  ва  $q_{i+l \max}$  — ўтиш жараёни

эгри чизигининг иккита ёнма-ён жойлашган экстремумнинг амплитудалари.

Логарифмик сўниш декременти қанча катта бўлса, ўтиш жараёнининг сўниши шунчалик тез бўлади.

**7) Созланаётган катталikka ишлов беришнинг максимал**

**тезлиги.**  $\left[ \frac{dh}{dt} \right]$

Ҳар қандай тебранувчан жараёнга эга бўлган ростлаш тизимларини кўрсатилган кўрсаткичларига қараб туриб ростланаётган катталиқни рухсат этилган оғиш оралиғидан қанчалик ортиб кетиши мумкинлигини аниқлаш мумкин.

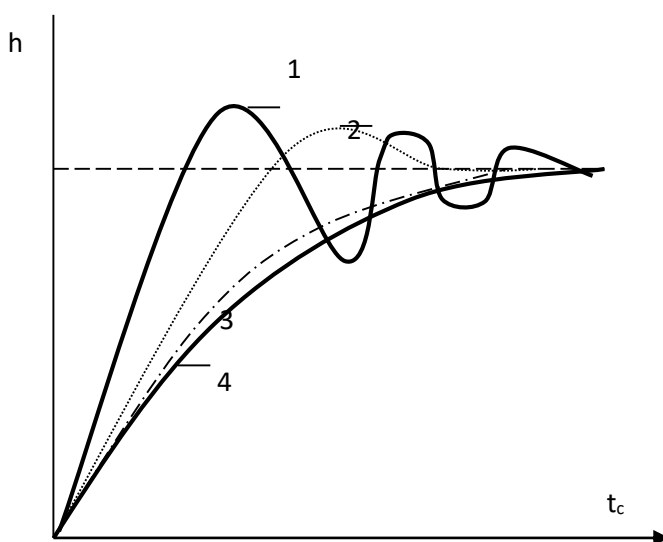
Умуман олиб қаралганда, автоматик бошқариш тизимларида 16.4-расмдагидан фарқли равишда, ўтиш жараёнлари турлича кўринишларда бўлиши мумкин. Ўтиш жараёнларининг барча кўринишларини асосан тўртта гуруҳга бўлса бўлади (16.5-расм).

**1 гуруҳ.** Тебранувчи жараён (8.5-расмдаги 1-егри чирик). Бу жараён мувозанат ҳолатидан 5% гача ортиб кетиши мумкин бўлган қайта созлаш коэффиценти билан тавсифланади.

**2 гуруҳ.** Бир қайта созлаш амплитудасига эга бўлган ўтиш жараёни (16.5-расмда 2-егри чизик).

**3 гуруҳ.** Ўзгармас жараён (3-егри чизик). Бу жараёнда созланаётган катталиқнинг ўзгариш тезлиги бутун созлаш вақти  $t_c$  ичида бўлганда бўлади.

**4 гуруҳ.** Қайта созлашсиз жараён (4-егри чизик). Бу ҳолда аниқлиқкача бутун твақт ичида бўлади.



16.5-расм. Ўтиш жараёни тавсифларининг асосий кўринишлари.

### 3. Интеграл баҳолаш сифати. Хатолик коэффицентлари.



Автоматик бошқариш тизимларида ушбу усул, яъни интеграл усули бўйича баҳолашда, бошқариш жараёни даври ичида ёл қўйилган хатоликларни барчасини йиғиндисини аниқлаш мумкин. Бу эса бошқарилаётган ўзгарувчининг қандайдир функциялари бўйича аниқ интегрални ҳисоблаш орқали амалга оширилади. Интеграл баҳолаш интеграл остидаги функция орқали тавсифланади. Интеграл остидаги функция шундай танлаб олиндики, бунда баҳолаш ўтиш жараёни сифатини яхши ёритиб бериб, текширилаётган автоматик тизимнинг тенгламалари коэффициентлари билан ифодаланшли керак.

Агар ташқи таъсир бирламчи кескин ўзгарувчи функция бўлса, у ҳолда тизимнинг ўтиш тавсифиси билан берилган қиймат  $x_0$  орасидаги фарқ бошқариш жараёнида эгри чизиқ билан берилган қиямат орасидаги юзага тенг бўлган интеграл хатолик билан характерланиши мумкин (8-7<sub>а</sub>-расм); юза қанчалик кичик бўлса шунчалик ўтиш жараёнининг сифати яхши бўлади. Бу юзанинг катталиги ўтиш жараёни вақтига ва ўтиш жараёни тавсифисининг шаклига боғлиқдир. Интеграл баҳолаш усули юзани ўтиш жараёни тавсифисини қурмай туриб ҳам ҳисоблаш имкониятини беради; яъни ўтиш жараёнини билвосита баҳолаш мумкиндир.

Интеграл баҳолаш жараёнинг иккита муҳим томонларини: сўниш тезлигини ва ўтиш жараёнидаги бошқарилаётган ўзгарувчини оғиш катталигини ифодалайди. Интеграл баҳолашнинг турли усуллари мавжуд бўлиб, уларни ишлаб чиқишда Л.И. Менделёв, А.А. Харкевич, Б.В. Булгаков, В.С. Кулебакин, А.А. Красовский, А.А. Фелдбаумлар ўз ҳиссаларини қўшишган. Шулардан айримларини кўриб чиқамиз.

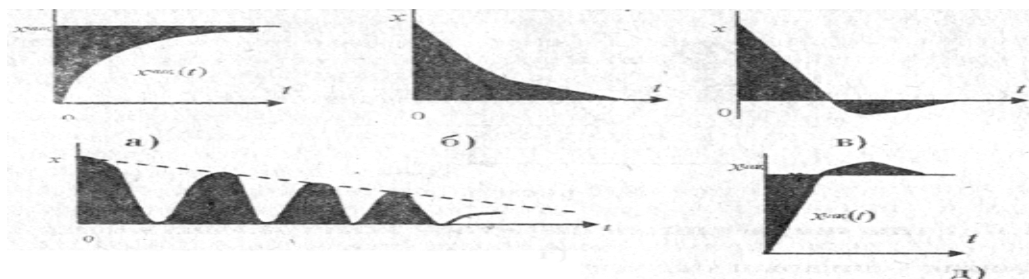
$$I_0 = \int_0^{\infty} \frac{x_0}{t}$$

16.6-расм

### **Чизиқли интеграл баҳолаш.**

$I_0$  кўринишидаги интегралбаҳолашдан ўтиш жараёни тавсифиси монотон равишда ўсувчан харак терга эга бўлса, ҳамда бошланғич қийматлар бундай

Ўсувчанлик талабларини қондирган ҳолларда фойдаланиш мумкин (16.6-расм).



В. С. Кулебакин усули бўйича  $I_0$  ни баҳолаш учун зарур бўлган ифодани топамиз. Бир жинсли дифференциал тенгламанинг кўриниши қуйидагича бўлиб,

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} + a_n x = 0 \quad (4)$$

бу ерда  $x = x_{нв}$  ва  $x_{чик}(t)$  орасидаги фаркни билдиради.

Охирга ифодадан фойдаланиб, 7.8-расмда кўрсатилган юзани ёки

$$I_0 = \int_0^{\infty} x dt = -\frac{1}{a_n} \int_0^{\infty} \left[ a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} \right] dt, \quad (16.5)$$

ёки,

$$I_0 = -\frac{1}{a_n} \left[ a_0 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + a_1 \frac{d^{n-2} x}{dt^{n-2}} + \dots + a_{n-1} x \right]_0^{\infty} \quad (6)$$

интеграл орқали аниқлаш мумкин.

Фараз қилайлик, умумий ҳолда бошланғич қийматлар қуйидаги қийматларга эга бўлсин:

$$x(0) = x_0, x^1(0) = x_1, x^{11}(0) = x_2, \dots, x^{(n-1)}(0) = x_{n-1} \quad (7)$$

У ҳолда

$$x(\infty) = x^1(\infty) = x''(\infty) = \dots = x^{(n-1)}(\infty) = 0$$

ни ҳисобга олган ҳолда мувозанат ҳолатдаги турғун тизим учун ( ) ни ўрнига

$$I_0 = \frac{a_0 x_{n-1} + a_1 x_{n-2} + \dots + a_{n-1} x_0}{a_n} \quad (8)$$

ни ёзамиз.

Кўришиб турибдики, монотон ўсиш жараёни учун, интеграл баҳолаш бошланғич қийматлар (16.8) ва дифференциал тенгламалар коэффициентлари бўйича бир мунча осон усулда аниқланар экан. (16.8) бўйича ҳисобланган  $I_0$ нинг қиймати қанча кичик бўлса, шунчалик бошқариш жараёнининг сифати яхши бўлади.

Аммо ўтиш жараёнлари тебранувчан ёки нодаврий кўринишига эга бўлса (16.6-расм), кўрилаётган юзалар  $X(t)$  графикда турли хил ишораларга эга бўлиб (16.6<sub>г</sub>-расм)  $I_0$ интеграл баҳолаш катталиги ўтиш жараёни сифатининг ҳақиқий қийматларга мос келмайди. Бундай ҳолларда интегралдан фойдаланиб  $|x|$  хатоликнинг АБТолют қийматларидан аниқланадиган  $I_1$ интеграл баҳолашни қабул қилиш мақсадга мувофиқдир. Лекин  $I_1$ ни ҳисоблаш одатда бир мунча қийиндир.

Чизиқли интеграл баҳолашнинг бошқа усуллари [А2,3] да келтирган  $I_2 = \int_0^{\infty} x^2 dt$  **Квадрат интеграл баҳолаш.** Нодаврий ва тебранувчан жараёнлар учун кўринишидаги квадрат интеграл баҳолашдан фойдаланилса яхши натижага эришиш мумкин. Бу  $x^2(t)$  эгри чизиғи ва абтсисса ўқи чегараланган юзани ифодалайди (16.8 -расм). Координаталарни дастлабки қийматларини ҳисобга олган ҳолда хатолик  $x$  га нисбатан  $I_2$ интеграл баҳолашни бир жинсли дифференциал тенгламалар орқали ҳисоблаш Л. И. Менделев томонидан таклиф этилган. Бу услубнинг ғояси шундан иборатки, дифференциал тенглама, хатоликка нисбатан, кетма-кет равишда  $x, x', x'', \dots, x^{n-1}$ га кўпайтирилиб борилаверади. Олинган  $n$  та тенгламада барча ўзгарувчилар нулга тенг деб олиниб (турғун тизим), бошланғич қийматларни ҳисобга олган ҳолда ҳадма-ҳад интегралланиб берилади.

Мисол тариқасида иккинчи даражали тенгламани кўриб чиқамиз

$$a_0 x'' + a_1 x' + a_2 x = 0 \quad (9)$$

$|x|$  ва  $|x'|$  га навбатма навбат кўпайтириб олгач, иккита тенгламага эга бўламиз, сўнгра уларни ҳадма-ҳад интеграллаймиз:

$$a_0 \int_0^{\infty} x'' x dt + a_1 \int_0^{\infty} x' x dt + a_2 \int_0^{\infty} x^2 dt = 0; \quad (10)$$

$$a_0 \int_0^{\infty} x'' x' t + a_1 \int_0^{\infty} (x')^2 dt + a_2 \int_0^{\infty} x x' dt = 0; \quad (11)$$

Белгилашлар киритиб

$$\int_0^{\infty} x^2 dt = I_2; \quad (12)$$

$$\int_0^{\infty} (x')^2 dt = I_2; \quad (13)$$

(16.12) ва (16.13) ларни интеграллагач,

$$a_2 I_2 - a_0 I_0 = a_0 x_0 x_1 + \frac{1}{2} a_1 x_0^2; \quad (14)$$

$$a_1 I_a = \frac{1}{2} a_0 x_1^2 + \frac{1}{2} a_2 x_0^2 \quad (15)$$

га эга бўламиз.

И<sub>а</sub> ни чиқариб ташлаб, а<sub>н</sub> коэффициентлар, ўзгарувчан X нинг бошланғич қийматлари ва унинг ҳосиласи x<sub>н</sub> билан аниқланадиган квадрат интеграл баҳолашни оламиз:

$$I_2 = \int_0^{\infty} x^2 dt = \frac{1}{2a_1 a_2} [(a_0 x_1 + a_1 x_0)^2 + a_0 a_2 x_0^2] \quad (16)$$

И<sub>2</sub> типигади интеграл баҳолаш Фурье ўзгартиришларидан фойдаланилган ҳолда частота тавсифилари орқали ҳам ҳисобланиши мумкин (А.А. Харкевич усули).

Фурьенинг тескари ўзгартиришини ёзамиз

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (17)$$

t < 0 бўлганда X(t)=0 бўлганлиги учун Фурьенинг тўғри ўзгартиришига эга бўламиз

$$X(j\omega) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (18)$$

$X(j\omega)$  ифодани  $X(p)$  ифодадаги  $p$  ни  $j\omega$  га алмаштириш ёли билан олинади.(16.17) га асосан

$$\int_0^{\infty} x^2 dt = \int_0^{\infty} a(t) dt \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{j\omega t} dt \quad (19)$$

(16.18) дан фойдаланиб (16.19) нинг ўрнига, частота ишорасини ҳисобга олган ҳолда

$$I_2 = \int_0^{\infty} x^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) X(-j\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega \quad (20)$$

га эга бўламиз.

(16.20) дан формула бизга маълум бўлган частота тавсифиси  $x(j\omega)$  дан  $|x(j\omega)|^2$  эгри чизиғи ва частота ўқи билан чегараланган юзани аниқлаш имкониятини беради.

Частота тавсифиси мусбат ва манфий частоталар учун хақиқий ўққа нисбатан симметрик бўлганлиги сабабли (8.21)ни ўрнига қуйидагини ёзиш мумкин:

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |x(j\omega)|^2 d\omega \quad (21)$$

Бу усул  $I_2$  ни частота тавсифилари бўйича юқори даражали тизимлар учун баҳолашда ҳисоблашларни камайтиради.

$I_2$  типдаги квадрат интеграл баҳолаш А. А. Красовский томонидан таклиф этилган, дифференциал тенгламаларнинг коэффитсиенларидан фойдаланиш нули билаи ҳам ҳисобланиши мумкин [А. 4] .

Интеграл баҳолашда хатоликларни камайтириш. Кўриб чиқилганин интеграл баҳолашлардан қайсидир интеграл баҳолашнинг қандайдир минимумларига мос келувчи тизимнинг Параметрларини ва тузилишини аниқлашд фойдаланиш мумкин. Масаланинг бундай қўйилиши кўшимча оптимал тизимларини ишлаб чиқишда учраб туради.

Агар дейлик, тизимнинг қандайдир иккита Параметрини қийматини (масалан,  $\alpha$  ва  $\beta$  ни) аниқлаш керак бўлсин. У ҳолда уни шу Параметр-ларнинг функцияси кўринишида ёзиб, уларни хусусий ҳосилаларини нолга тенглаштириб

оламиз. Система интеграл баҳолаш минимуми талабини қондирувчи номаълум Параметрлар  $\alpha$  ва  $\beta$  ни аниқлаш имкониятини беради.

$$\left. \begin{aligned} I &= f(\alpha, \beta) \\ \partial I(\alpha, \beta) / \partial \alpha &= 0 \\ \partial I(\alpha, \beta) / \partial \beta &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Аммо айрим ҳолларда кўриб чиқилган интеграл баҳолашлар кўрилаётган Параметрлар бўйича минимумга эга эмас. Бундай ҳолда ўзгача мулоҳазаларга асосланиб (статик аниқлик, турғунлик заҳираси ва ҳ.к.) белгиланган даҳа ичини интеграл баҳолаш натижасида олинган кўпгина ҳисоблашларнинг энг кичик қийматларини танлаб олишга тўғри келади.

Шуни ҳам айтиб ўтиш жоизки, кўриб чиқилган интеграл баҳолашлар камчиликлардан ҳам ҳоли эмас: интеграл катталигини билиб туриб ўтиш жараёни кўриниши ҳақида қатҳий фикр билдириб бўлмайди. Бундан ташқари интеграл баҳолаш кичик бўлган ўтиш жараёнини албатта яхши бўлади, деб ҳам бўлмайди.

Мисол учун 8.7-расмдан икки эгри чизиқни (узлуксиз ва штрихланган) солиштириб кўрайлик. Уларнинг ҳар иккисини ҳам ўтиш жараёнининг вақти бир хил: эгри чизиқлардан бири монотон ўзгаришни, иккинчиси эса тебранувчан ифодани билдиради. Монотон жараён айрим ҳолларда тебранувчан жараёнга нисбатан қўлланишга қулай, лекин тебранувчан жараён юзаси монотон жараён юзасига қараганда кичикдир. Шунга кўра  $I_2$  нинг минимал қийматларига кўра Параметрларини танлаб олиш, ушбу ҳолда, тебранувчан жараёнга асосланади.  $I_2$  қийматларини минималлаштириш натижасида олинган Параметрлар кўшимча тизимда кескин тебранувчан жараёнларга ўтишга олиб келади. Шунининг учун  $I_2$  типидagi квадрат интеграл баҳолаш чегараланиб, унинг ўрнида А.А. Красовский томонидан таклиф этилган такомиллаштирилган интеграл баҳолаш усули қўланила бошлади.

**Такомиллаштирилган квадрат интеграл баҳолаш.** Бошқариш сифатига ўтиш жараёни тезлигининг таъсирини ҳисобга олиш учун, Такомиллаштирилган интеграл баҳолашда, ҳосила  $x' = dx/dt$  нинг ва коэффициент  $\tau$  нинг қийматлари киритилгандир:

$$I_3 = \int_0^{\infty} \left[ x^2 + \tau_1^2 \left( \frac{dx}{dt} \right)^2 \right] dt = \int_0^{\infty} x^2 dt + \tau_1^2 \int_0^{\infty} \left( \frac{dx}{dt} \right)^2 dt \quad (24)$$

(16.24) дан биринчи ҳад, бизга маълум бўлган квадрат интеграл баҳолаш  $I_2$  ни ташкил этади.

Фурге ўзгартиришларидан фойдаланиб, нолғ бошланғич шартларда, қатор ўзгартиришлардан сўнг (16.24) ифодани қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$\begin{aligned} I_3 &= \int_0^{\infty} x^2 dt + \tau_1^2 \int_0^{\infty} \left( \frac{dx}{dt} \right)^2 dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |X(jw)|^2 dw + \\ &+ \tau_1^2 \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |X(jw)|^2 w^2 dw = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} (1 + \tau_1^2 w^2) |X(jw)|^2 dw \end{aligned} \quad (25)$$

Такомиллаштирилган интеграл баҳолаш дифференциал тенглама коэффициентлари орқали ҳисобланиши мумкин. Бу баҳолашдан

$$I_3 = \int_0^{\infty} \left[ x^2 + \tau_1^2 \left( \frac{dx}{dt} \right)^2 \right] dt = \int_0^{\infty} (x + \tau_1 x')^2 dt - 2\tau_1 \int_0^{\infty} x' x dt \quad (26)$$

кўринишида тавсия этилиши мумкин билан тизим Параметрлари қийматларини  $I_3$  интеграл минимуми бўйича топишда фойдаланиш мумкин.

(16.26) даги охириги интегрални ҳисоблаб туриб, ҳамда турғун тизим учун  $x(\infty) = 0$  ва хатоликнинг бошланғич қийматлари  $x(0) = x_0$  эканлигини ҳисобга олган ҳолда

$$I_3 = \int_0^{\infty} (x + \tau_1 x')^2 dt + \tau_1^2 x_0^2 \quad (27)$$

Интеграл  $I_3$  нинг энг кичик қийматлари,  $\tau_1 x_0^2$  ҳад доимий ўзгармас бўлганлиги сабабли, интегралнинг фақат минимал қийматлари оқали аниқланади

$$I_3 = \int_0^{\infty} (x + \tau_1 x')^2 dt \quad (28)$$

Агар

$$x + \tau_1 \dot{x} = 0$$

бўлса. Интеграл  $I_3$  эъ нолга тенг бўлади.

(16.29) тенглама тақсимланган ўзгарувчиларга эга бўлган тенгламани ифодалайди; у қуйидаги ечимга эга

$$x(\tau) = e^{-\tau/\tau_1} \quad (30)$$

Олинган ифода ушбу ҳолда экстремал деб аталувчи экспонентсиал эгри чизикқа тааллуқлидир.

$I_3$  интеграли минималлаштиришнинг энг яхши томони шундаки, бу экспонентага мос тушган жараён идеал жараённи тахминлайди.

Математик аппаратнинг ўзгарувчан ҳисобларидан фойдаланилган ҳола,  $X_e(\tau)$  экстремални кўрмасдан туриб ҳам системанинг танлаб олинган Параметрларида  $X(\tau)$  эгри чизик билан солиштириш мумкин. Шу мақсадда  $X(\tau)$  га тааллуқли  $I_3$  интеграл билан экстремал  $X_e(\tau)$  га тааллуқли  $I_{e3}$  интеграл орасидаги фарқ киритилади. Бу фарқ. Биринчи ўзгарувчи деб аталиб,  $X(1)$  эгри чизик  $X_e(\tau)$  билан мос тушиб қолган тақдирда, нолга тенг бўлиши керак.

Умумий ҳолда  $I_{3n}$  типидаги умумлаштирилган квадрат интеграл баҳолашдан фойдаланилади. Уни катталигини аниқлашда  $V(\tau)$  нинг квадрат шакли координата  $X$  ва унинг ҳосиласи бўйича киритилади.  $V(\tau)$  асосида  $W(\tau) = -\int V(\tau) d\tau$  ҳосила тўзилиб у  $I_{3n}$  интеграл баҳолашни ифодалайди:

$$I_{3n} = \int_0^{\infty} V(\tau) d\tau = \int_0^{\infty} -\frac{dW(\tau)}{d\tau} d\tau = -\int_0^{\infty} dW(\tau) = W(0) \quad (31)$$

Бу ерда турғунлик нуқтаи назаридан шу нарса қабул қилинганки,  $\tau \rightarrow \infty$  бўлганда  $W(\infty) = 0, \tau = 0$  да эса  $W(0)$  бўлади.  $V(\tau)$  квадрат шаклига мос келувчи  $W(\tau)$  шаклини аниқлаш А.М. Ляпунов томонидан исбот қилинган. Бу усул  $I_{3n}$  ва бошқа ҳар қандай умумлаштирилган интеграл  $I_{3n}$ ни ҳисоблаш учун қўлланилиши мумкин [А.3.4.]. Умумлаштирилган интеграл баҳолашни минималлаштириш учун ўзгарувчан ҳисоблашлар усулини қўлласа бўлади. Бу эса  $x_{en}(\tau)$  хатолик учун экстремалнинг тенгламасини топиш имкониятини беради.



## Назорат саволлари

1. Чизикли системаларни ростлашнинг сифатини баҳолаш усуллари қандай?
2. Барқарор режимларда ростлаш сифатини баҳолаш усуллари қандай?
3. Намунавий трапесиоидал характеристикаси қандай?
4. Ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичлари қандай?
5. Ночизикли системаларни хусусиятлари.
6. Ночизикли системаларнинг статик характеристикалари.
7. Ночизикли системаларда мавжуд бўладиган мувозанат ҳолатлари.
8. Ўтиш жараёнлари нима?
9. Хусусий тебраниш частотаси нима?

## Фойдаланилган адабиётлар

1. [Norman S. Nise](#). Control Systems Engineering. New York, John Wiley, 7 edition, 2015. – 944 p.
2. Katsuhiko Ogata. Modern Control Engineering. Pearson Higher Ed USA, 5 edition 2009. -912 p.
3. Юсупбеков Н.Р., Мухаммедов Б.И., Гуломов Ш.М. Технологик жараёнларни назорат қилиш ва автоматлаштириш: техника олий ўқув юртлари талабалари учун дарслик. - Т.: Ўқитувчи, 2011.-576 б.
4. Технологик жараёнларни автоматлаштириш асослари: Ўқув қўлланма. 1,2-қисм. Юсупбеков Н.Р., Игамбердиев Х.З., Маликов А.В. - Тошкент: ТошДТУ, 2007.
5. Севинов Ж.У. Автоматик бошқариш назарияси. Ўқув қўлланма.- Тошкент:Фан ва технологиялар, 2017. -248б.

#### 4-мавзу: Тасодифий таъсирларда чизиқли стационар автоматик бошқариш тизимлари (АБТ)

##### Режа:

1. АБТларида динамик аниқлик таҳлили.
2. Тасодифий таъсирларда АБТ оптимал узатиш функциясини синтезлаш.
3. Тасодифий жараёнларнинг спектрал зичлиги.

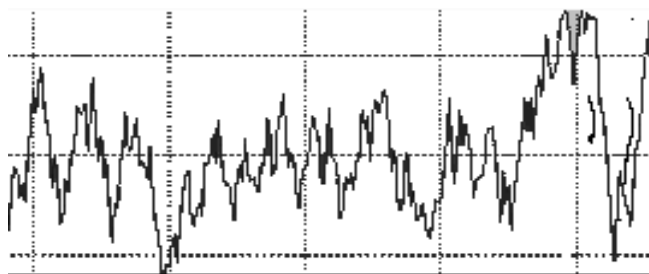
##### 1. АБТларида динамик аниқлик таҳлили.

Тасодифий функциялар ва жараёнлар билан тавсифланадиган тизимларга тасодифий сигналлар ёки стохастик тизимлар дейилади.

Тизимлардаги жараёнлар тасодифий равишда содир бўлганда энг кенг тарқалган бир нечта мисоллар.

1. Синхрон генераторда электр кучланишини тартибга солиш тизими, унинг юки кўп жиҳатдан электр энергиясини истеъмол қилишга боғлиқ (1-расм).

Шакл 1



2. Ўзгарувчан юк кўринишидаги тасодифий бузилишлар, темир йўлнинг ҳолатидан келиб чиқадиган йўқотишлар, ёмон об-ҳаво шароитида шамол шамоли ва бошқалар темир йўлларда ҳаракатланадиган транспорт воситаларини бошқариш тизимлари.
3. Шамолнинг турбулентлиги ва ўзгариши шароитида кема ҳаракатини бошқариш тизимлари

4. Киритиш сигнали ўзбошимчалик билан ёки тасодифий бўлган ва одатда назорат сигналларини ўлчаш, ҳаракатлантириш ва ўзгартириш орқали тасодифий аралашув турига эга бўлган кузатувни бошқариш тизимлари.
5. Ички ва ташқи бузилишлар натижасида пайдо бўлган тасодифий сигналлар бошқариш тизимларининг ишлашига сезиларли даражада таъсир қилиши мумкин, бу эса уларни бошқариш ва сигналларни филтрлаш орқали уларнинг таъсирини минималлаштиришни талаб қилади.

Шундай қилиб, сигналларнинг эҳтимолий хусусиятларидан келиб чиққан ҳолда ўртача квадратик хатони минималлаштириш учун тизимларни синтез қилиш вазифаси юкланади.

Ушбу муаммони ҳал қилиш учун тасодифий функциялар ва тасодифий жараёнлар назарияси асослари билан танишиш керак бўлади.

### **Тасодифий жараёнларнинг корреляцион функциялари.**

Агар  $x(t)$  тажриба натижасида у олдиндан айтиб бўлмайдиган шаклга ўтиши мумкин бўлса, функция тасодифий деб аталади. Биттадан яратилган тасодифий функциялар тўплами ва худди шу табиат тасодифий жараён деб аталади.

Тасодифий жараён бизга маълум бир физик ҳодисанинг тасодифий тавсифини беради.

Таҳлил қилиш учун мўлжалланган битта ёки кўпгина тасодифий тадбиқотлар чексиз тўпламдан намуна сифатида ўрганилади (2-расм). Агар вақт қиймати собит бўлса  $t = t_1$ , биз қийматлар тўпламини қуйидагига оламиз  $t = t_1$ . Ушбу тўплам  $x_1, x_2, \dots, x_n |_{t=t_1}$  тасодифий жараённинг кесими деб номланади.

Тасодифий жараёнларнинг асосий хусусиятлари тасодифий ўзгарувчиларнинг хусусиятларига ўхшашдир, аммо иккинчисидан фарқли ўлароқ, бу рақамлар эмас, балки функциялардир.

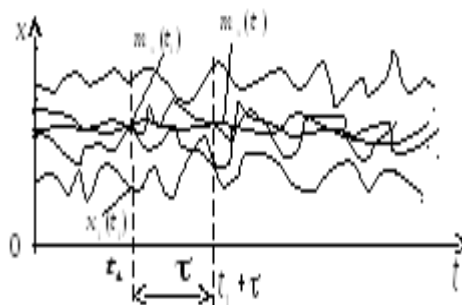


Рис.11.2.

Улар тасодифий жараённинг  $m_x(t)$  математик кутилишини бир лаҳзалик вақтга тўғри келадиган қисмининг математик кутишига тенг келадиган функция деб атайдилар  $t$  :

$$m_x(t) = M[X(t)].$$

Коррелятсия функцияси тушунчаси (автокорреляция функцияси)  $R_x(t, t + \tau)$  ҳар қандай вақт қиймати учун тасодифий жараённинг тегишли бўлимларининг ўзаро боғлиқлик моментига тенг бўлган иккита аргументнинг функциясини англатади.

$$R_x(t, t + \tau) = M[\dot{X}(t) + \dot{X}(t + \tau)],$$

бу эрда  $\dot{X}(t) = X(t) - m_x(t)$  - тасодифий функциянинг марказлаштирилган қиймати.

Қачон  $\tau = 0$  ото корреляцион вазифаси тегишли бўлимга тасодифий функцияси зид тенгдир:  $R_x(t, t + \tau)|_{\tau=0} = M[X^2(t)] = D_x(t)$ .

Кўпинча амалиётда кузатилган тасодифий жараёнлар вақт ўтиши билан маълум бир ўртача қиймат атрофида тебранишларга эга ва шу билан бирга вақт ўзгариши билан далгаланмаларнинг амплитудаси ҳам, табиати ҳам ўзгармайди. Бундай жараёнлар статсионар деб аталади.

Умуман олганда, жараён вақтига боғлиқ бўлмаган ҳаракатсиз тасодифий жараён деб аталади. Агар биз бундай хусусиятларни кутиш, ўзгарувчанлик ва автокоррелятсия функциясини олсак, статсионарлик шартлари қуйидаги шаклни олади:

$$m_x(t) = m_x = const; \quad D_x(t) = D_x = const; \quad R_x(t, t + \tau) = R_x(\tau).$$

Корреляция функцияси  $R_x(\tau)$  масофада жойлашган бўлимлар орасидаги тасодифий алоқани тавсифлайди  $\tau$ . Шунини таъкидлаш керакки, бу вақт узунлиги қаерда эканлиги муҳим эмас. Қачон  $\tau=0$  отокореласён вазифаси  $R_x(\tau)$  максимал ва зид тенг. Вақт ўсиши  $\tau$  билан бўлимлар орасидаги тасодифий алоқа сусаяди. Ушбу  $R_x(\tau)$  функцияга боғлиқлик  $\tau$  3-расмда келтирилган.

Шаклда 3 расм. Уч хил стационар жараёнларнинг корреляцион функциялари бир хил дисперсияга эга, аммо турли хил ички хусусиятларга эга. Корреляция функцияларидаги тебранишлар яширин даврийликни билдиради (егри (1), (2) ва (3) эгри чизиқлар даврий қисмларга эга эмас, ва шунинг учун бўлимлар орасидаги алоқа тезроқ заифлашади.

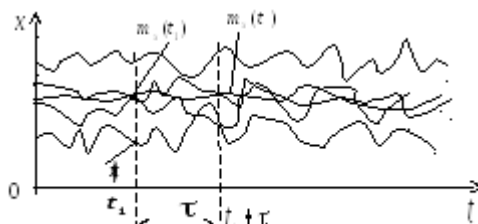


Figure 22.2



Fig. 11.3

Тасодифий статционар жараёнлар орасида эргодик жараёнлар ажралиб туради.

Тасодифий жараёнларнинг эргодиклиги амалиёт учун жуда муҳим хусусиятдир. Эргодикликнинг хусусияти бу узок давом этадиган тасодифий функцияни битта бажарилишидан тасодифий жараённинг тасодифий хусусиятларини аниқлаш қобилияти.

Эргодиклик хусусияти қуйидагича ёзилади:

$$M[X(t)] = m_x(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} x f(x, t) dx.$$

Бундан келиб чиқадики, эргодик жараён учун тасодифий функциянинг ўртача қиймати,  $x(t)$  битта амалга оширишдан амалга

оширилган  $[-T, T]$  при  $T \rightarrow \infty$ , тўпладан хисобланган ўртача қийматгача. Бизда бор:  $f(x, t)$  - бўлимда ўз вақтида аниқланган тасодифий функцияни тақсимлаш зичлиги  $t$ .

Еътибор беринг, статсионар жараён учун  $f(x, t) = f(x)$  и  $m_x(t) = m_x$ .

Статсионар эргодик жараённинг коррелятсион функцияси ифода билан

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \dot{x}(t) \dot{x}(t + \tau) dt,$$

белгиланади

бу эрда  $\dot{x}(t) = x(t) - m_x(t)$  - тасодифий функциянинг марказлаштирилган қиймати.

$$\text{АТ } \tau = 0 \quad R_x(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \dot{x}^2(t) dt.$$

## 2. Тасодифий жараёнларнинг спектрал зичлиги.

Тасодифий функциянинг таркибий қисмида юзага келадиган тебраниш частоталари бўйича тасодифий стационар функциянинг дисперсия тақсимланиши тўғридан-тўғри Фурье конвертацияси  $S_x(\omega)$ , орқали корреляция функцияси билан боғлиқ бўлган спектрал зичлик деб

$$\text{аталади } R_x(\tau): \quad S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Юқоридаги иборада корреляция функциясининг ифодасини алмаштириш, биз оламиз

$$\begin{aligned} S_x(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \dot{x}(t) \dot{x}(t + \tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \dot{x}(t) e^{-j\omega t} dt \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t + \tau) \cdot e^{-j\omega(t+\tau)} d\tau = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} X(-j\omega) X(j\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |X(j\omega)|^2. \end{aligned}$$

Шунинг учун тасодифий жараённинг спектрал зичлиги амплитуда квадратига мутаносибдир (тасодифий сигнал спектрининг кучи).

Шунинг учун спектрал зичлик кўпинча энергия частотаси спектри деб аталади.

Амалиётда корреляция функциясини спектрал зичликка қараб аниқлаш учун тескари Фуре трансформатсияси қўлланилади.

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega.$$

Бу ифода, шунингдек, тасодифий функцияси олиб варянси аниқлаш учун

хизмат қилади  $\tau = 0$  формуладан этиб  $R_x(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega$ ,

Парсевал ифодаси сифатида танилган.

### Амалий мисол

Вазифаси бир стационар тасодифий жараённинг спектрал зичлиги бир эгри куриш иборат  $X(t)$  бўлган  $R_x(\tau) = N \cdot \delta(\tau)$ .

Биз  $S_x(\omega)$  тўғридан-тўғри Фуре трансформациясидан

фойдаланишни топамиз :  $S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} N \cdot \delta(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} dt = N.$

Шуни ҳисобга олди  $e^{-j\omega\tau} \Big|_{\tau=0} = 1$ ,  $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) d\tau = 1.$

Шунинг учун спектрал зичлик эгри - абтсисса ўқиға параллел бўлган тўғри чизик (4-расм, а).

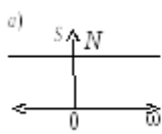
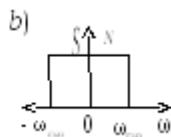


Рис 11.4



Бу саволға жараённинг барча частоталар ўз ичига олади, деган маънони англатади  $-\infty$  юқорига  $+\infty$  тенг интенсивлиги билан. Бу

жараён оқ шовқин деб аталади.

Парсевал ифодаси ёрдамида тасодифий функциянинг ўзгаришини аниқлаймиз:

$$R_x(0) = D_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} N \cdot d\omega = \frac{N \cdot \omega}{2\pi} \Big|_{-\infty}^{+\infty} = \infty.$$

Бундан келиб чиқадики, "оқ шовқин" туридаги сигнални олиш учун жисмонан имконсиз бўлган чексиз энергия манбаи зарур.

Эътибор беринг, автоматик бошқарув тизимларининг инертиyasi туфайли барча юқори частоталар кечиктирилади. Шу сабабли, частота спектри чекланган тасодифий жараённинг хусусиятларини аниқлаш қизиқ (11.4-расм, б):

$$S_x(\omega) = \begin{cases} N, & \text{avec } |\omega| \leq \omega_{\max} \\ 0, & \text{avec } |\omega| > \omega_{\max} \end{cases}.$$

Биз яна  $e^{j\omega\tau} = \cos\omega\tau + j\sin\omega\tau$ ; носимметрик чегаралардаги функциянинг нолга тенг эканлигини ҳисобга олиб, биз тақдим этадиган иборани

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{MAX}}^{\omega_{MAX}} N \cdot \cos\omega\tau d\omega = \frac{N \cdot \sin \omega_{MAX} \tau}{\pi\tau}.$$

ишлатамиз. Ниҳоят ёзиб олинг

$$D_x = R_x(0) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{N \cdot \sin \omega_{MAX} \tau}{\pi\tau} = \frac{N}{\pi} \omega_{MAX}.$$

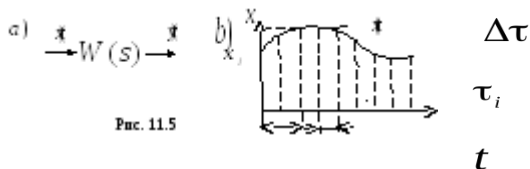
Тасодифий жараённинг тарқалиши

Шунинг учун тасодифий жараённинг энергия манбаи зарур бўлган куч, спектрал зичлиги сек. , б, частота билан чекланган  $\omega_{MAX}$ .

**Чизиқли системларнинг кириш ва чиқишида тасодифий жараёнларнинг корреляцион функциялари ва спектрал зичликлари орасидаги алоқа.**

*1. Чизиқли системларнинг кириш ва чиқишида тасодифий жараёнларнинг корреляцион функциялари ва спектрал зичликлари орасидаги алоқа.*

Биз трансфер функцияси билан тизимнинг киритиш учун қўлланилади тасодифий сигнал орасидаги муносабатларни аниқлаш  $W(s)$  чиқиши ва сигнал  $y(t)$  (расм 11,5 а).



Узунлик ва амплитуда тўртбурчаклар кетма-кетлиги сифатида экса  $t$  ва эгри орасидаги майдонни тасаввур қилинг, бу эрда (5-расм, б).  $x(t) \Delta\tau$   $x_i = x(\tau_i) \tau_i = i\Delta\tau$  Камайиши  $\Delta\tau$  билан тизимнинг ҳар бир  $i$  пулсига жавобини тизимнинг  $\delta$ -функцияга майдон билан жавоби билан алмаштириш мумкин. Тизимнинг  $\delta$ -функцияга  $A_i = x_i \Delta\tau_i$  жавоби маълум, чунки у оғирлик функцияси (импульсли жавоб) деб номланади:  $\varpi(t) = L^{-1}\{W(s)\}$ . пулс тури таъсири реактсия  $\delta(t - \tau_i)$  майдони  $A_i = x_i \Delta\tau_i$  тенг  $y(t - \tau_i) = \varpi(t - \tau_i) x(\tau_i) \Delta\tau$ .

Бир қатор импульсларга жавоб қуйидагича бўлади.

$$y(t) = \sum_{i=0}^n y(t - \tau_i) = \sum_{i=0}^n \varpi(t - \tau_i) x(\tau_i) \Delta\tau.$$



$\Delta\tau \rightarrow 0$  Бизда  $y(t) = \int_0^t \varpi(t - \tau)x(\tau)d\tau$  ва алмаштиришда бўлганда чегарага ўтиш

ўзгарувчилар  $t - \tau = \theta$   $y(t) = \int_0^t \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta$ .

Олинган иборалар Дуҳамел интегралини ёзишнинг иккита шаклини ёки иккита функцияни  $\varpi(t)$  йиғишни ва бошқаларни англатади  $x(t)$ .

Енди  $x(t)$  сигнал тасодифий, статционар ва эргодик деб фараз қилайлик. Сигналларнинг чизиқли узатилиши туфайли, чиқиш сигнали  $y(t)$  ҳам бўлади

тасодифий статсионар ва эргодик  $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta$ . Биз сигналнинг корреляцион функциясининг ифодасини топамиз  $y(t)$  Умуман олганда

$$R_y(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y(t) \cdot y(t + \tau) dt.$$

Биз бу иборани ўрнини

босамиз  $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta$  ва  $y(t + \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta)x(t + \tau - \eta)d\eta$ .

Бизда бор  $R_y(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T dt \int_{-\infty}^{+\infty} \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta)x(t + \tau - \eta)d\eta$ .

Унда  $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T dt = 1$ . ифоданинг қолган қисми қуйидагича ёзилади:

$$R_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t - \theta)x(t + \tau - \eta)dt \right] d\eta.$$

чунки  $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t - \theta)x(t + \tau - \eta)dt = R_x(\tau + \theta - \eta)$ ,

биз ниҳоят:

$$R_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta)R_x(\tau + \theta - \eta)d\eta.$$

Фақатгина ёзилган ибора, чиқиш ва киришда сигналларнинг корреляцион функциялари ўртасидаги муносабатни ўрнатади. Аммо бу иборани амалий ҳисоб-китоблар учун ишлатиш анча мураккаб. Кириш ва чиқишдаги

сигналларнинг спектрал кучлари учун содда ифода олинади. Бунинг учун тўғридан-тўғри Фурье трансформациясини қуйидагилар учун қўлланг  $R_y(\tau)$  :

$$S_y(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_y(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau =$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta) d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) R_x(\tau + \theta - \eta) d\eta \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta) \cdot e^{j\omega\theta} d\theta$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) e^{-j\omega\eta} d\eta \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau + \theta - \eta) e^{-j\omega(\tau + \theta - \eta)} d\tau.$$

Олинган ифодада  $\int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta) \cdot e^{-j\omega\theta} d\theta = W(-j\omega)$ ;  $\int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) e^{-j\omega\eta} d\eta = W(j\omega)$ ;

$$\int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau + \theta - \eta) e^{-j\omega(\tau + \theta - \eta)} d\tau = S_x(\omega).$$

Ниҳоят бизда бор

$$S_y(\omega) = W(-j\omega)W(j\omega)S_x(\omega) = |W(j\omega)|^2 S_x(\omega).$$

Шунинг учун,  $R_x(\tau)$  или  $S_x(\omega)$  бошқариш объектининг динамик хусусиятларини ҳисобга олган ҳолда, тасодифий чиқиш сигналининг хусусиятларини аниқланг объект. Худди шу ибораларни ишлатиш мумкин.

мос келадиган тизим параметрларини танлаш учун шундай қилиб, тасодифий бузилишларнинг таъсири тизимнинг ишлашини минималлаштириш мумкин.

Сигналларни чизиқли тизим орқали ўтказишда жуда муҳим бўлган алоҳида ҳолларни кўриб чиқинг.

Айтайлик, узатиш функцияси бўлган тизим  $W(j\omega) = j\omega$  тасодифий сигналга дуч келади  $S_x(\omega)$ . Кейин чиқиш сигнали учун бизда  $S_y(\omega) = \omega^2 S_x(\omega)$ . тизим икки хил фарқлаш  $S_x(\omega)$  амалга оширилганда кўпайтирилади  $\omega^4$ . Шунинг учун, тасодифий сигнални фарқлашда юқори частотали таркибий қисмлар тезроқ ва кучли равишда кучаяди, паст частотали қисмларга қараганда. Бу шуни аниқлатадики, тасодифий аралаштириш бўлса, фарқловчи хусусиятларнинг тузатиш занжири тизимга киритилиши мумкин

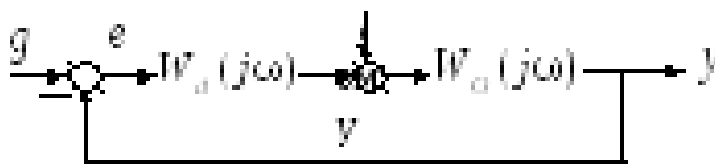
эмас. Акс ҳолда, сиз бошқариш тизимининг ишлашида сезиларли даражада ёмонлашишингиз мумкин.

Тизимнинг чиқишидаги спектрал зичлик бошқарув тизимининг хусусиятларининг ажралмас табиати бўлса, кириш жойидаги спектрал зичликка тенг. Бу шуни англатадики, юқори частотали таркибий қисмлар пасаяди ва тизим чиқишидаги сигнал текисланади.

### Тасодифий таъсирларда бўлган чизиқли системаларни ҳисоблаш.

#### Минимал ўртача квадратик хатоли чизиқли системаларнинг синтези.

Энди ташқи сигналлар тасодифий бўлган ёпиқ пастадир бошқарув тизимини кўриб чиқамиз (6-расм).



Шаклда :

- $g(t)$  - тасодифий бошқариш ҳаракати корреляция функцияси билан  $R_g(\tau)$ ;
- $f(t)$  маълум коррелятсия билан тасодифий бузилиш функцияси  $R_f(\tau)$ ;
- $e(t)$  - тизим хатоси;
- $W_o(j\omega)$  - бошқариш объектининг узатиш функцияси;
- $W_d(j\omega)$  - бошқариш мосламасининг узатиш функцияси.

Вариант 1. Айтайлик: 1)  $g(t)$  - тизимда тасодифий, статсионар ва спектрал зичликка эга бўлган битта сигнал  $S_g(\omega)$ ;

2)  $f(t) = 0$ .

Мос  $e(t)$  равишда спектрал хато зичлиги умумий ифода билан

$$S_{eg}(\omega) = |W_{eg}(j\omega)|^2 \cdot S_g(\omega),$$

$$W_{eg}(j\omega) = \frac{1}{1 + W_o(j\omega)W_d(j\omega)}$$
 узатиш функцияси қаерда

хато билан ёпиқ тизим.

Хатонинг корреляцион функциясини аниқлаш учун тескари Фуре

алмаштиришидан фойдаланиш керак  $R_{eg}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{eg}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$ .

Агар  $\tau = 0$  биз Парсевал ифодасига келсак, дейлик

$$D_{eg} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{eg}(\omega) d\omega.$$

Стандарт хато  $\beta_{eg} = \sqrt{D_{eg}}$ .

Вариант 2. Энди фараз қилайлик  $g(t) = 0$  ва  $f(t)$  бу спектрал зичликка эга тасодифий статсионар сигналдир

$$S_f(\omega).$$

Биринчи вариантдан бизда  $S_{ef}(\omega) = |W_{ef}(j\omega)|^2 \cdot S_f(\omega)$ ,

$W_{ef}(j\omega) = \frac{-W_o(j\omega)}{1 + W_o(j\omega)W_d(j\omega)}$  бошқарув объектининг киришида ташқи

безовталик сигналнинг хатоси туфайли хато туфайли ёпиқ пастадир бошқарув тизимининг узатиш функцияси қаерда. Биринчи вариантга ўхшаш:

$$R_{ef}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ef}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega.$$

$$D_{ef} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ef}(\omega) d\omega.$$

$$\beta_{ef} = \sqrt{D_{ef}}.$$

Вариант 3. Биз қуйидаги шартларни қабул қиламиз: иккита тасодифий сигнал  $g(t)$  ва бошқалар бир вақтнинг ўзида бошқарув тизимининг кириш қисмида ҳаракат қилиш  $f(t)$ . Бизнинг тизимимиз чизиқли эканлигини ёдда тутган ҳолда, суперпозитсия принтсипи унга мос келади:

$$D_e = D_{eg} + D_{ef} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ |W_{eg}(j\omega)|^2 \cdot S_g(\omega) + |W_{ef}(j\omega)|^2 \cdot S_f(\omega) \right] d\omega.$$

Агар назорат сигнали бузилиш сигнали билан коррелятсия функцияси билан боғланган бўлса, интеграл белги остидаги ифода қуйидагича

$$S_e(\omega) = \left[ |W_{eg}(j\omega)|^2 \cdot S_g(\omega) + |W_{ef}(j\omega)|^2 \cdot S_f(\omega) \right]$$

бўлади:  $+ W_{eg}(-j\omega)W_{ef}(j\omega)S_{gf}(\omega) + W_{eg}(j\omega)W_{ef}(-j\omega)S_{gf}(\omega)$ ,

$S_{gf}(\omega)$  - назорат  $g(t)$  сигналнинг ва безовта қилувчи сигналнинг ўзаро боғлиқлик функцияси қаерда  $f(t)$ .

*Ўртача квадратик хатоларнинг минимал миқдорини бошқариш  
tizimларини синтез қилиш*

Тизимни синтез қилиш пайтида иккита сигнал пайдо бўлиши мумкин бўлган вазият юзага келиши мумкин: бошқарув сигнали ва безовта қилувчи сигналлар, иккаласи ҳам тасодикий характерга эга. Бундай ҳолда, тизим синтезининг асосий вазифаси ўртача квадратик хатонинг минимал қийматини келтирадиган тизим параметрларини аниқлашдир, унинг қиймати қуйидаги ифодадан фойдаланиб аниқланади:

$$\sigma_e^2 = D_e = R_e(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} e^2(t) dt = MIN.$$

Сиз ушбу минимал миқдорни икки йўл билан таъминлашингиз мумкин:

1. параметрик синтезни амалга ошириш, яъни тизим параметрларини аниқлаш, унинг тузилишини ўзгартирмасдан  $\sigma_e^2$ ;
2. минимал  $\sigma_e^2$  (тизимли-параметрик синтез) ни таъминлайдиган тизимнинг тузилиши ва параметрларини аниқланг .

**Параметрик синтез** қуйидаги кетма-кетликда амалга оширилади.

1. Амалий экспериментал маълумотлардан фойдали сигнал ва безовта қилувчи сигналнинг коррелятсион функциясини аниқлаш. Кейин биз коррелятсия функцияларини тўғридан-тўғри Фуре ўзгантирамиз ва спектрал зичликка

келамиз:

$$S_g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_g(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Шуни ҳисобга олган ҳолда  $R_g(\tau)$  - функция бир хил ва  $e^{-j\omega\tau} = \cos \omega\tau - j \sin \omega\tau$  биз буни оламиз

$$S_g(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_g(\tau) \cos \omega\tau d\tau.$$

2. Биз тасодикий назорат сигнали  $W_{eg}(j\omega)$  ва безовта қилувчи таъсир натижасида юзага келган хато учун герибилдирим тизимининг узатиш функцияларини ҳисоблаймиз  $W_{ef}(j\omega)$ .

3. Тегишли ибораларни ишлатиб, умумий хатонинг спектрал зичлигини ҳисоблаймиз  $S_e(\omega)$ .

4. Хатонинг ўзгаришини ифода билан аниқланг

тизимининг параметрлари бир вазифаси сифатида Парсевал , коэффицентлари ва элементлар вақти Собит -.  $\alpha_i, \alpha_i i=1,2,3,\dots,n$

5. Тенгламалар тизимини эчиб, параметрларнинг сонли қийматларини аниқланг  $\partial D_e / \partial \alpha_j, j=1,2,\dots,n$ .

6. 5-бандда белгиланган параметрларнинг сонли қийматларини ифодага алмаштириш

$$D_e(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n), \text{ биз } D_{e \min} \text{ ўртача квадрат хатони оламиз } \sigma_{e \min} = \sqrt{D_{e \min}}.$$

Агар хато  $\sigma_{e \min} \leq \sigma_{e \text{adm}}$ , қаерда бўлса  $\sigma_{e \text{adm}}$ ,

муаммо ҳал қилинганлигини англатади. Агар тенгсизлик қониқтирмаса, тизимнинг таркибий-параметрик синтези учун зарурдир.

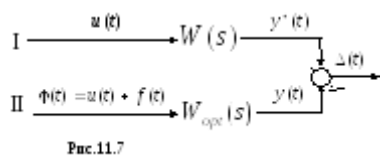
**Таркибий ва параметрик синтез** оптимал филтрлашнинг Виенер усули асосида амалга оширилади. Усулнинг тақдимооти 7-расмда келтирилган.

Бу эрда: И канал - исталган кириш сигналинини  $u(t)$  қуйидаги ифода бўйича узатишни амалга оширади :

$$L\{y^*(t)\} = W(s) \cdot L\{u(t)\}.$$

Иккинчи канал ИИ - оптималлаштирилган тизим томонидан амалга оширилади  $W_{opt}(s)$ ,  $f(t)$ . шу муносабат билан тизим хатоси  $\Delta(t) = y^*(t) - y(t)$  мезонга жавоб бериши керак

$$\sigma_{\Delta}^2 = D_{\Delta} = R_{\Delta}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \Delta^2(t) dt = MIN.$$



Сиз тизимни  $W_{opt}(s)$  оптимал сигнал филтри сифатида кўриб чиқишингиз мумкин  $\Phi(t)$ .

таклиф муаммони ҳал олдин, киритиш ва чиқариш билан сигналларининг коррелятсия функциялари ўртасидаги муносабатни кўриб  $y(t)$ . кўндаланг коррелятсия функцияларни ёзиш ифода

$$R_{yx} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} y(t)x(t - \tau) dt$$

Ифодани ишлатиб, куйидаги шаклга

$$y(t) = \int_0^t \varpi(\theta)x(t-\theta)d\theta$$

ўтамиз:

$$R_{yx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t-\tau)dt \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)x(t-\theta)d\theta$$

Ёки интегралсия кетма-кетлигини ўзгартириб, бизда бор

$$R_{yx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)R_x(\tau-\theta)d\theta$$

Олинган ифода Виенер-Хопф тенгламаси деб номланади.

Тўғридан-тўғри Фуре трансформатсиясидан фойдаланиб, биз ажойиб ифодага эришамиз

$$S_{yx}(\omega) = W(j\omega)S_x(\omega)$$

Ёътибор беринг, олинган ифода бизга  $W(j\omega)$  кириш ва чиқиш сигналларини (пассив эксперимент натижалари), яъни ўрганилаётган жараёнга фаол аралашмасдан, тизимнинг частотали тасвирини аниқлашга имкон беради:

$$W(j\omega) = S_{yx}(\omega) / S_x(\omega)$$

Хатонинг ўзгаришини аниқланг, берилган  $\Delta(t) = y^*(t) - y(t)$ :

$$D_{\Delta} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y^*(t) - \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)\phi(t-\theta)d\theta dt$$

Норберт Виер, минимал даражадаги зарур ва этарли шарт  $D_{\Delta}$  - бу оғирлик функцияси эканлигини исботлади

$\varpi(\eta)$  Виенер-Хопф тенгламасига ечим бўлиши керак:

$$R_{y^*\phi}(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi_{opt}(\eta)R_{\phi}(\theta-\eta)d\eta$$

Бизда бор  $W_{opt}(j\omega) = S_{y^*\phi}(\omega) / S_{\phi}(\omega)$ .

Аммо  $W_{opt}(j\omega)$  аксарият ҳолларда ушбу ифода билан аниқланган частота характеристикалари амалга ошириб бўлмайдиган хусусиятларга эга, чунки тизим  $W_{opt}(j\omega)$  барқарор бўлмайди.

Шу муносабат  $W_{opt}(j\omega)$  билан барқарорлик шароитига мос келадиган мақбул функцияни топиш учун  $S_{\phi}(\omega)$  мураккаб омилларга бўлиниш қўлланилади:

$$S_{\phi}(\omega) = |\Psi^2(j\omega)| = \Psi(j\omega)\Psi(-j\omega)$$

Шундан келиб чиқади 
$$W_{opt}(j\omega) = \frac{1}{\Psi(j\omega)} \frac{S_{y^*\phi}}{\Psi(-j\omega)}.$$

Жаноб Виенер оптимал узатиш функциясини куйидагича аниқлаш мумкинлигини исботлади:  $W_{opt}(j\omega) = B(j\omega) / \Psi(j\omega),$

каерда 
$$B(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \beta(t) e^{-j\omega t} dt; \quad \beta(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_{y^*\phi}}{\Psi(-j\omega)} e^{j\omega t} d\omega.$$

Таърифларга мисоллар келтиринг  $W_{opt}(j\omega)$ .

назорат қилиш сигнали спектрал зичлиги бўлсин  $S_u(\omega) = \frac{1}{1+\omega^2};$  бундай оқ шовқин ва шовқин билан  $S_f(j\omega) = c^2.$  Бундан ташқари, биз, деб биламан  $u(t)$  и  $f(t)$  боғлиқ эмас.  $W_{opt}(j\omega)$  Кузатув тизимини топишингиз керак.

ҳал томоша қилиш тизими учун  $W(s) = 1.$  шунинг учун  $y^*(t) = u(t).$  бу ҳисобга  $\phi(t) = u(t) + f(t)$  ёзиш мумкин:

$$S_{y^*\phi}(\omega) = S_u(\omega); \quad S_\phi(\omega) = S_u(\omega) + S_f(\omega);$$

Бу эрда  $S_{uf}(\omega) = S_{fu}(\omega) = 0$  ўзаро боғлиқ бўлмаган сигналларга нисбатан эътиборга олинади. Юқорида келтирилган маълум бўлган спектрал зичлик ифодаларини алмаштириб, биз ҳолда оламиз

$$S_{y^*\phi} = \frac{1}{1+\omega^2}; \quad S_\phi(\omega) = \frac{1}{1+\omega^2} + c^2 = \frac{1+c^2+c^2\omega^2}{1+\omega^2}. \quad \text{Охирги иборани бирлаштирувчи омилларга ажратамиз:}$$

$$S_\phi(\omega) = \Psi(j\omega)\Psi(-j\omega) = \frac{\sqrt{1+c^2} + j\omega c}{1+j\omega} \cdot \frac{\sqrt{1+c^2} - j\omega c}{1-j\omega}.$$

Олдиндан ёзилган иборалар бўйича ҳисоблаймиз:

$$\begin{aligned} \beta(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_{y^*\phi}(\omega)}{\Psi(-j\omega)} e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(1-j\omega)e^{j\omega t} d\omega}{(1+\omega^2)(\sqrt{1+c^2} - j\omega c)} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{j\omega t} d\omega}{(1+j\omega)(\sqrt{1+c^2} - j\omega c)}. \end{aligned}$$



Оддий касрларга интеграл белгиси остида функцияни кенгайтириш орқали биз оламиз

$$B(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(1+j\omega c + \sqrt{1+c^2})} e^{-j\omega t} dt$$

Ҳисоблаш  $B(j\omega)$  учун тўғридан-тўғри Фуриер ўзгаришини олиш керак,  $\beta(t)$ , бу эса ўз навбатида квадрат қавс ичида ифода тескари Фуриер ўзгариши натижасидир. Шунинг учун у  $B(j\omega)$  квадрат қавс ичида бу ифодага тенг бўлади. Амалга ошириш шартларига асосланиб  $W(s)$ , ўнг ярим шарда илдизга эга бўлган интеграл шартларини бекор қиламиз. Кейин

$$B(j\omega) = \int_0^{\infty} \beta(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{c + \sqrt{1+c^2}} \frac{1}{1 + j\omega}$$

Керакли узатиш функцияси шакли олади

$$\text{ёки } W_{opt}(j\omega) = \frac{k_{opt}}{T_{opt} j\omega + 1}$$

$$\text{каерда } k_{opt} = \frac{1}{(c + \sqrt{1+c^2})(\sqrt{1+c^2})}; \quad T_{opt} = \frac{c}{\sqrt{1+c^2}}$$

Шундай қилиб, бу ҳолда мақбул филтр биринчи даражали аperiодик алоқа ҳисобланади.

Хулоса қилиб шуни таъкидлаймизки, оптимал филтрлаш муаммоси Калман филтри ёрдамида ҳам ҳал қилиниши мумкин. Ушбу усул назорат ҳаракатларининг қўшимча аралашмаси  $u(t)$  ва  $f(t)$  Гауссинг "оқ" шовқини бўлган тасодифий Марков жараёни ва шовқинларнинг тизимга киришини англатади. Сигналлар  $u(t)$  ва  $f(t)$  ўзаро боғлиқ эмас. Жисмоний жиҳатдан

Сотиш мумкин бўлган жараён  $y(t)$  мезонга мувофиқ энг мақбул бўлган ёпиқ тизимнинг реализатсия қилинадиган чизикли оператори минимал стандарт хато махсус ишлаб чиқилган алгоритм томонидан топилади. Ушбу алгоритм анча қийин ва хусусан, дифференциал тенгламани ечиш билан боғлиқ

Риссатти, бунинг учун, қоида тариқасида, рақамли фойдаланиш талаб этилади

компьютер технологияларидан фойдаланган ҳолда усуллар. Охирида натижада Калман алгоритми алгоритм билан бир хил натижани беради. Wi енер, аммо иккинчисидан фарқли ўлароқ, сиз тасодифий барқарор бўлмаган кириш таъсирлари билан нафақат барқарор ҳолат учун, балки вақтинчалик режимлар учун ҳам оптимал филтрларни синтез қилишга имкон беради.

### **Назорат саволлари**

1. Чизиқли системаларни ростлашнинг сифатини баҳолаш усуллари қандай?
2. Барқарор режимларда ростлаш сифатини баҳолаш усуллари қандай?
3. Намунавий трапесиоидал характеристикаси қандай?
4. Ўткинчи жараённинг сифат кўрсаткичлари қандай?
5. Автоматик бошқаришнинг қандай асосий кўринишлари бор?
6. Кузатувчи системаларга қандай системалар киради?
7. Оптимал бошқариш нима?
8. Адаптив системалар нимадан иборат?
9. Ростлашнинг асосий қонунлари қандай?

### **Фойдаланилган адабиётлар**

1. Kenneth Stafford. Alternative Fuels for Automobiles. 2008.
2. Richard Folkson, Alternative Fuels and Advanced Vehicle Technologies for Improved Environmental Performance. Woodhead Publishing Limited, 2015. (12-18 pp.)
3. Hua Zhao. Advanced direct injection combustion engine technologies and development. Volume 1: Gasoline and gas engines. USA. Woodhead Publishing Limited, 2010. (26-32 pp.)
4. Gasoline Engine Management: Systems and Components (Konrad Reif). (стр. 29-31, стр. 100)
5. Базаров Б.И., Калауов С.А., Васидов А.Х. Альтернативные моторные топлива. -Ташкент: SHAMS ASA, 2014. -189 с. (18-27 сс.)
6. <http://www.fueleconomy.gov>

## АМАЛИЙ МАШҒУЛОТЛАР МАЗМУНИ

### 1- амалий машғулот: Автоматик бошқариш тизимларининг узатиш функциялари.

**Ишдан мақсад:** Автоматик бошқариш тизимларида турли хил катталиқларнинг узатиш функцияларини аниқлаш.

#### Бажариш учун топшириқлар:

##### 2.1-масала

Электр занжирининг (2.1-расм)  $U_1$  ва  $U_2$  кучланишга нисбатан узатиш функцияси ва дифференциал тенгламасини топинг.

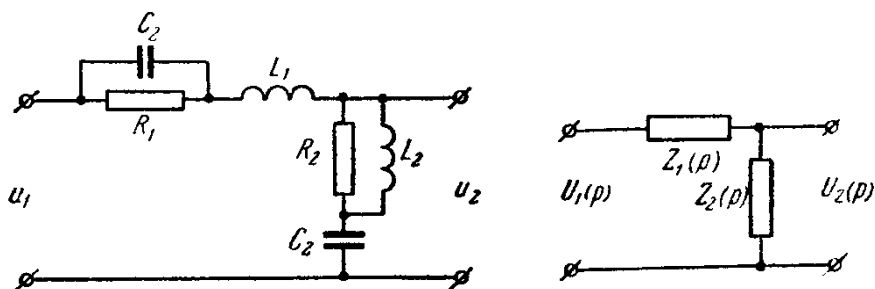
Ечиш: 2.1-расмда келтирилган электр занжирининг узатиш функциясини топишда қаршилиқнинг оператор формаси  $pL$  –индуктив,  $\frac{1}{pC}$  –сигим,  $R$  – актив қаршилиқлардан (буерда,  $p = \frac{d}{dt}$  –дифференциаллаш рамзи ёки оператори) фойдаланиш қулайдир.

2.1-расмдаги электр занжирини эквивалент схемага (2.2-расм) айлантирамиз:

$$Z_1(p) = \frac{\frac{1}{pC_1} R_1}{R_1 + \frac{1}{pC_1}} + pL_1 = \frac{R_1(T_1 p^2 + T_{1L} p + 1)}{T_{1C} p + 1}, \quad (2.1)$$

$$Z_2(p) = \frac{R_2 L_2 p}{R_2 + L_2 p} + \frac{1}{C_2 p} = \frac{R_2(T_2^2 p^2 + T_{2L} p + 1)}{p(T_{2C} + T_2^2 p)}, \quad (2.2)$$

$$T_1 = \sqrt{C_1 L_1}, \quad T_{2L} = \frac{L_1}{R_1}, \quad T_{1C} = R_1 C_1, \quad T_2 = \sqrt{C_2 L_2}, \quad T_{2L} = \frac{L_2}{R_2}, \quad T_{2C} = R_2 C_2 \quad (\text{сек}) \quad (2.3)$$



2.1-расм. 1-масала учун схема    2.2-расм. Эквивалент схема

Кетма- кет уланган қаршиликларда кучланиш тушуви қаршиликка пропорционал бўлгани учун эквивалент занжирнинг узатиш функцияси қуйидагича топилади:

$$W(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{Z_{\text{чик}}(p)}{Z_{\text{куп}}(p)} = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} \quad (2.4)$$

(2.1), (2.2) ни (2.4) га қўйиб, электр занжирнинг узатиш функциясини топамиз:

$$W(p) = \frac{R_2(b_0 p^3 + b_1 p^2 + b_2 p + b_3)}{R_2(b_0 p^3 + b_1 p^2 + b_2 p + b_3) + R_1(d_0 p^4 + d_1 p^3 + d_2 p^2 + d_3 p)} \quad (2.5)$$

$$b_0 = T_2^2 T_{1C}, \quad b_1 = T_2^2 + T_{2L} T_{1C}, \quad b_2 = T_{2L} + T_{1C}, \quad b_3 = 1,$$

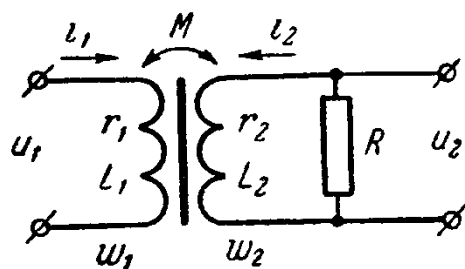
$$d_0 = T_1^2 T_2^2, \quad d_1 = T_1^2 T_{2C} + T_2^2 T_{1L}, \quad d_2 = T_{1L} T_{2C} + T_2^2, \quad d_3 = T_{2C},$$

Кўрилатган электр схеманинг кучланишга нисбатан дифференциал схемаси қуйидаги кўринишга эга:

$$[R(b_0 p^3 + \dots + b_3) + R_1(d_0 p^4 + \dots + d_3 p)]u_2(t) = R_2(b_0 p^3 + \dots + b_3)u_1(t) \quad (2.6)$$

## 2.2-масала

Трансформаторнинг (2.3-расм)  $u_1$  ва  $u_2$  кучланишга нисбатан дифференциал тенгламаси ва узатиш функц иясини топинг. Трансформаторнинг электрик кўрсаткичлари 2.3-расмда келтирилган.



2- 2.3-расм. 2.2-масалаучунсхема

Ечиш: Трансформаторнинг биринчи ва иккинчи чулғами занжиридаги кучланиш мувозанатининг дифференциал тенгламаси қуйидаги кўринишга эга:

$$u_1 = r_1 i_1 + L_1 p i_1 + M p i_2 \quad (2.6)$$

$$0 = r_2 i_2 + L_2 p i_2 + M p i_1 + u_2 \quad (2.7)$$

Бу ерда,  $r_1, L_1, i_1$ —бирламчи чулғам қаршилиги, индуктивлиги, токи;  $r_2, L_2, i_2$ —иккиламчи чулғамнинг қаршилиги, индуктивлиги, токи;  $R$ —юкламанинг қаршилиги;  $u_1, u_2$ —трансформаторнинг кириш ва чиқиш кучланишлари;  $M$ —чулғамларнинг ўзаро индукциявий коэффиценти.

(2.6) тенгламадан ток ифодасини (2.7) ифодага қўйсақ, трансформаторнинг дифференциал тенгламасини топамиз:

$$\left[ \frac{L_1 L_2 - M^2}{r_1 (R + r_2)} p^2 + \frac{L_2 r_1 + L_1 (R + r_2)}{r_1 (R + r_2)} p + 1 \right] u_2(t) = - \frac{MR}{r_1 (R + r)} p u_1(t) \quad (2.8)$$

ёки

$$[(T_1 T_2 - T_3^2) p^2 + (T_1 + T_2) p + 1] u_2(t) = -k \tau_1 p u_1(t) \quad (2.9)$$

Буерда,

$$T_1 = \frac{L_1}{r_1}, T_2 = \frac{L_2}{R + r_2}, \tau_1 = \frac{M}{r_1}, T_3 = \sqrt{\frac{M^2}{r_1 (R + r_2)}} \text{ (сек)}, k = \frac{R}{R + r_2}.$$

Пўлат ўзакли трансформаторларда боғланиш коэффиценти  $\frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$  бирга якин бўлгани учун  $M \approx \sqrt{L_1 L_2}$ ,  $L_1 L_2 - M^2 \approx 0$  ёки  $T_1 T_2 - T_3^2 \approx 0$  бўлади. Бунда (2.9) трансформаторнинг тенгламаси соддалашади:

$$3- \quad [(T_1 + T_2) p + 1] u_2(t) = -k \tau_1 p u_1(t) \quad (2.10)$$

Салт юриш режими учун қуйидагига эга бўламиз:

$$4- \quad (T_1 p + 1) u_2(t) = -\tau_1 p u_1(t)$$

(2.10) дифференциал тенглама асосида кучланиш бўйича трансформаторнинг узатиш функциясини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$W(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = - \frac{k \tau_1 p}{(T_1 + T_2) p + 1}$$

Бу ифодадан кўришиб турибдики, трансформатор инерсиал дифференциал бўғин ҳисобланади. Трансформаторнинг дифференциал тенгламасидаги манфий ишора чиқиш кучланишининг фазаси кириш кучланишидан  $180^\circ$  га фарқ қилишини кўрсатади.

### 2.3-масала

Суст РС электр занжирининг (2.4-расм)  $u_1$  ва  $u_2$  кучланишга нисбатан дифференциал тенгламаси ва узатиш функциясини топинг.

Ечиш:Кўприк елкатоки

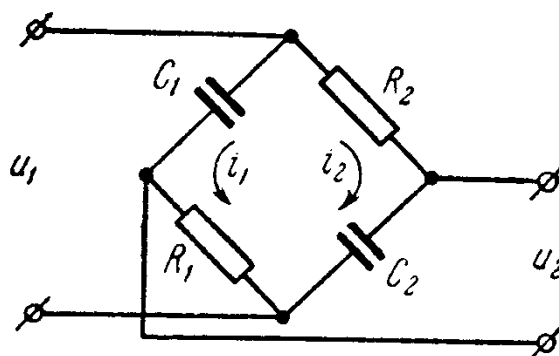
$$i_1 = \frac{u_1 C_1 p}{T_1 p + 1}, \quad i_2 = \frac{u_1 C_2 p}{T_2 p + 1}, \quad T_1 = R_1 C_1, \quad T_2 = R_2 C_2, \quad p = \frac{d}{dt}.$$

Унда,

$$u_2(t) = \frac{1}{C_2 p} i_2(t) - R_1 i_1(t) = \frac{1 - T_1 T_2 p^2}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} u_1(t)$$

Бу ифодадан дифференциал тенглама келиб чиқади:

$$(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)u_2(t) = (1 - \tau_1^2 p^2)u_1(t) \quad (2.11)$$



2.4-расм. 2.3-масалаучунсхема

Узатиш функцияси куйидагига тенг:

$$W(p) = \frac{1 - \tau_1^2 p^2}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} = \frac{1 - T_1 T_2 p^2}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (2.12)$$

Бу ерда,  $\tau_1^2 = T_1 T_2$ .

### 2.4-масала

Електр занжирда (2.4-расм)  $C_1 = C_2$ ,  $R_1 = R_2$  бўлганда, электр занжирнинг узатиш функциясини топинг.

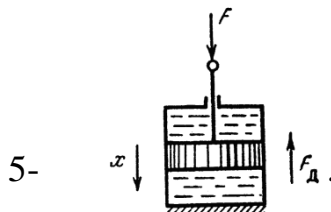
### 2.5-масала

Гидравлик демпфернинг (2.5-расм) узатиш функциясини топинг (Ҳаракат қилувчи массалар таъсири ҳисобланмайди, кириш катталиги сифатида  $F$  куч, чиқиш катталиги сифатида  $x$  поршен силижи олинсин).

Ечиш:  $F$  кучгақарши  $F_d = c_1 x$  ( $c_1$  – демпферлаш коэффициенти)

демпферлаш кучи мавжуд. Унда қуйидагига ег абўламыз:  $p x = k F$ , бу ерда

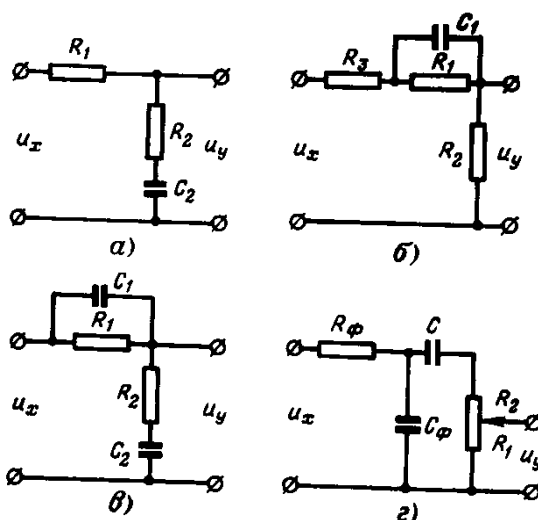
$k = c_1^{-1}$ . Бундан узатиш функцияси келиб чиқади:  $W(p) = \frac{X(p)}{F(p)} = \frac{k}{p}$



2.5-расм. Цилиндирли поршен

### 2.6-масала

2.6-расмда келтирилган тасвир контурларнинг дифференциал тенгламасини топинг.



2.6-расм. 2.6-масала учун расм

**Автоматик бошқариш тизимларининг динамик характеристикалари**

**Ишнинг мақсади:** Автоматик бошқариш тизимларининг (АБТ) динамик характеристикалари билан танишиш ва чизикли динамик моделларни тадқиқ қилиш кўникмаларига эга бўлиш.

### **Масаланинг қўйилиши**

Тадқиқ қилиш объекти сифатида битта кириш ва битта чиқишга эга чизикли (чизиклаштирилган) динамик стационар бошқариш тизимлари кўриб

чикилади. Бунда бир улчамли АБТнинг модели комплекс узатиш функцияси бўлиб полиномлар нисбати кўринишида куйидагича ёзилади:

$$W(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}$$

### Топшириқ:

1. Утказиш функциясининг кутблари ва нолларини аниқланг:

$$S_i^0, (i = 1, n), S_j^0, (j = 1, m)$$

2. АБТнинг ишлашини аниқловчи дифференциал тенгламани ёзинг.

3. Утиш ва импульс ўтиш функцияларининг графикларини кўринг:

$$h(t), w(t).$$

### Қискача назарий маълумотлар

Куйидаги кўринишдаги чизикли дифференциал тенгламалар билан тавсифланувчи автоматик бошқариш тизимини (АБТ) куриб чиқайлик:

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) \\ = b_m \frac{d^m u(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du(t)}{dt} + b_0 u(t), \end{aligned} \quad (1.1)$$

Бу ерда  $u(t)$  – кириш жараёни,  $y(t)$  – чиқиш жараёни,

$a_i, b_j, (i = 1, n, j = 1, m)$  – доимий коэффициентлар,  $n, m$  ( $n^3 m$ )-

доимий сонлар.

Оператор кўринишида (1.1) ифодани куйидагича ёзиш мумкин:

$$A(D)y(t) = B(D)u(t),$$

бу ер да  $D$  - дифференциаллаш оператор ( $D^{def} = \frac{d}{dt}$ ). Тизимнинг "кириш-

чиқиш" узгартириши:  $\frac{y(t)}{u(t)} = \frac{B(D)}{A(D)} = W(D)$  (1.2)

бу ерда  $W(D)$  оператор утказиш функцияси де баталади.

Тизимларни моделлаш усулларида бири, "кириш-чиқиш" узгартиришларини нолга тенг булган бошлангич шартларда (1.2) га Лаплас



узгартиришларини қўллаб олинadиган комплекс узатиш функцияси сифатида такдим қилишдир:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} = W(s) \quad (1.3)$$

Буерда  $s$ -комплекс узгарувчи. Оператор (1.2) ва комплекс (1.3) узатиш функциялари орасидаги боғланишни қўйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$W(s) = W(D)|_{D=s}$$

$B(s)$ кўп хаднинг илдизлари бўулган комплекс сонларни узатиш функциясининг ноллари,  $A(s)$  кўп хадн ингилдизлари эса кутблари деб аталади.Бевосита кириш ва чиқиш орасидаги боғланиш қўйидаги ифодадан аниқланади:

$$y(t) = \int_0^t w(\tau)v(t - \tau)d\tau, \quad (1.4)$$

Бу ерда  $w(t)$  – комплекс узатиш функцияси  $W(s)$ нинг оригинали (яъни, тескари Лаплас ўзгартиришлари ёрдамида олингани). Бошқариш тизимларининг динамик хоссалари махсус кўринишдаги кириш таъсирларига реакцияси билан характерланади, хусусан, бирлик сакраш ва  $d$  -функция (дельта-функция) таъсирига тизим чиқишининг реакцияси. Айтайлик тизим киришига Хевисайд функцияси (бирликса кириш) $u(t) = 1(t)$ ,яъни

$$1(t) = \begin{cases} 0, & \text{агар } t \leq 0, \\ 1, & \text{агар } t > 0, \end{cases}$$

Берилган бўлсин.

Хевисайд функциясининг графиги 1,а-расмда келтирилган. АБТ нинг бирлик сакрашга реакцияси тизимнинг ўтиш функцияси деб аталади ва  $h(t)$  билан белгиланади.

1-расм. а) Хевисайд функцияси, б) Дирак функцияси

Агар  $u(t) = d(t)$ булса, яъни тизимнинг киришига кўйидагича аниқланган Дирак функцияси ( $d$  -функция, импульс функция, 1-расм) "да,  $t=0$  бўулганда

0,  $t \neq 0$  бўлганда берилгандаги АБТнинг реакциясиги изимнинг импульс утиш функцияси дейилади ва  $w(t)$  билан белгиланади. Шундай қилиб, комплекс импульс таъсирига реакцияси  $1 \quad W \quad \Gamma | 1 \quad W \quad "I \quad W$

Сифатида ўлчаш мумкин.  $* (t) =$  Тизимнинг импульс ва ўтиш функциялари узоро куйидагича боғланган

$$h(t) = \int_0^t w(\tau) d\tau.$$

### Ишни бажариш тартиби

Ишни бажариш учун Control System Toolbox пакетидан фойдаланилади. ControlSystem Toolbox пакети бошқариш тизимларининг LTI-моделлари (Linear Time Invariant Models) билан ишлаш учун мулжалланган.

Control System Toolbox пакетида динамик тизимни комплекс узатиш функцияси сифатида аниқловчи маълумотлар тури мавжуд. Битта кириш ва битта чиқишга эга бўлган узатиш функцияси кўринишида LTI-тизимни

nyquist(<LTI-объект>)	Найквистнинг частотавий годо графини кўриш
-----------------------	--

ҳосил қилувчи команданинг синтаксиси куйидагича: tf ([bm, ..., b1,bo], [an, ..., a1,a0]), бу ерда  $b_m, b_1$  - (1.3) даги В полином коэффициентларининг қийматлари,  $a_n, \dots, a_1$  - (1.3) даги А полином коэффициентларининг қийматлари,

Ишни бажаришу чун 2-жадвалда келтирилган командалар қўлланилиши мумкин.

### 2-жадвал. Control System Toolbox пакетининг айрим командалари

Даражаси  $k$  бўлган полиномнинг илдизларини топиш учун MATLAB тизимининг roots(P) командасидан ҳам фойдаланиш мумкин, ушбу

Синтаксиси	Тавсифи
pole(<LTI-объект>)	Узатиш функциясининг кутбларини ҳисоблаш
zero(<LTI-объект>)	Узатиш функциясининг нолларини ҳисоблаш
step(<LTI-объект>)	Узатиш утиш функциясининг графигини қўриш
impulse(<LTI-объект>)	Импульсў функциясининг рафигини қўриш
bode(<LTI-объект>)	Логарифмик частотавий характеристикаларни қўриш (Боде диаграммаси)

командада P аргумент сифатида полином коэффицентларининг матрицаси [p<sub>k</sub>, ..., p<sub>0</sub>] берилади.

АБТ нинг динамик характеристикаларини олишнинг бошқа варианты Control System Toolbox пакетининг график интерфейси - LTIviewer дан фойдаланишдир. У Itiview командаси ёрдамида чақирилади.

Шундай қилиб, ишини бажариш куйидаги этаплардан иборат булади:

1. Назарий маълумотларни ўрганиш;
2. MATLAB тизиминишга тушуриш;
3. Берилган вариант буйича tf-объект ҳосил қилиш;
4. АБТ нинг ишлашини ифолаловчи дифференциал тенгламани тузиш;
5. Узатиш функциясининг  $\{1, k\}$  кутбларини rootsёки pole командаларидан фойдаланиб аниқлаш;
6. Узатиш функциясининг  $3 j V - |jTiiJ$  нолларини roots ёки zero командаларидан фойдаланиб аниқлаш;

LTI-viewerё кимос командалардан (2-жадвал) фойдаланиб тизимнинг динамик характеристикаларини, жумладан, утиш h(t) функцияси ва импульс- утиш w(t) функцияларини олиш.

Мисол.

$$III- 3_{+r}$$

АБТ нинг узатиш функцияси" кјS- + 4к- -f 4 э берилган.

Унинг динамик ва частотавий характеристикаларини оламиз. MATLAB тизимининг командалар режимида ишлаймиз.

1. Қуйидаги командаларни бажари бw номли LTI-объектни ҳосил қиламиз:

```
» u=tf([1 2],[3 4 5 3])
```

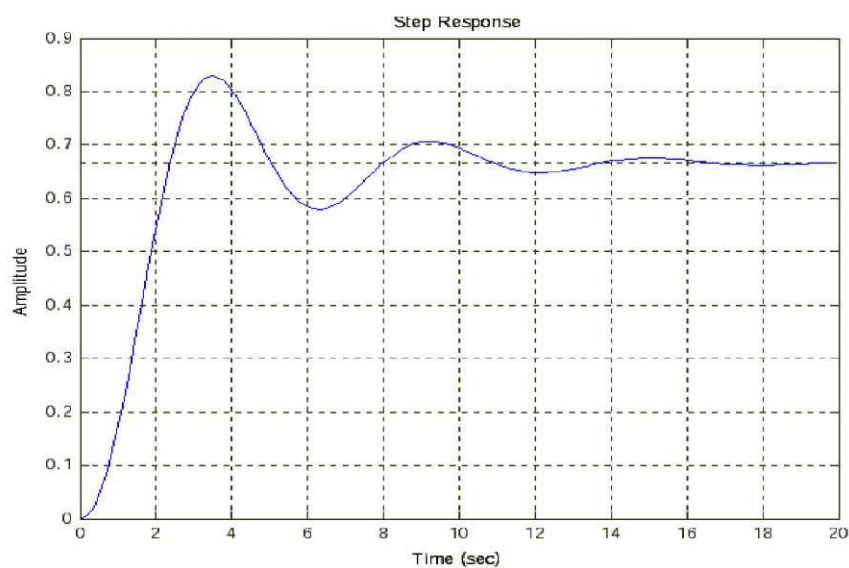
Transfer function:  $3 + 2$

$3z^3 + 4s^2 + 5s + 3$

2. Узатиш функциясининг кутблари ва нолларини pole ва zero командаларидан фойдаланиб аниқлаймиз.

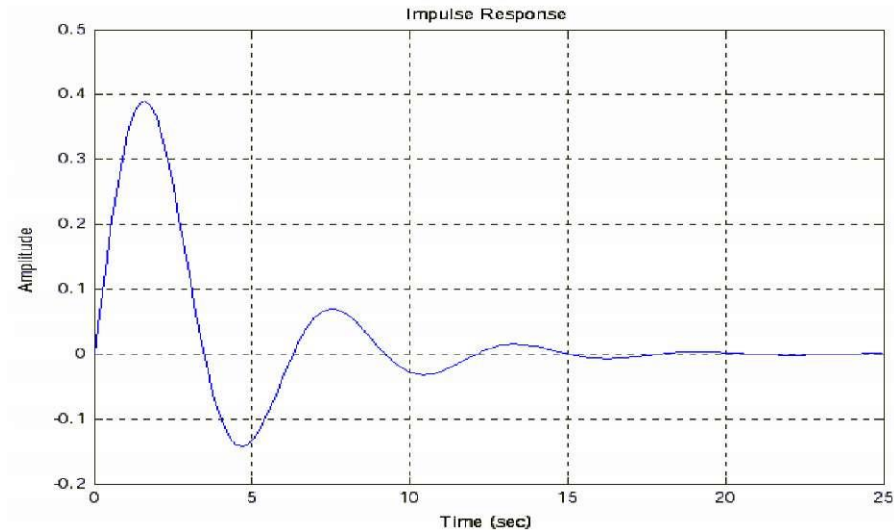
```
» pole Cш)
ans=
   -0.2639 + 1.0825i
   -0.2639 - 1.0325i
   -0.3055
» zero Cшj
ans=
   -2
```

3. Ўтиш характеристикасини step(w) командасидан фойдаланиб кўрамиз (2-расм).



2-расм. Утиш функцияси  $h(t)$ .

4. Импульс характеристикани `impulse(w)` командасидан фойдаланиб кўрамиз. Натижа 3-расмда келтирилган.



3-расм. Импульс-утиш функцияси

## 2-амалий машғулот: Бўғинларнинг амплитуда-фаза (характеристика) тавсифлари

**Ишдан мақсад:** узатиш функциясига эга бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифини топиш:

### 2.1-масала

Қуйидаги узатиш функциясига эга бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифини топинг:

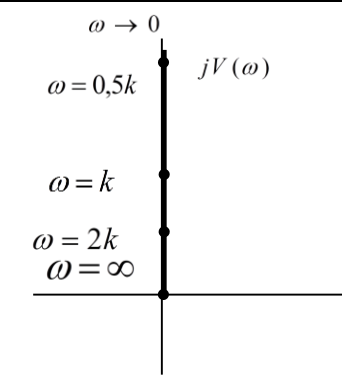
$$W(p) = \frac{k}{p}$$

**Ечиш:** Бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифини топишда  $p$  Лаплас операторини  $j\omega$  билан алмаштирамиз:

$$W(p) = \frac{k}{j\omega}$$

Бўғинни аниқ ва мавҳум қисмларга ажратамиз:  $U(\omega) = 0$  – аниқ қисм,  
 $V(j\omega) = \frac{k}{\omega}$  – мавҳум қисм.  $\omega$  га қиймат бериб жадвал тузамиз ва жадвал асосида  
тавсиф ясаймиз:

$\omega$	$V(j\omega)$	$U(\omega)$
$0,5k$	2	0
$k$	1	0
$2k$	0,5	0
$\infty$	0	0



2.1-расм. Интеграл бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифи

### **2.2-масала**

Қуйидаги узатиш функциясига эга бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифини  
топинг:

$$W(p) = \frac{k}{p^2}$$

### **2.3-масала**

расмда келтирилган RC занжирининг амплитуда-фаза тавсифини топинг  
( $R=1$  кОм,  $C=10$  мкФ).

Ечиш: Занжирнинг частотавий узатиш функцияси қуйидагига тенг:

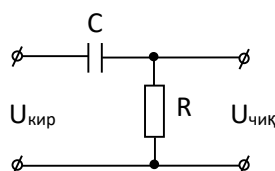
$$W(j\omega) = \frac{j\omega T}{1 + j\omega T} \quad (2.1)$$

Бу ерда,  $T = RC = 10^3 \cdot 10^{-5} = 10^{-2} \text{ с}$

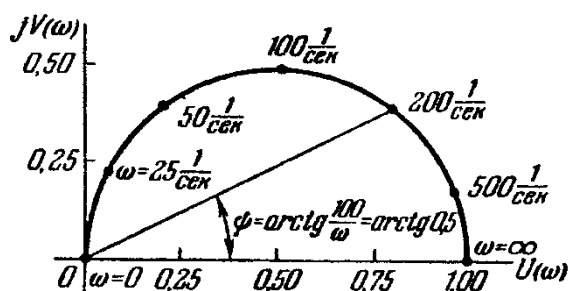
(2.1) ифодани қуйидаги кўринишга келтириб оламиз (аниқ ва мавҳум қисмларга ажратамиз):

$$W(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega) = \frac{\omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2} + j \frac{\omega T}{1 + \omega^2 T^2} = \frac{10^{-4} \omega^2}{1 + 10^{-4} \omega^2} + j \frac{10^{-2} \omega}{1 + 10^{-4} \omega^2} \quad (2.2)$$

$\omega$  га қиймат бериб,  $U(\omega)$  аниқ ва  $V(\omega)$  мавҳум қисмларнинг қийматларини аниқлаб, амплитуда-фаза тавсифи қурилади (4.3-расм).



2.2-расм. Дифференциал бўғин



2.3-расм. Дифференциал бўғин ва унинг амплитуда-фаза тавсифи

Комплекс соннинг аргументи қуйидагига тенг:

$$\psi = \arg W(j\omega) = \arctg \frac{1}{\omega T} = \arctg \frac{100}{\omega} \quad (2.3)$$

## 2.4-масала

Қуйидаги узатиш функциясига эга аperiодик бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифини топинг:

$$W(p) = \frac{k}{1 + T_1 p} = \frac{5}{1 + 0.1 p}$$

## 2.5-масала

Қуйидаги узатиш функциясига эга иккинчи тартибли аperiодик бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифини топинг:

$$W(p) = \frac{k}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}, \quad k = 8, \quad T_1 = 80 \text{ мсек}, \quad T_2 = 12 \text{ мсек}$$

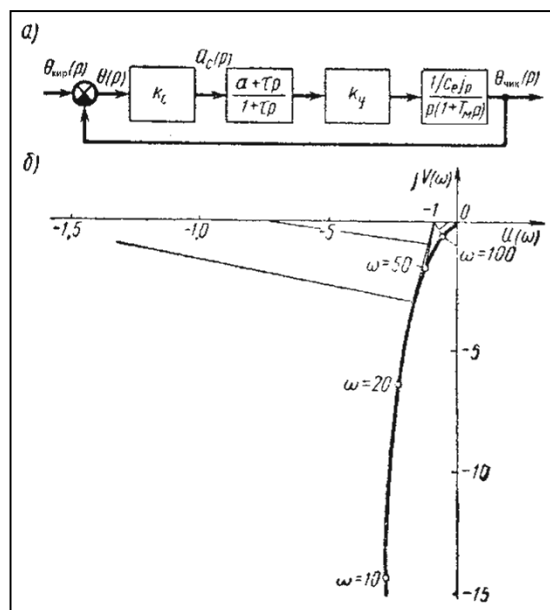
## 2.6-масала

Қуйидаги узатиш функциясига эга тебранма бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифини топинг:

$$W(p) = \frac{k}{1 + 2\xi Tp + T^2 p^2}, k = 1, \xi = 0,15, T = 0,02 \text{ сек}$$

## 2.7-масала

2.4-расмда келтирилган султ дифференциал контурли кузатувчи тизимнинг амплитуда-фаза тавсифини қуринг.



2.4-расм. Султ дифференциал контурли кузатувчи тизимнинг амплитуда-фаза тавсифи

Тизим кўрсаткичлари:

$$k_c = 28 \text{ в / рад}; k_y = 1158; c_e = 0,18 \frac{\text{в}}{\text{рад / сек}}; j_p = 400; T_m = 0,04 \text{ сек}; \alpha = 0,333; \tau = 0,01 \text{ сек}$$

Тизимнинг узатиш функцияси:

$$W(p) = \frac{k_c k_y \frac{1}{c_e j_p} (\alpha + \tau p)}{p(1 + \tau p)(1 + T_m p)} = \frac{D(\alpha + \tau p)}{p(1 + \tau p)(1 + T_m p)}, D = \frac{k_c k_y}{c_e j_p}$$

## 2.8-масала

Апериодик бўғиннинг амплитуда-частота, фаза-частота ва амплитуда-фаза тавсифларини тузинг.



Узатиш коэффициентини  $k = 1$ , вақт ўзгармассини  $T = 2.5; 0.5$  сек деб оламиз.

Апериодик бўғиннинг узатиш функцияси қуйидагига тенг:

$$W(p) = \frac{k}{1 + Tp}$$

$p$  операторини  $j\omega$  га алмаштириб, амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифларига мос равишда эга бўламиз:

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$$

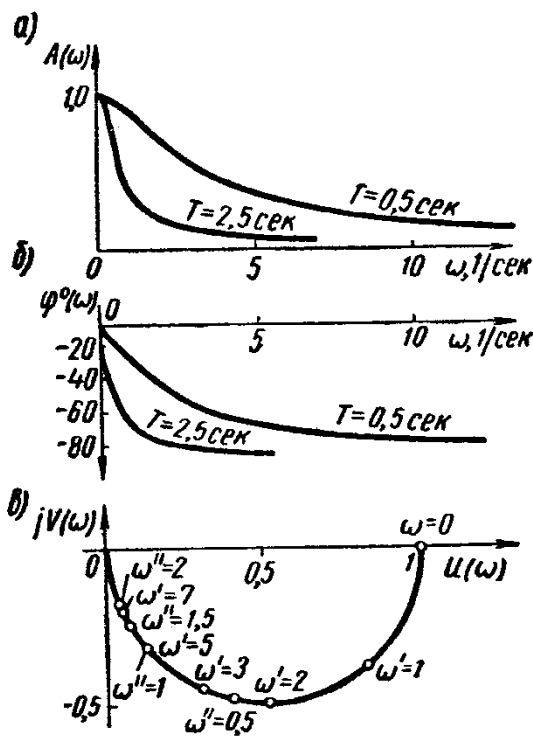
$$\varphi(\omega) = \arg[W(j\omega)] = -\arctg \omega T$$

$\omega$  га қийматлар бериб,  $A(\omega)$  ва  $\varphi(\omega)$ ни топамиз. Ҳисоблашларнинг натижаси 4.1-жадвалда кўрсатилган. Бу жадвалга мувофиқ  $A(\omega)$  ва  $\varphi(\omega)$  тавсифлари қурилади (4.5-расм).

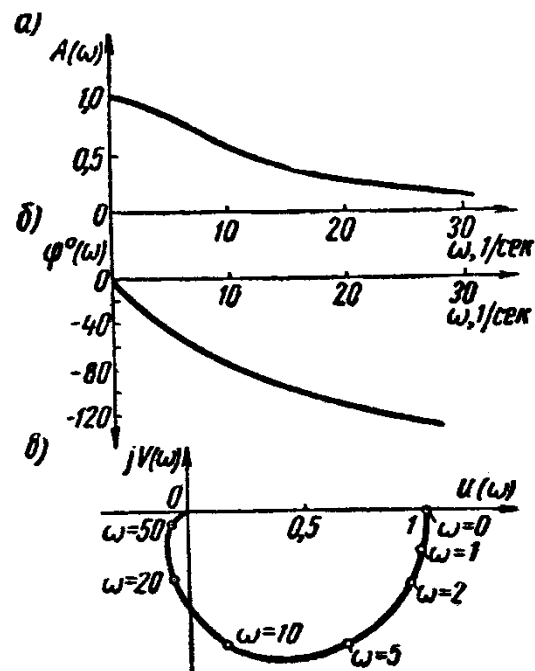
2.1-жадвал

T = 2.5			T = 0.5		
$\omega$	$A(\omega)$	$\varphi(\omega)$	$\omega$	$A(\omega)$	$\varphi(\omega)$
0.5	0.622	-51°6'	1	0.895	-26°36'
1	0.372	-68°24'	2	0.708	-46°
1.5	0.258	-75°6'	3	0.554	-56°18'
2	0.195	-78°48'	5	0.372	-68°12'
2.5	0.158	-81°	7	0.279	-74°
3	0.127	-82°6'	10	0.196	-78°42'
20	0.02	-86°30'	50	0.04	-87°48'

Апериодик бўғиннинг амплитуда-фаза тавсифи (2.5-расм) тўртинчи квадрантда жойлашган, диаметри  $k$  кесимга тенг, хақиқий ўқда  $(\frac{k}{2}; j0)$  координата марказида жойлашган ярим доирани ифода этади.



2.5-расм. Аперидик бўғиннинг частотавий тавсифлари: а– амплитуда; б– фаза; в– амплитуда-фаза.



2.6-расм. Кетма-кет уланган аперидик бўғиннинг частотавий тавсифлари: а – амплитуда; б – фаза; в – амплитуда-фаза.

### 2.9-масала

Иккита кетма-кет уланган аперидик бўғиннинг амплитуда-частота, фаза-частота ва амплитуда-фаза тавсифларини тузинг.

Умумий узатиш коэффициентини  $k = k_1 = k_2 = 1$ , вақт ўзгармасини  $T_1 = 0.05$  сек;  $T_2 = 0.12$  сек деб оламиз.

Аперидик бўғиннинг узатиш функцияси қуйидагига тенг:

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

$p$  операторини  $j\omega$  га алмаштириб, амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифларига мос равишда эга бўламиз:

$$A(\omega) = |W(j\omega)| = \frac{k}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_1^2)(1 + T_2^2 \omega^2)}} = \frac{1}{\sqrt{(1 + 0.05^2 \omega^2)(1 + 0.12^2 \omega^2)}}$$

$$\begin{aligned}\varphi(\omega) &= \arg[W(j\omega)] = -(\arctg\omega T_1 + \arctg\omega T_2) \\ &= -(\arctg 0.05\omega + \arctg 0.12\omega)\end{aligned}$$

$\omega$  га қийматлар бериб,  $A(\omega)$ ,  $\varphi(\omega)$  ва  $W(j\omega)$ ни топамиз. Ҳисоблашлар натижаси 2.2-жадвалда кўрсатилган. Бу жадвалга мувофиқ  $A(\omega)$ ,  $\varphi(\omega)$  ва  $W(j\omega)$  тавсифлари қурилади (4.6-расм).

4.2 -жадвал

$\omega$	$A(\omega)$	$\varphi(\omega)$
1	0.99	$-10^0$
2	0.968	$-19^0$
5	0.83	$-45^0$
10	0.572	$-76^030'$
20	0.272	$-112^030'$
50	0.061	$-148^030'$
0	1	0

## 2.10 Бўғинларнинг логарифмик амплитуда-фаза (характеристика) тавсифлари

### 2.10-масала

Қуйидаги узатиш функциясига эга аperiодик бўғиннинг логарифмик амплитуда фаза тавсифини топинг:

$$W(p) = \frac{100}{1 + 0,05 p} \quad (2.4)$$

Ечиш: (1) ифодага мос келувчи логарифмик амплитуда тавсифи қуйидагига тенг:

$$L(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg \frac{k}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}} \quad (2.5)$$

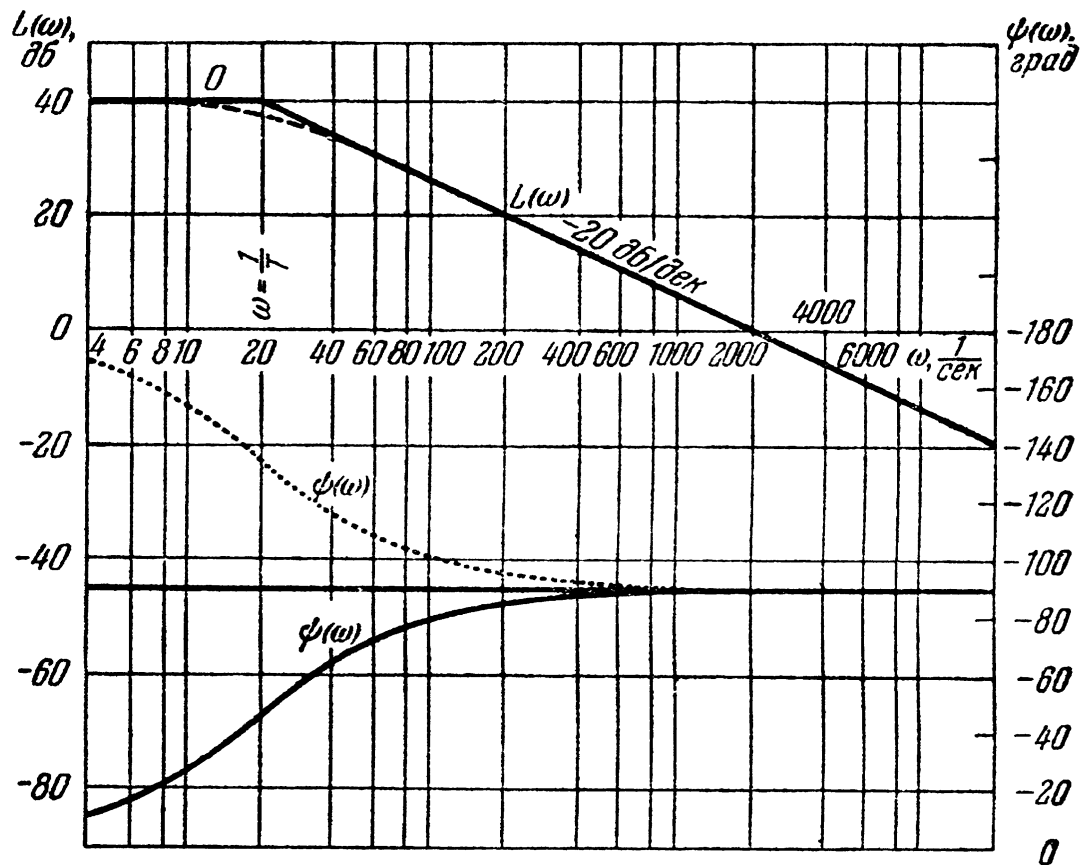
(2.4) ифодага мос келувчи асимптотик логарифмик амплитуда тавсиф 4.6-расмда кўрсатилган. Абсцисса ўқи бўйича  $\omega T$  катталиги логарифмик масштабда, ордината ўқи бўйича  $L(\omega)$  катталиги децибелда жойлаштирилган.

(2.5) ифодага мувофиқ асимптотик Л.А.Т. (логарифмик амплитуда тавсифи)  $\omega T = 1$  нуқтада синишга эга. Синишдан чап тарафда тавсиф

горизонтал чизик бўлади ва  $20lgk$  баландликда жойлашади. Синишдан ўнг тарафда  $-20lgk$  оғишга эга. Частота ўқи билан тавсифнинг кесишиш нуқтаси, яъни  $\omega_k$  кесишиш частотаси куйидаги тенгликдан аниқланади:

$$L(\omega_k) \approx 20lg \frac{k}{\omega_k T} = 0 \text{ ёки } \omega_k = \frac{k}{T}.$$

Тавсифнинг энг катта оғиш нуқтаси  $\omega T = 1$  нуқтага тўғри келади, (2.5) ифодадан ҳисобланса, 3 дБ га тенг.  $\omega T = 0.5$  ва  $\omega T = 2$  да тавсифнинг қиймати тахминан 1дБ га,  $\omega T = 1 \pm 1$  худудда тавсифнинг оғиши жуда кичик бўлади.



2.7-расм. Тизимнинг логарифмик тавсифлари

Бўғиннинг фаза тавсифи (4.4) ифодага мувофиқ аниқланади:

$$\psi(\omega) = \arg W(j\omega) = -\arctg \omega T \quad (2.6)$$

Кичик частоталар худудида  $\varphi(\omega) \rightarrow 0$  фаза нолга интилади, катта частоталар худудида  $\psi(\omega) \rightarrow 90^\circ$  га интилади,  $\omega T = 1$  да  $\psi(\omega) = 45^\circ$  га тенг. (2.6) ифодадан фаза тавсифи,  $\omega T = 1$ ,  $\psi(\omega) = 45^\circ$  нуқтага нисбатан симметриклиги аниқланади.

(2.4) ифодада келтириган аperiодик бўғиннинг фаза тавсифи (2.5) ифодага мувофиқ курилади (2.7-расм).

Тавсифни куришда куйидаги жадвалдан фойдаланилди:

$\omega T$	0	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	$\infty$
$\psi(\omega T)$ , град	0	$-2^{\circ}50'$	$-5^{\circ}40'$	$-11^{\circ}20'$	$-26^{\circ}30'$	$-45^{\circ}$	$-63^{\circ}30'$	$-78^{\circ}40'$	$-84^{\circ}20'$	$-87^{\circ}10'$	$-90^{\circ}$

### 2.11-масала

Куйидаги узатиш функциясига эга аperiодик бўғиннинг  $L = 20 \lg [W(j\omega)]$  логарифмик амплитуда и  $\psi(\omega)$  фаза тавсифини топинг:

$$W(p) = \frac{100}{1 + 0,05 p}$$

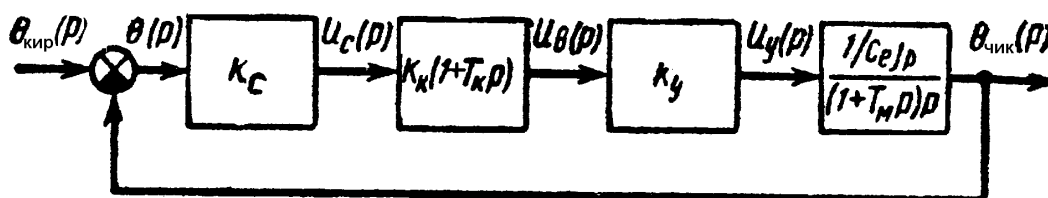
### 2.12-масала

Куйидаги узатиш функциясига эга аperiодик бўғиннинг  $L = 20 \lg [W(j\omega)]$  логарифмик амплитуда и  $\psi(\omega)$  фаза тавсифини топинг:

$$W(p) = \frac{32}{(1 + 0,01 p)(1 + 0,22 p)}$$

### 2.13-масала

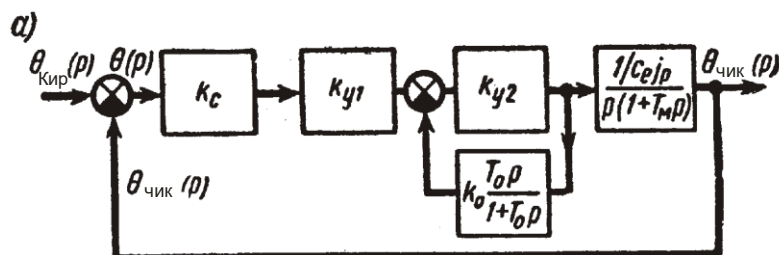
2.8–расмда келтирилган тузилмавий схеманинг  $L = 20 \lg [W(j\omega)]$  логарифмик амплитуда и  $\psi(\omega)$  фаза тавсифини топинг.



2.8-расм. Ўзгарувчан ток ростлагичли кузатувчи тизимнинг тузилмавий схемаси

### 2.14-масала

2.9–расмда келтирилган тузилмавий схеманинг  $L = 20 \lg [W(j\omega)]$  логарифмик амплитуда и  $\psi(\omega)$  фаза тавсифини топинг.



2.9-расм. Ўзгарувчан ток ростлагичли кузатувчи тизимнинг тузилмавий  
схемаси

### **2.15-масала**

Қуйидаги узатиш функциясига эга апериодик бўғиннинг  $L = 20 \lg |W(j\omega)|$   
логарифмик амплитуда ва  $\varphi(\omega)$  фаза тавсифини топинг

$$W(p) = \frac{100}{1 + 0,05 p}$$

### **3-Амалий машғулот: Чизиқли узлуксиз Автоматик бошқариш тизимларининг сифатини таҳлил қилиш.**

**Ишдан мақсад:** Матлаб дастури ёрдамида бир ўлчамли чизиқли  
узатувчи тизимларни таҳлил қилиш

#### **Бажариладиган ишлар:**

Тизим моделининг узатувчи функция шаклида киритилди.

“Қутб-ноллари” шаклида ва фазо шаклида эквивалентли модел қурилди.

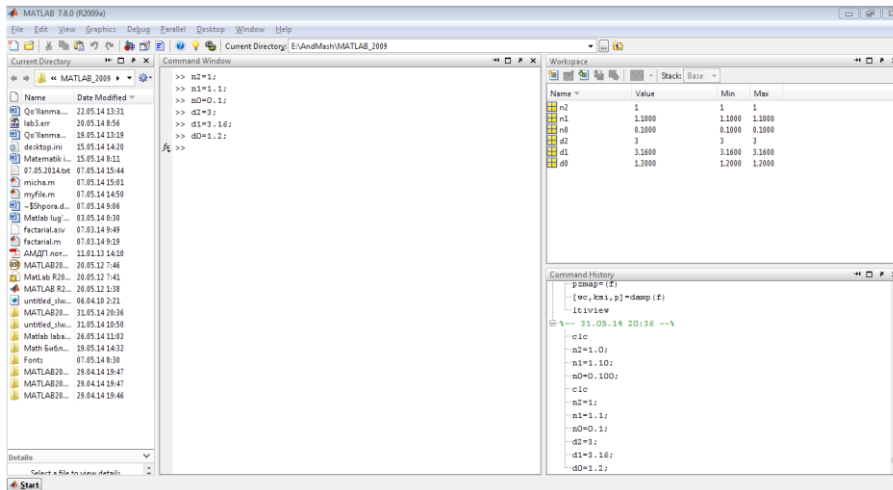
Импульс ва ўтиш характерини қуриш ўрганилди.

Турли характерга эга тизимларни ЛТИ Виюер ойнасида ишлашни  
ўрганилди.

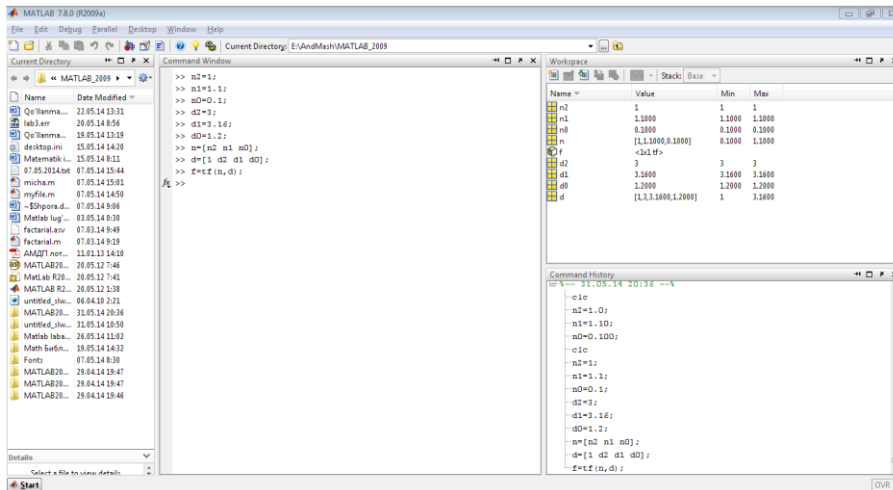
Кирувчи сигналлар ишлаб чиқиш жараёнида чизиқли тизимларга кириш  
жараёнларини қуришни ўрганилди.

#### **Амалий ишининг МАТЛАБ тизимида бажарилиши:**

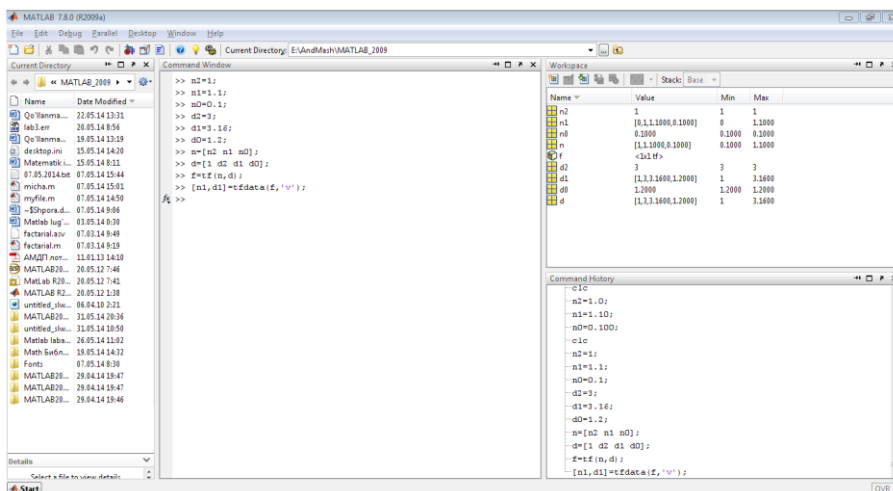
Аввал берилган вариант бўйича коэффисентларни киритиб оламиз



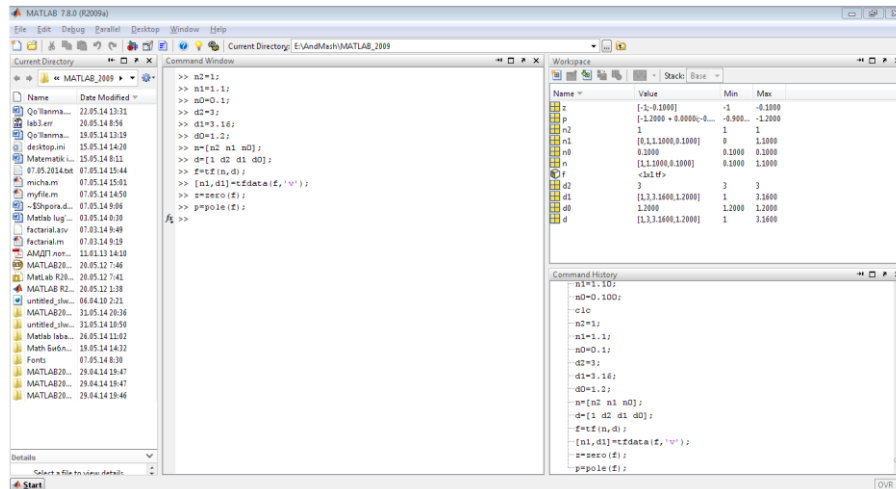
$$F(s) = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}$$
 функцияни тфобъекти сифатида киритамиз



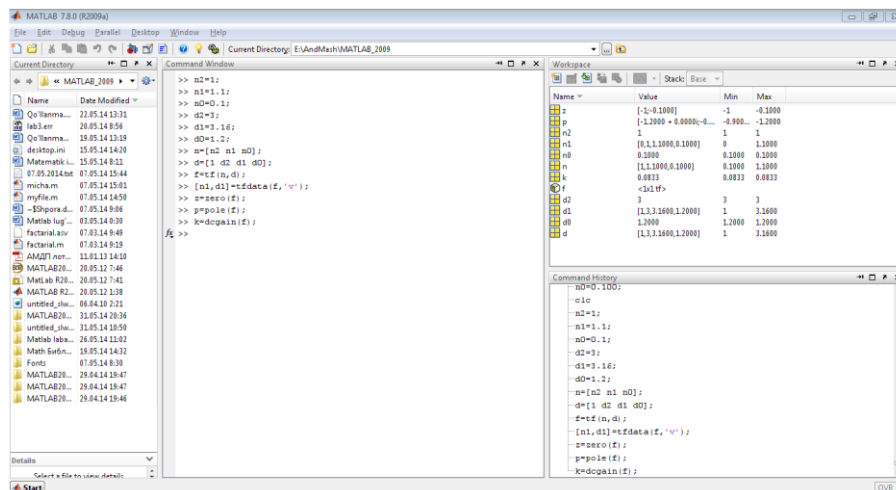
Узатувчи функциянинг сурат ва махражидан олинувчи объектни текширамиз



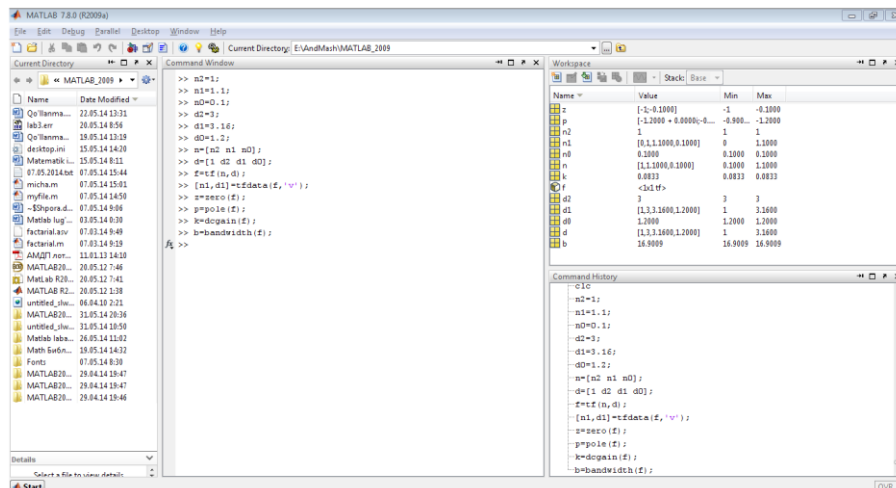
## Узатувчи функциянинг ноллари ва кутбини топамиз



Белгилаш режимида кучайтириш зоналарининг коэффисентини аниқлаймиз

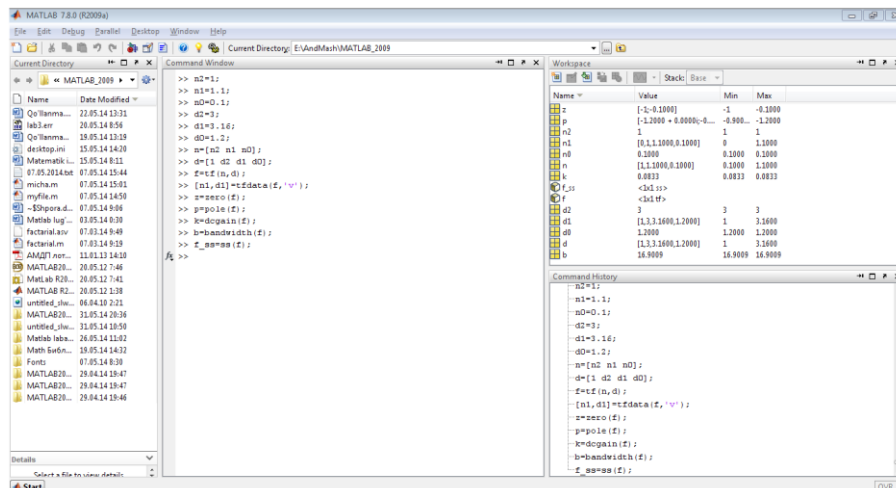


Тизимдаги ўтказиш йўлакларини аниқлаймиз

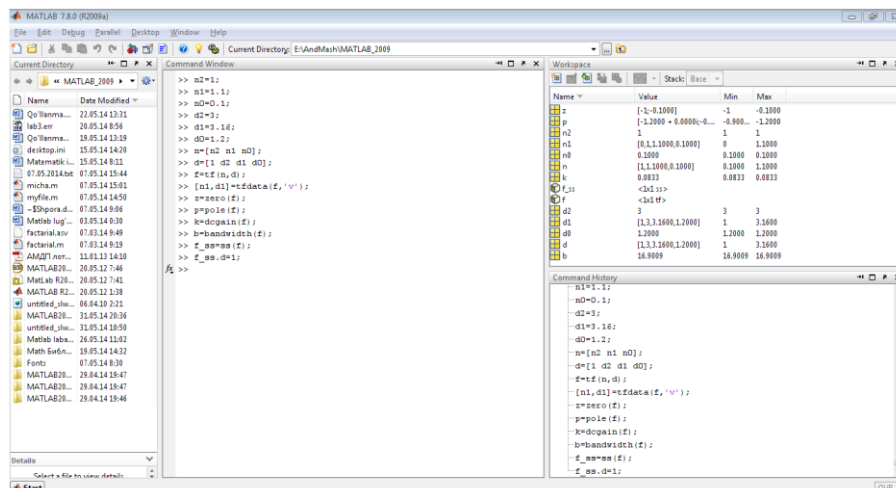




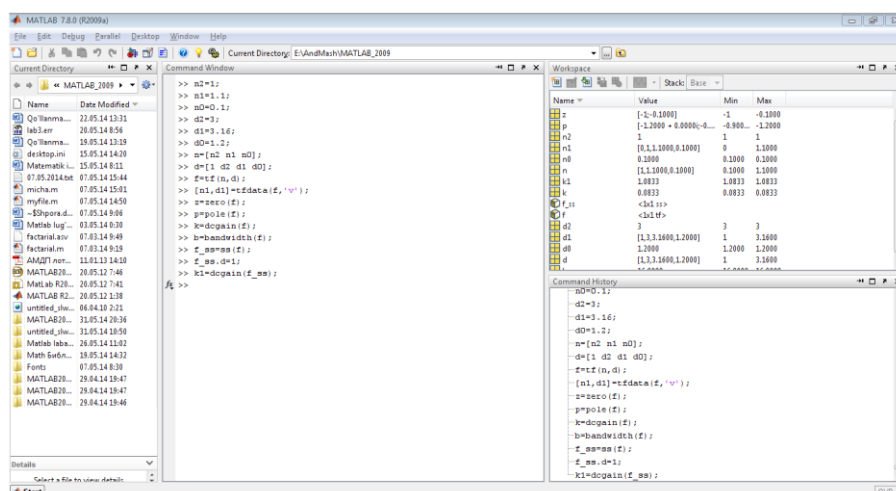
## Фазода тизим моделини кураимиз



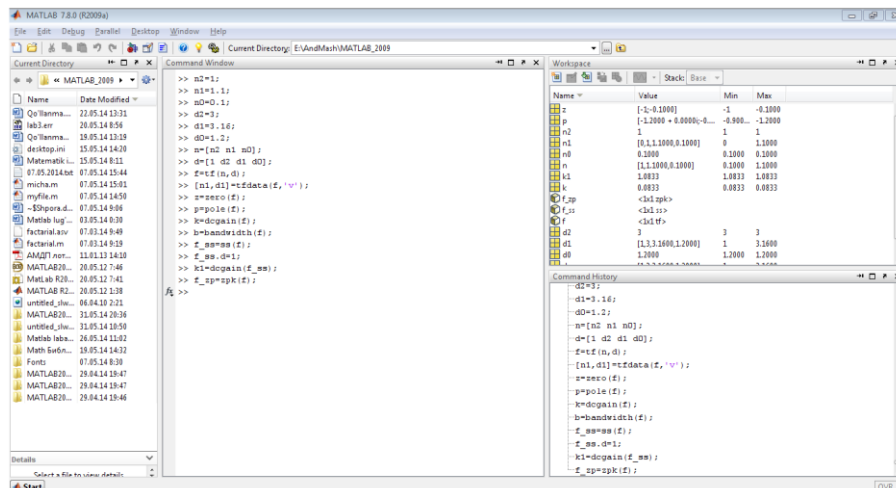
## 1-даражали зонадан тўғридан-тўғри коэффициентларни аниқлаймиз



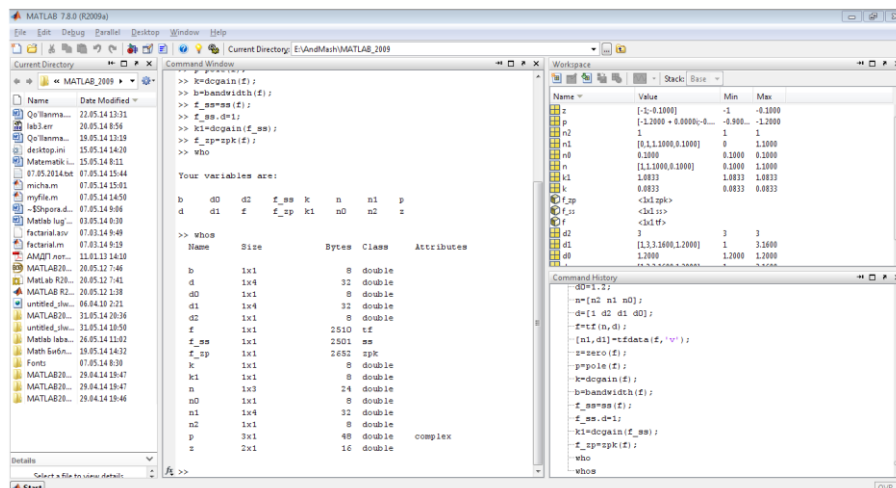
## Белгилаш режимидаги кузатиш зоналарини янги коэффициентларини аниқлаймиз



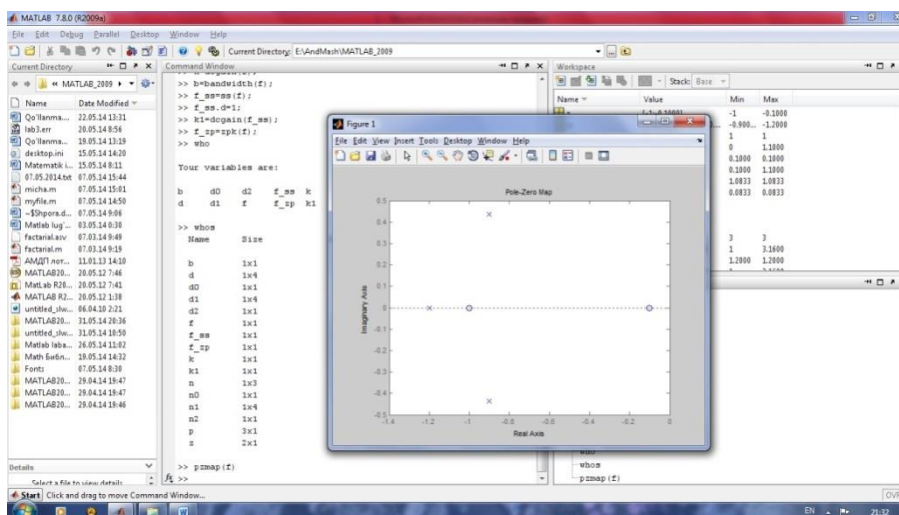
## “Қутб-ноллари” шаклидаги ишчи тизим моделини курамыз



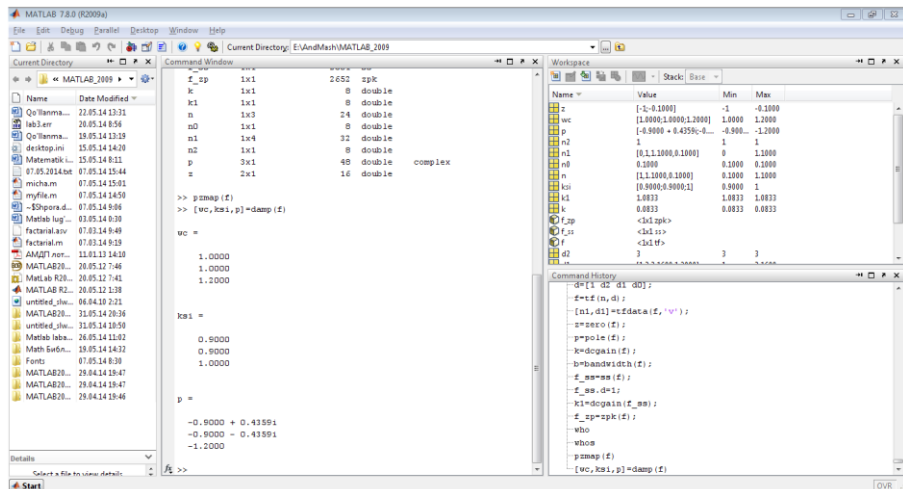
## Ўзгарувчиларни аниқлаймиз



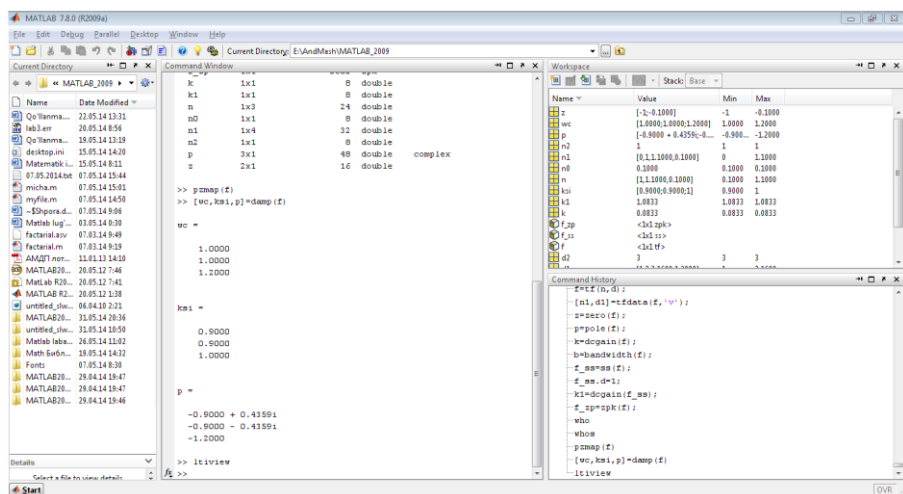
## Тизимнинг нолини ва мусбат қисмини графикда жойлаштирамиз

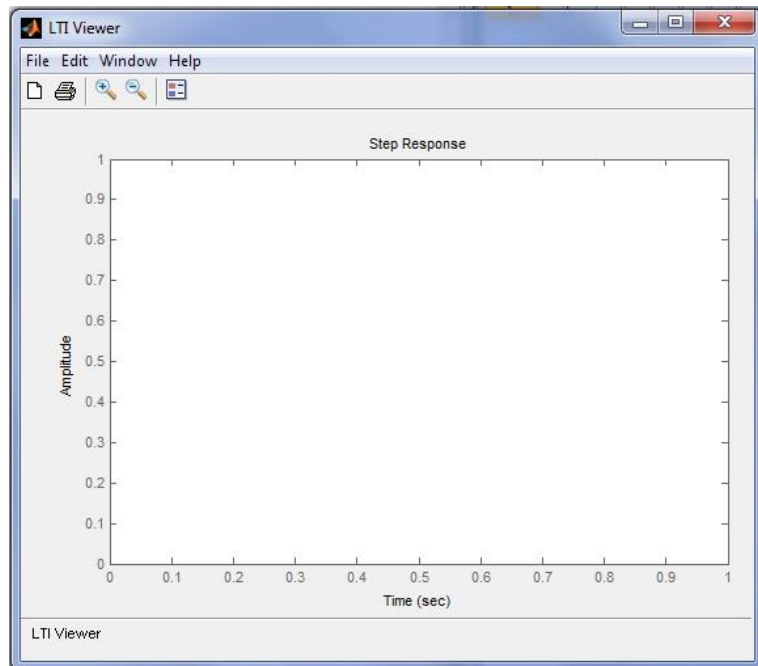


## Барча элементар зоналар учун шахсий ва тебранишни пасайтирувчи коэффициентларни аниқлаймиз

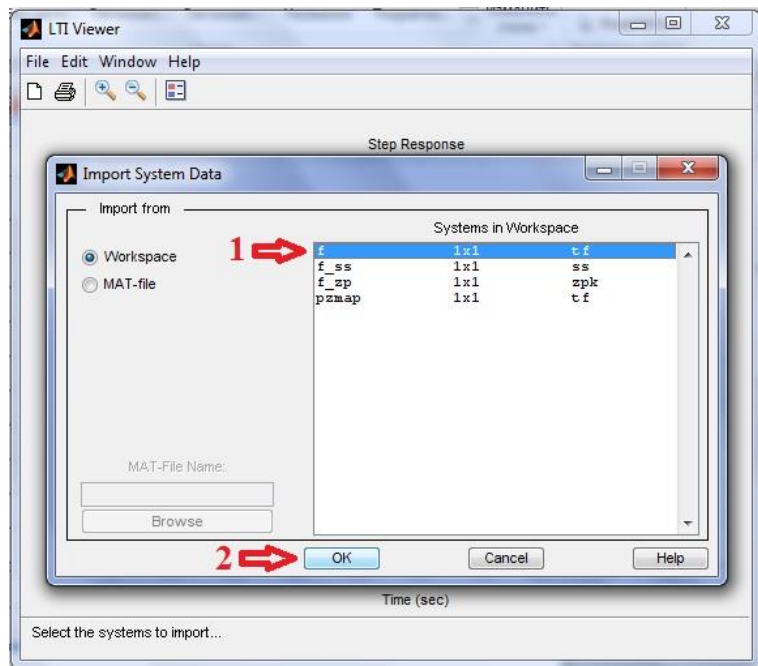


## ЛТИ Вионер моделини ишга тушираимиз

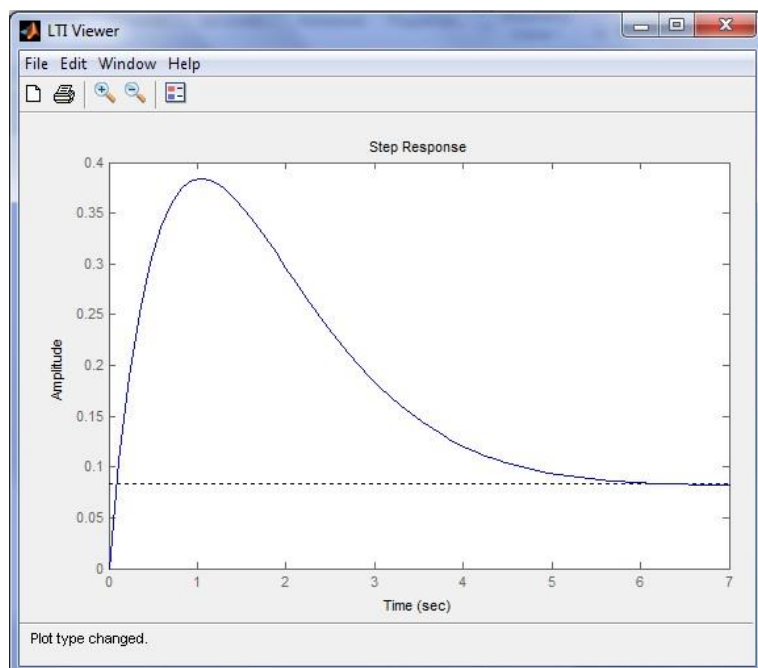




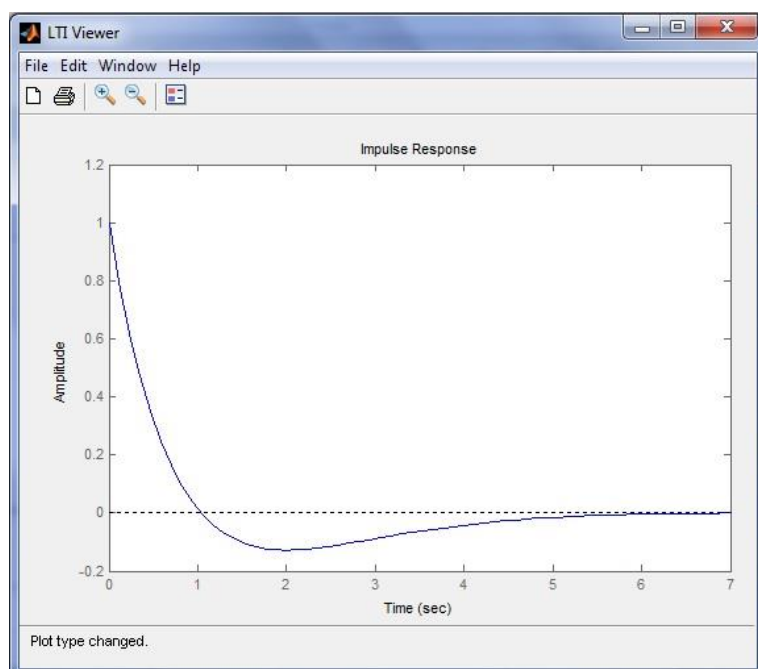
ф-моделини юклаймиз (*Филе* → *Импорт*)



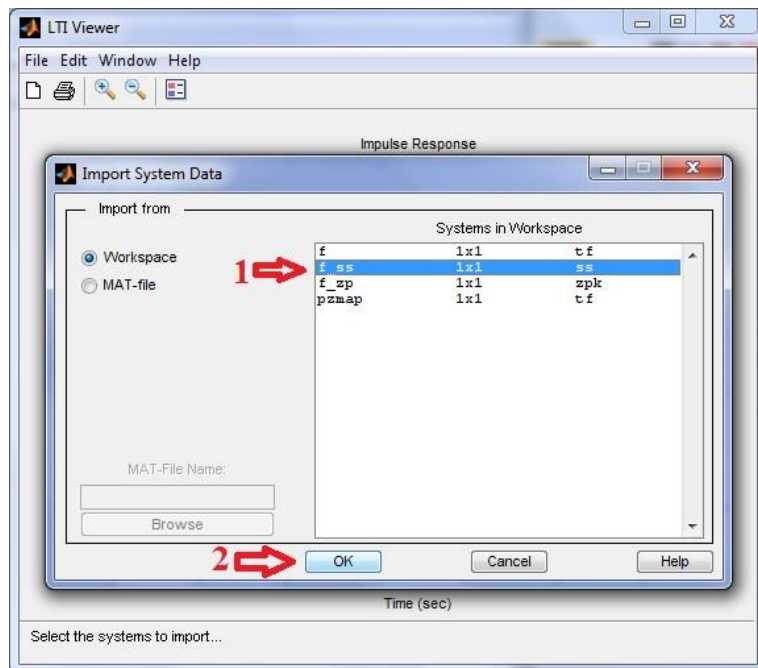
“ ф ” ни устигасич қончани чап тугмасини бир марта босиладива “OK”



Тизимдаги импульс характеристикасини қурамыз (*ПКМ* → *Плот*  
*Тўпас* → *Импульс*)

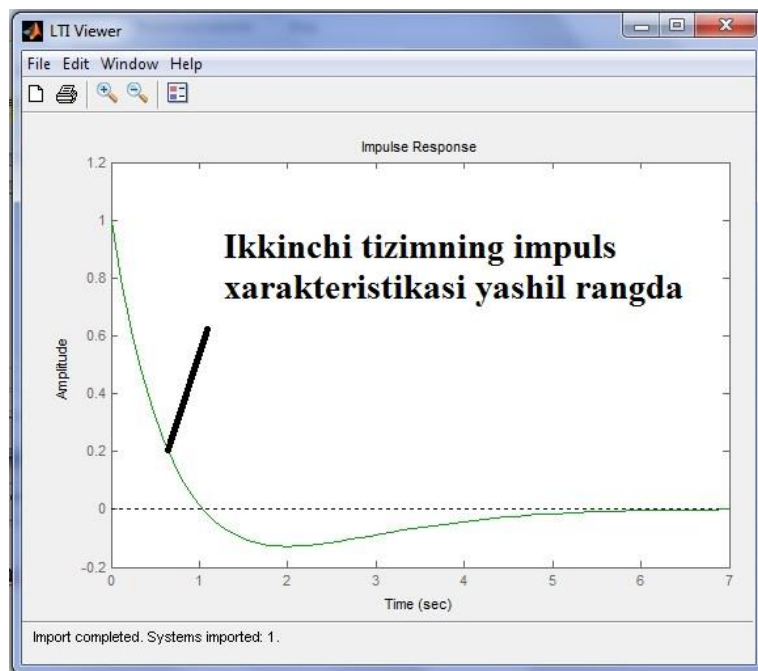


$\Phi$ \_сс-моделини юклаймыз (*Филе* → *Импорт*)

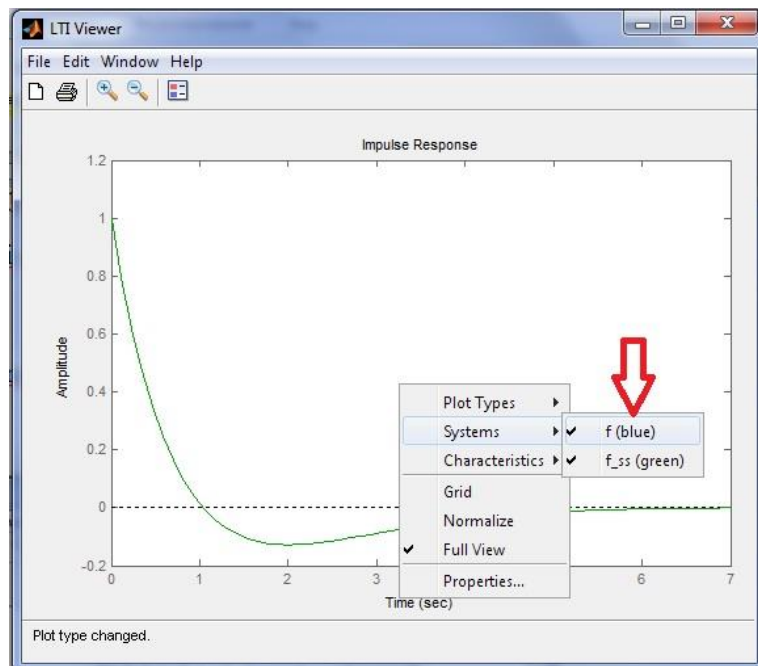


“ f<sub>ss</sub> ” ни устигасичқончани чап тугмасини бир марта босиладива “OK”

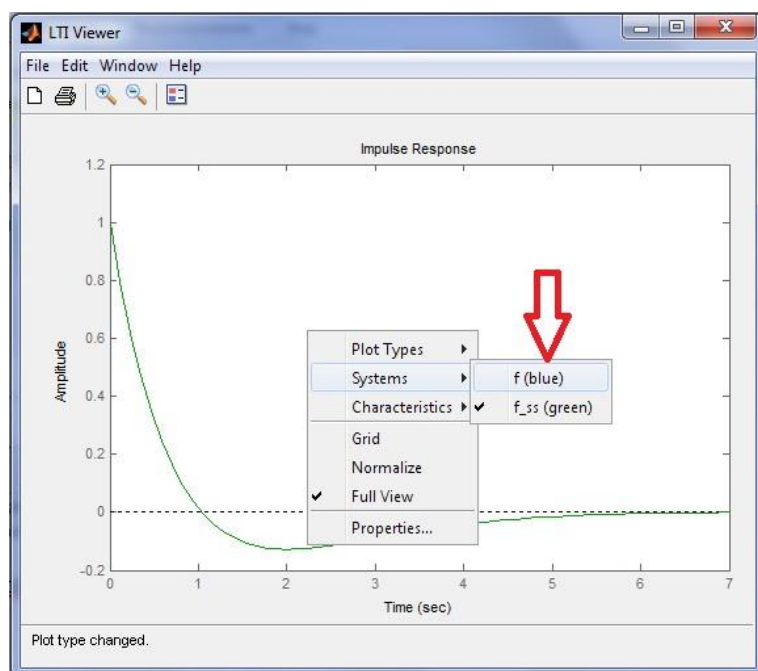
Иккинчи тизимнинг импульс харақтеристикасини кураимиз.



Фтизимини ўчираимиз.



Тизимларнинг характеристикалари бир-хил. Иккалатизимниёқамиз



Тизим характеристикасини ўтишини курамыз (ПКМ → Плот Тўнес → Смен)

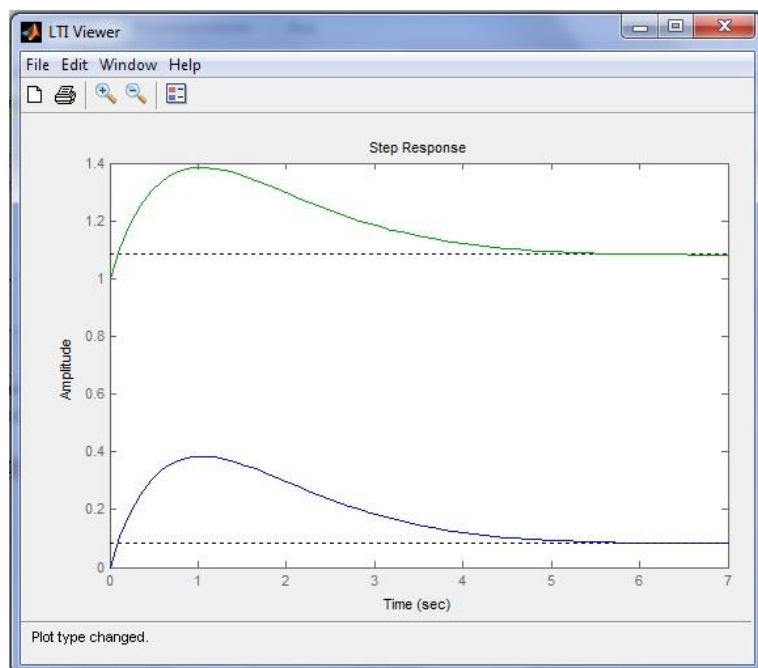
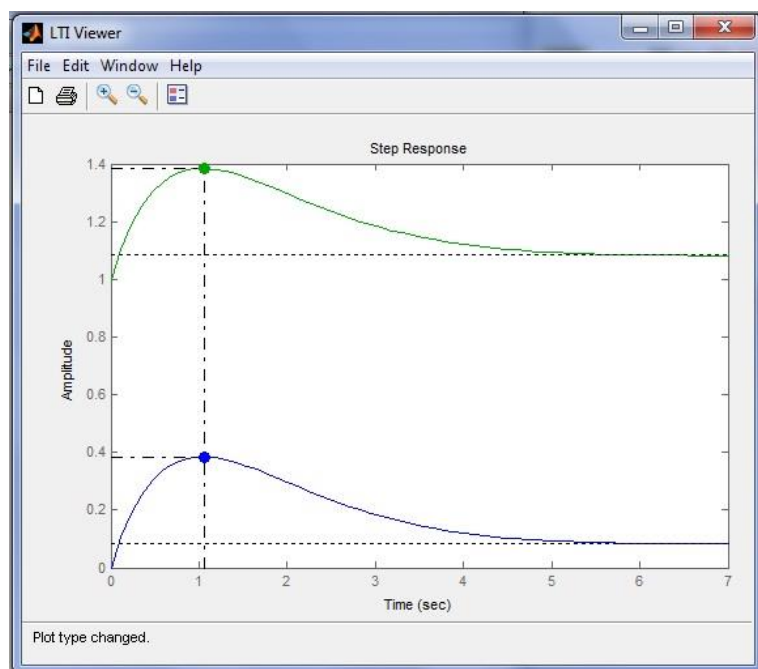


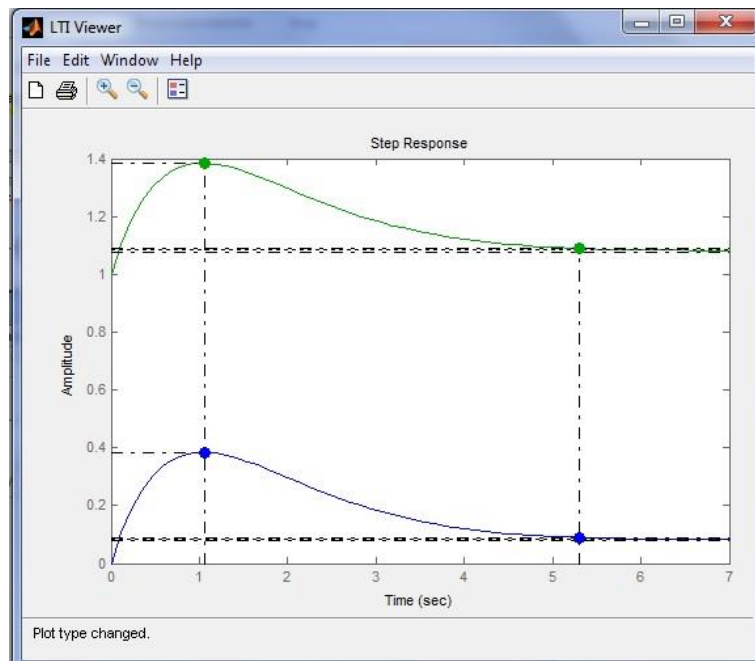
График орқали қуйдагиларни аниқлаймиз:

**(ПКМ→Чарактеристисс→Пеак Респонсе) ”максимум”**

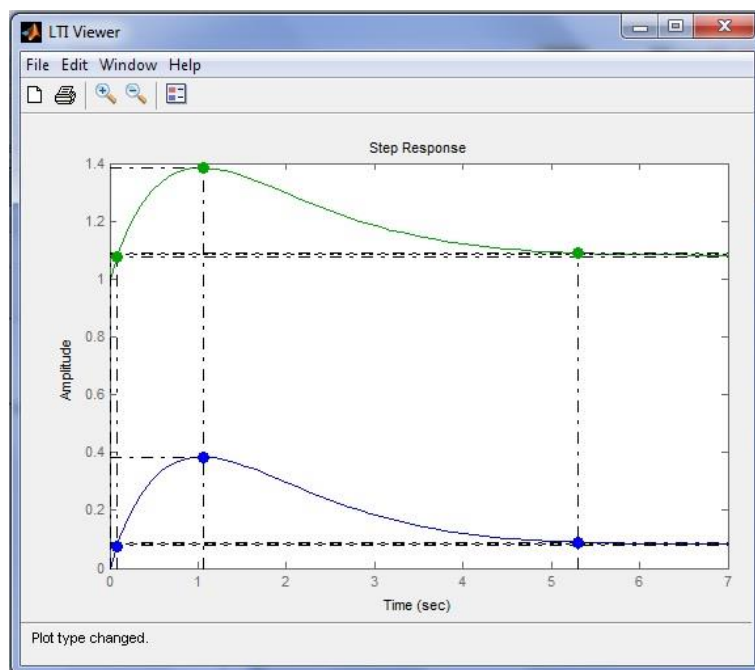


**(ПКМ→Чарактеристисс→Сеттлинг Тиме) ”ўтишвақти”**

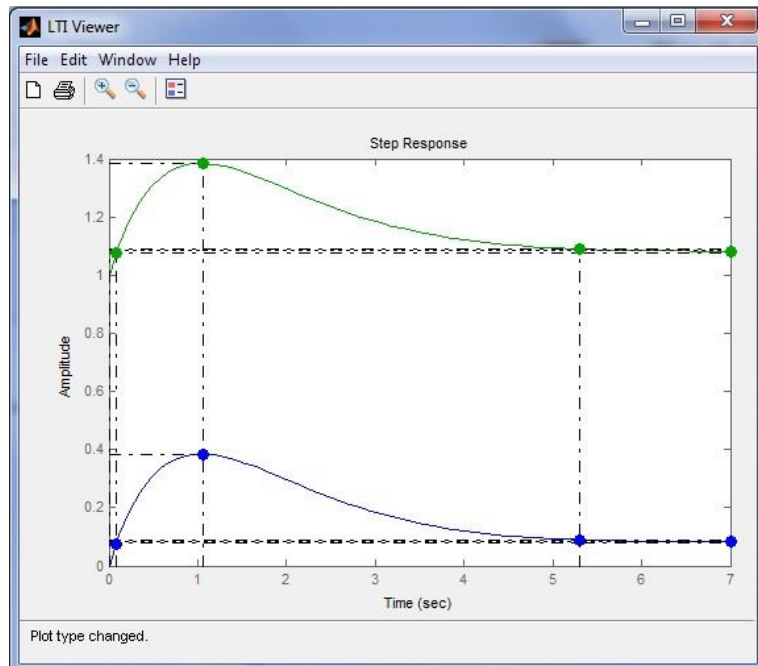




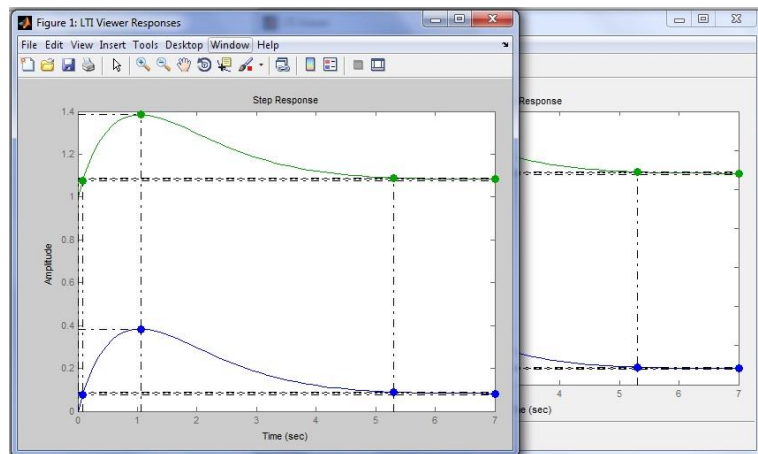
*(ПКМ→Чарактеристисс→Rise Time) ”кўтарилиш вақти”*



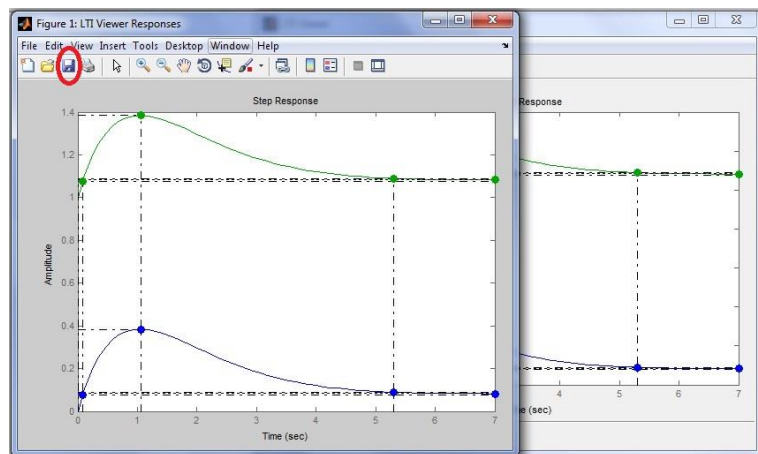
*(ПКМ→Чарактеристисс→Steady State) ”белгиланган қиймат”*



Курилган графикларни алоҳида ойнага оламиз (*Филе→Принт то Фигуре*)

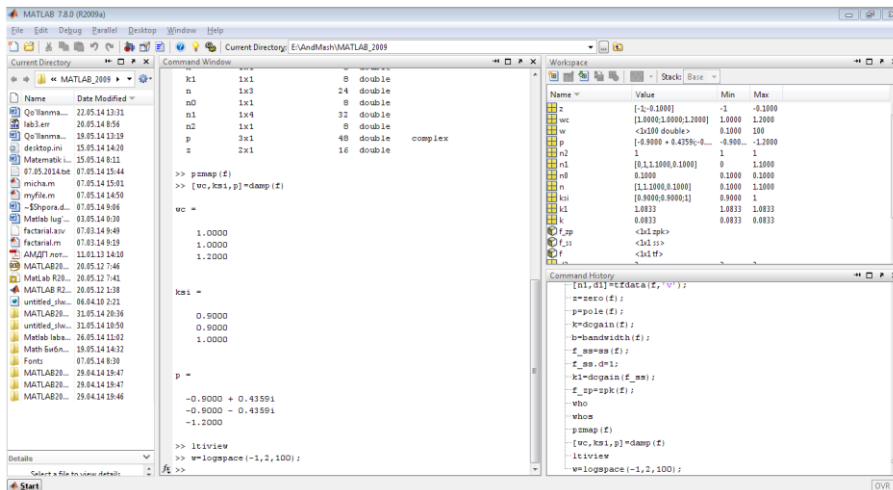


Олинган натижаларни ҳисобот учун сақлаймиз

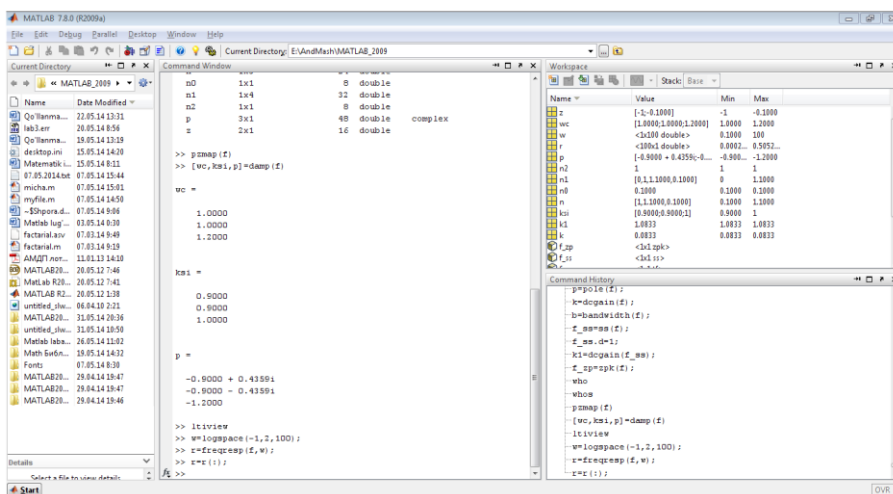


ЛТИ Вионер ойнасиниёпамизва МАТЛАБ тизимида маълумотларни киритишни давом еттирамиз

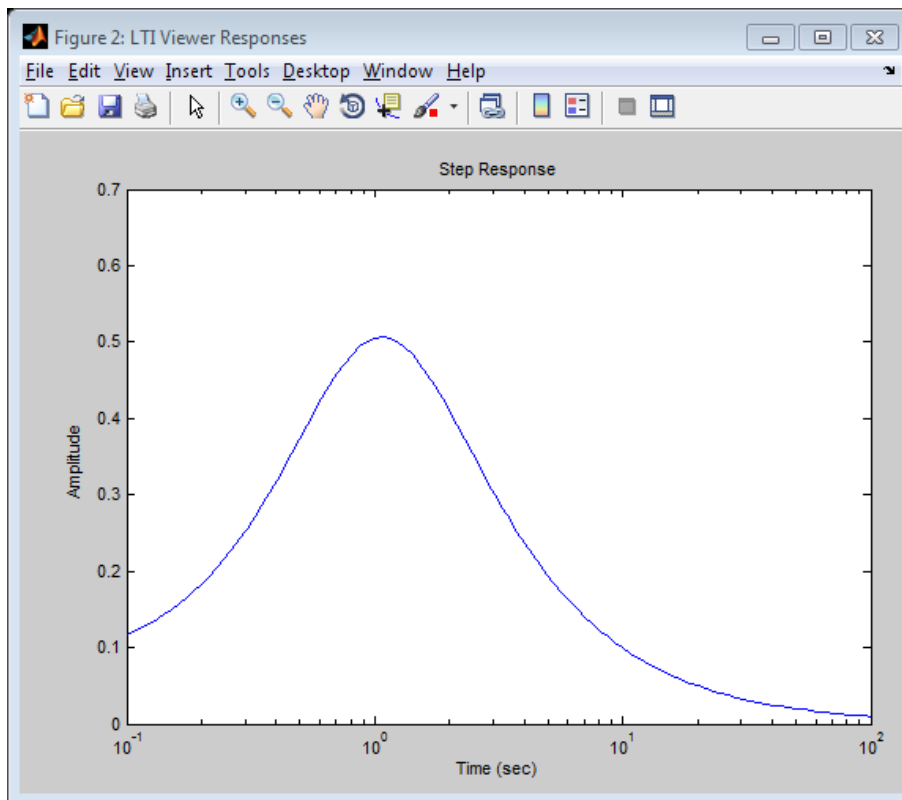
Қурилган частота характеристикаси учун частота массивини хосил қиламиз



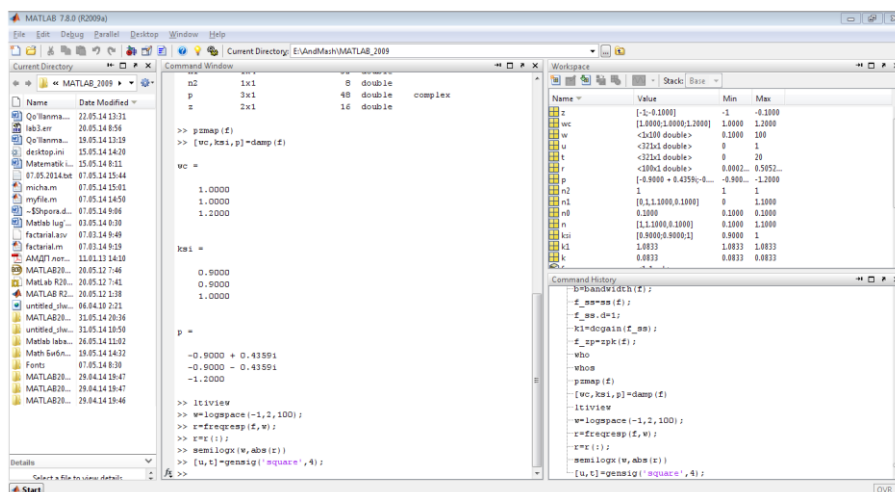
Ишчи тизимнинг частота характеристикасини ўрганиб чиқамиз



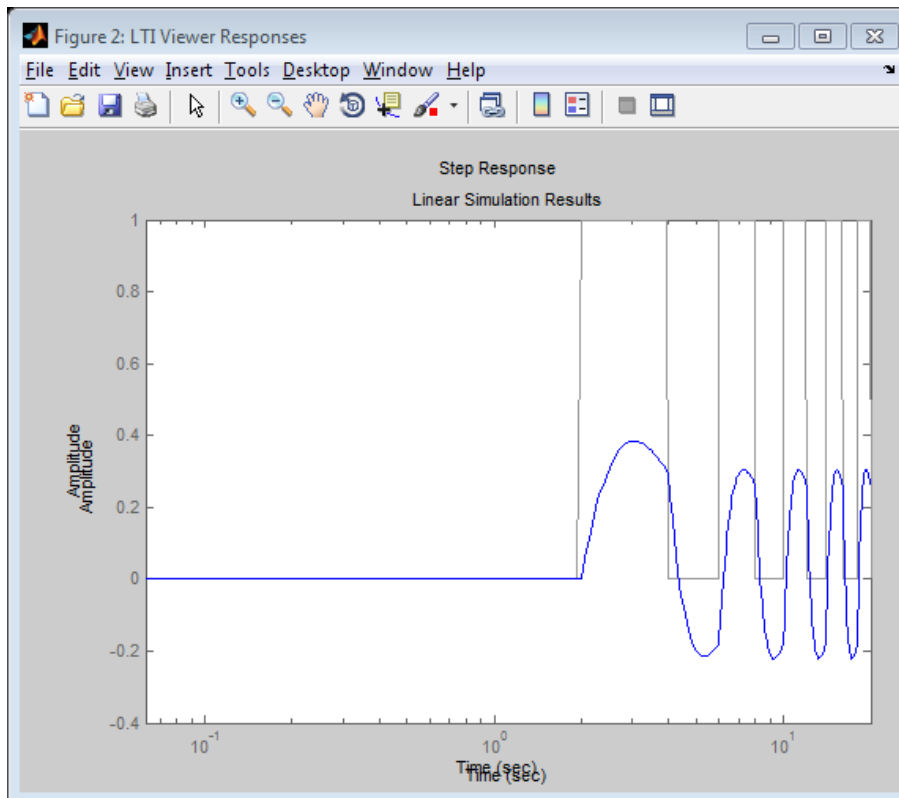
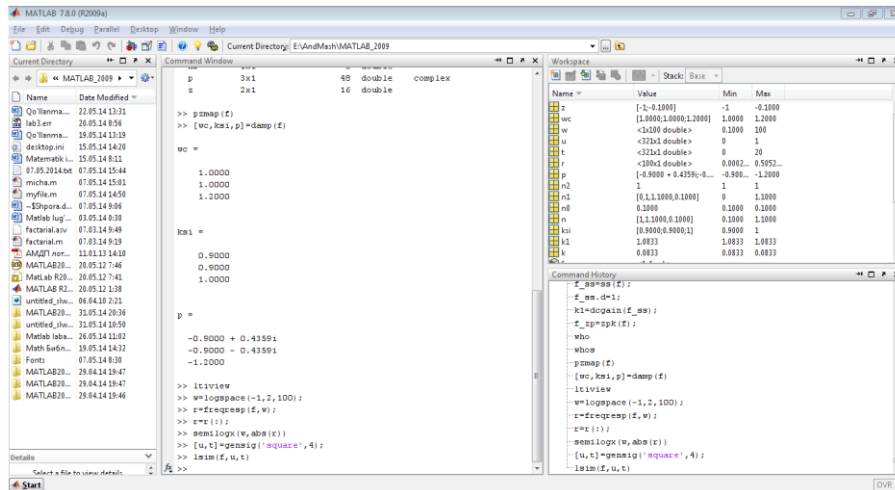
Логорифмик график яратамиз



Сигнални ҳосил қиламиз



Моделлаштиришни тугатамиз ва ф тизимининг кирувчи сигналлар графигини кураамиз



#### 4-Амалий машғулот: Тасодифий таъсирларда чизиқли стационар автоматик бошқариш тизимлари

**Ишдан мақсад:** Тасодифий жараёнларнинг спектрал зичлигини аниқлаш. Чизиқли системларнинг кириш ва чиқишида тасодифий жараёнларнинг корреляцион функциялари ва спектрал зичликлари орасидаги алоқани аниқлаш.

Тасодифий функциянинг таркибий қисмида юзага келадиган тебраниш частоталари бўйича тасодифий статсионар функсиянинг дисперсия тақсимланиши тўғридан-тўғри Фуре конвертатсияси  $S_x(\omega)$ , орқали коррелятсия функцияси билан боғлиқ бўлган спектрал зичлик деб

аталади  $R_x(\tau)$ : 
$$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Юқоридаги иборада коррелятсия функциясининг ифодасини алмаштириш, биз оламиз

$$\begin{aligned} S_x(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \dot{x}(t) x(t+\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \dot{x}(t) e^{-j\omega t} dt \times \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau) \cdot e^{-j\omega(t+\tau)} d\tau = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} X(-j\omega) X(j\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |X(j\omega)|^2. \end{aligned}$$

Шунинг учун тасодифий жараённинг спектрал зичлиги амплитуда квадратага мутаносибдир (тасодифий сигнал спектрининг кучи).

Шунинг учун спектрал зичлик кўпинча энергия частотаси спектри деб аталади.

Амалиётда корреляция функциясини спектрал зичликка қараб аниқлаш учун тескари Фурье трансформатсияси қўлланилади.

$$: R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega.$$

Бу ифода, шунингдек, тасодифий функсияси олиб варянс1 аниқлаш учун

хизмат қилади  $\tau = 0$  формуладан этиб 
$$R_x(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega,$$

Парсевал ифодаси сифатида танилган.

#### Амалий мисол

вазифаси бир статсионар тасодифий жараённинг спектрал зичлиги бир эгри куриш иборат  $X(t)$  бўлган  $R_x(\tau) = N \cdot \delta(\tau)$ .

Биз  $S_x(\omega)$  тўғридан-тўғри Фуре трансформациясидан

фойдаланишни топамиз :  $S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} N \cdot \delta(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} dt = N$ .

Шуни ҳисобга олди  $e^{-j\omega\tau} \Big|_{\tau=0} = 1$ ,  $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) d\tau = 1$ .

Шунинг учун спектрал зичлик эгри - абтсисса ўқига параллел бўлган тўғри чизик (11.4-рasm, а).

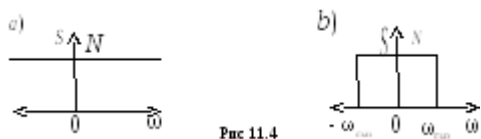


Рис 11.4

Бу саволга жараённинг барча частоталар ўз ичига олади, деган маънони англатади  $-\infty$  юқорига  $+\infty$  тенг интенсивлиги билан. Бу

жараён оқ шовқин деб аталади.

Парсевал ифодаси ёрдамида тасодифий функсиянинг ўзгаришини аниқлаймиз:

$$R_x(0) = D_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} N \cdot d\omega = \frac{N \cdot \omega}{2\pi} \Big|_{-\infty}^{+\infty} = \infty.$$

Бундан келиб чиқадики, "оқ шовқин" туридаги сигнални олиш учун жисмонан имконсиз бўлган чексиз энергия манбаи зарур.

Эътибор беринг, автоматик бошқарув тизимларининг инертиyasi туфайли барча юқори частоталар кечиктирилади. Шу сабабли, частота спектри чекланган тасодифий жараённинг хусусиятларини аниқлаш қизиқ (4-рasm, б):

$$S_x(\omega) = \begin{cases} N, & \text{avec } |\omega| \leq \omega_{\max} \\ 0, & \text{avec } |\omega| > \omega_{\max} \end{cases}.$$

Биз яна  $e^{j\omega\tau} = \cos \omega\tau + j \sin \omega\tau$ ; носимметрик чегаралардаги функсиянинг нолга тенг эканлигини ҳисобга олиб, биз тақдим этадиган иборани

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} N \cdot \cos \omega\tau d\omega = \frac{N \cdot \sin \omega_{\max} \tau}{\pi\tau}.$$

ишлатамиз . Ниҳоят ёзиб олинг

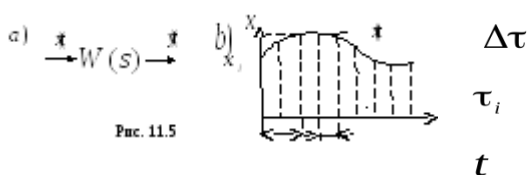
$$D_x = R_x(0) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{N \cdot \sin \omega_{\max} \tau}{\pi\tau} = \frac{N}{\pi} \omega_{\max}.$$

Тасодифий жараённинг тарқалиши

Шунинг учун тасодифий жараённинг энергия манбаи зарур бўлган куч, спектрал зичлиги сек. 4, б, частота билан чекланган  $\omega_{MAX}$ .

**Чизиқли системларнинг кириш ва чиқишида тасодифий жараёнларнинг коррелясион функциялари ва спектрал зичликлари орасидаги алоқа.**

Биз трансфер функцияси билан тизимнинг киритиш учун қўлланилади тасодифий сигнал орасидаги муносабатларни аниқлаш  $W(s)$  чиқиши ва сигнал  $y(t)$  (расм 5 а).



Узунлик ва амплитуда тўртбурчаклар кетма-кетлиги сифатида экса  $t$  ва эгри орасидаги майдонни тасаввур қилинг, бу эрда (5-расм, б).  $x(t) \Delta\tau$   
 $x_i = x(\tau_i) \quad \tau_i = i\Delta\tau$

Камайиши  $\Delta\tau$  билан тизимнинг ҳар бир  $i$  пулсига жавобини тизимнинг  $\delta$ -функцияга майдон билан жавоби билан алмаштириш мумкин. Тизимнинг  $\delta$ -функцияга  $A_i = x_i \Delta\tau_i$  жавоби маълум, чунки у оғирлик функцияси (импульсли жавоб) деб номланади:  $\varpi(t) = L^{-1}\{W(s)\}$ .

пулс тури таъсири  
 реакция  $\delta(t - \tau_i)$  майдони  $A_i = x_i \Delta\tau_i$  тенг  $y(t - \tau_i) = \varpi(t - \tau_i)x(\tau_i)\Delta\tau$ .

Бир қатор импульсларга жавоб қуйидагича бўлади.

$$y(t) = \sum_{i=0}^n y(t - \tau_i) = \sum_{i=0}^n \varpi(t - \tau_i)x(\tau_i)\Delta\tau.$$

$\Delta\tau \rightarrow 0$  Бизда  $y(t) = \int_0^t \varpi(t - \tau)x(\tau)d\tau$  ва алмаштиришда бўлганда чегарага ўтиш

ўзгарувчилар  $t - \tau = \theta$   $y(t) = \int_0^t \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta.$

Олинган иборалар Дуҳамел интегралини ёзишнинг иккита шаклини ёки иккита функсияни  $\varpi(t)$  йиғишни ва бошқаларни англатади  $x(t)$ .



Энди  $x(t)$  сигнал тасодифий, статсионар ва эргодик деб фарз қилайлик. Сигналларнинг чизиқли узатилиши туфайли, чиқиш сигнали  $y(t)$  ҳам бўлади

тасодифий стационар ва эргодик  $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta$ .

Биз сигналнинг корреляцион функциясининг ифодасини топамиз  $y(t)$  Умуман олганда

$$R_y(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y(t) \cdot y(t + \tau) dt.$$

Биз бу иборани ўрнини

босамиз  $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta$  ва  $y(t + \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta)x(t + \tau - \eta)d\eta$ .

Бизда бор  $R_y(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T dt \int_{-\infty}^{+\infty} \varpi(\theta)x(t - \theta)d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta)x(t + \tau - \eta)d\eta$ .

Унда  $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T dt = 1$ . ифоданинг қолган қисми қуйидагича ёзилади:

$$R_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t - \theta)x(t + \tau - \eta)dt \right] d\eta.$$

чунки  $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t - \theta)x(t + \tau - \eta)dt = R_x(\tau + \theta - \eta)$ ,

биз ниҳоят:

$$R_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta)d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta)R_x(\tau + \theta - \eta)d\eta.$$

Фақатгина ёзилган ибора, чиқиш ва киришда сигналларнинг корреляцион функциялари ўртасидаги муносабатни ўрнатади. Аммо бу иборани амалий ҳисоб-китоблар учун ишлатиш анча мураккаб. Кириш ва чиқишдаги сигналларнинг спектрал кучлари учун содда ифода олинади. Бунинг учун тўғридан-тўғри Фуре трансформациясини қуйидагилар учун қўлланг  $R_y(\tau)$  :

$$S_y(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_y(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau =$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta) d\theta \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) R_x(\tau + \theta - \eta) d\eta \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta) \cdot e^{j\omega\theta} d\theta$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) e^{-j\omega\eta} d\eta \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau + \theta - \eta) e^{-j\omega(\tau + \theta - \eta)} d\tau.$$

Олинган ифодада  $\int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\theta) \cdot e^{j\omega\theta} d\theta = W(-j\omega)$ ;  $\int_{-\infty}^{\infty} \varpi(\eta) e^{-j\omega\eta} d\eta = W(j\omega)$ ;

$\int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau + \theta - \eta) e^{-j\omega(\tau + \theta - \eta)} d\tau = S_x(\omega)$ . Ниҳоят бизда бор

$$S_y(\omega) = W(-j\omega)W(j\omega)S_x(\omega) = |W(j\omega)|^2 S_x(\omega).$$

Шунинг учун,  $R_x(\tau)$  или  $S_x(\omega)$  бошқариш объектининг динамик хусусиятларини ҳисобга олган ҳолда, тасодифий чиқиш сигналининг хусусиятларини аниқланг объект. Худди шу ибораларни ишлатиш мумкин. мос келадиган тизим параметрларини танлаш учун шундай қилиб, тасодифий бузилишларнинг таъсири тизимнинг ишлашини минималлаштириш мумкин. Сигналларни чизиқли тизим орқали ўтказишда жуда муҳим бўлган алоҳида ҳолларни кўриб чиқинг.

Айтайлик, узатиш функцияси бўлган тизим  $W(j\omega) = j\omega$  тасодифий сигналга дуч келади  $S_x(\omega)$ . Кейин чиқиш сигнали учун бизда  $S_y(\omega) = \omega^2 S_x(\omega)$ . тизим икки хил фарқлаш  $S_x(\omega)$  амалга оширилганда кўпайтирилади  $\omega^4$ . Шунинг учун, тасодифий сигнални фарқлашда юқори частотали таркибий қисмлар тезроқ ва кучли равишда кучаяди, паст частотали қисмларга қараганда. Бу шуни англатадики, тасодифий аралашини бўлса, фарқловчи хусусиятларнинг тузатиш занжири тизимга киритилиши мумкин эмас. Акс ҳолда, сиз бошқариш тизимининг ишлашида сезиларли даражада ёмонлашинингиз мумкин.

Тизимнинг чиқишидаги спектрал зичлик бошқарув тизимининг хусусиятларининг ажралмас табиати бўлса, кириш жойидаги спектрал

зичликка тенг. Бу шуни англатадики, юқори частотали таркибий қисмлар пасаяди ва тизим чиқишидаги сигнал текисланади.

### **“Кейс-стади” методи**

Кейс-стади инглизча case – аниқ вазият, study – таълим сўзларининг бирикувидан ҳосил қилинган бўлиб, аниқ вазиятларни ўрганиш, таҳлил этиш ва ижтимоий аҳамиятга эга натижаларга эришишга асосланган таълим методидир.

Мазкур метод муаммоли таълим методидан фарқли равишда реал вазиятларни ўрганиш асосида аниқ қарорлар қабул қилишга асосланади. Агар у ўқув жараёнида маълум бир мақсадга эришиш йўли сифатида қўлланилса, метод характериға эға бўлади, бирор бир жараённи тадқиқ этишда босқичма-босқич, маълум бир алгоритм асосида амалға оширилса, технологик жиҳатни ўзида акс эттиради.

### **Кейс-стади методининг келиб чиқиши ҳақида маълумот**

Ушбу метод дастлаб 1920 йилда Гарвард бизнес мактабида қўлланилган. Гарвард бизнес мактабининг ўқитувчилари бизнес йўналишидаги аспирантура бўлими учун тўғри келадиган дарсликларнинг мавжуд эмаслигини тез англайдилар. Ушбу масалани ечиш учун бизнес мактабининг ўқитувчилари томонидан қўйилган дастлабки қадам етакчи бизнес амалиётчиларидан интервью олиш ҳамда мана шу менеджерларнинг фаолияти, унга таъсир этувчи омиллар юзасидан батафсил хисобот ёзиш бўлди.

Кейсда очик ахборотлардан ёки аниқ воқеа-ҳодисадан вазият сифатида таҳлил учун фойдаланиш мумкин. Кейс ҳаракатлари ўз ичига қуйидагиларни камраб олади:

- Ким (Who),
- Қачон (When),
- Қаерда (Where),
- Нима учун (Why),

- Қандай/ Қанақа (How),
- Нима-натижа (What).

### **Кейс методини амалга ошириш босқичлари**

1. Кейс билан танишув (индивидуал)
2. Асосий муаммони (ўқув муаммосини) ажратиб олиш ва ўрганиш (индивидуал ва кичик гуруҳларда)
3. Ҳолатлар йиғиш ва муаммонинг мақбул ечимини танлаш, моделлаштириш (кичик гуруҳларда)
4. Кейс ечими учун таклиф этилган ҳолатларни тақдимоти, таҳлил ва баҳолаш (ўқитувчи ва кичик гуруҳлар)
5. Кейс ечими ва тавсиялар  
(ўқитувчи, кичик гуруҳлар ва индивидуал)

### **Кейс-методини амалга оширувчи ўқитувчи фаолиятининг босқичлари**

- 1) тайёргарлик босқичи;
- 2) асосий босқич: кейс-стади методини амалга ошириш;
- 3) таҳлилий, баҳоловчи босқич.

**1- босқич: Тайёргарлик босқичи.** Аудиториядан ташқарида бажариладиган мураккаб илмий-тадқиқотчилик, услубий ва конструкциялаш фаолиятини ўз ичига олиб, ўқитувчи ҳаракатларининг қуйидаги изчиллиги билан боғлиқ бўлади:

- кейсни яратади (агар тайёр кейсдан фойдаланилмаса);
- таълим технологиясини лойиҳалаштиради ва режалаштиради;
- талабаларни тайёрлайди, уларнинг кейс билан мустақил ишлаши учун ўқув ва услубий таъминотни ишлаб чиқади.

**2-босқич: Асосий босқич: кейс-стади методини амалга ошириш**

Асосий босқичда ўқитувчи ҳаракатларининг изчиллиги қўйидаги тартибда амалга оширилади:

- ўқув машғулотига кириш;
- ўқув машғулотининг асосий босқичи;
- ўқув машғулотининг якунловчи-баҳоловчи босқичи.

### **3-босқич: Таҳлилий, баҳоловчи босқич**

Бу ўқитувчининг аудиториядан ташқари фаолияти бўлиб, у қуйидаги ҳаракатлар изчиллигидан иборат бўлади:

- ўтказилган машғулот таҳлили ва баҳоланиши;
- кейсинг таълимдаги самарадорлигини баҳолаш;
- таълим технологиясига ўзгартишлар киритиш (зарур бўлганида).

### **Талабалар томонидан кейсни ечиш босқичлари:**

Жаҳон тажрибаси кўрсатишича, агар талабаларнинг кейсни ҳал этиш технологияси икки босқичдан иборат бўлса, таълимий мақсадларга эришишда янада кўпроқ самарага эришиш мумкин:

**Биринчи босқич** – кейсни ҳал этиш бўйича индивидуал (аудиториядан ташқари) иш.

**Иккинчи босқич** – кейс билан биргаликда жамоа бўлиб (аудиторияда) ишлаш.

***Биринчи босқич – кейсни ҳал этиш бўйича индивидуал иш***

***талаба мустақил равишда:***

- 1) кейс материаллари билан танишади;
- 2) тақдим этилган вазиятни ўрганади, изоҳлайди ва асослайди;
- 3) муаммо ва муаммо ости муаммоларни ажратади, вазиятни тадқиқ ва таҳлил қилиш усуллари танилади;

4) берилган амалий вазиятни таҳлил қилади; ажратилган муаммони ҳал этиш усуллари ва воситаларини белгилайди ва асослайди;

5) таклиф этиладиган қарорни амалга ошириш бўйича тадбирларни ишлаб чиқади.

**Иккинчи босқич – кейс бўйича жамоа бўлиб ишлаш талабалар кичик гуруҳларга бўлиниб, биргаликда кейс устида ишлашади:**

1) гуруҳ аъзоларининг вазият, асосий муаммолар ва уларни ҳал этиш йўллари ҳақидаги турли тасаввурларини мувофиқлаштиришади;

2) ечимнинг таклиф этилган вариантларини муҳокама қиладилар ва баҳолайдилар, қўйилган муаммо нуқтаи назаридан ушбу вазият учун энг мақбул вариантни танлашади;

3) муаммоли вазият ечимига олиб келадиган танланган ҳаракатлар йўлини амалга оширишнинг аниқ қадамба-қадам дастурини батафсил ишлаб чиқадилар;

4) тақдимотга тайёрланадилар ва намоёиш этиладиган материални расмийлаштиришади.

Кейс ҳаракатлари ўз ичига қуйидагиларни қамраб олади: Ким (Who), Қачон (When), Қерда (Where), Нима учун (Why), Қандай/ Қанақа (How), Нима-натижа (What).

**“Кейс методи”ни амалга ошириш босқичлари**

<b>Иш босқичлари</b>	<b>Фаолият шакли ва мазмуни</b>
<b>1-босқич:</b> Кейс ва унинг ахборот таъминоти билан таништириш	✓ якка тартибдаги аудио-визуал иш; ✓ кейс билан танишиш(матнли, аудио ёки медиа шаклда); ✓ ахборотни умумлаштириш;

	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ ахборот таҳлили;</li> <li>✓ муаммоларни аниқлаш</li> </ul>
<b>2-босқич:</b> Кейсни аниқлаштириш ва ўқув топшириғни белгилаш	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ индивидуал ва гуруҳда ишлаш;</li> <li>✓ муаммоларни долзарблик иерархиясини аниқлаш;</li> <li>✓ асосий муаммоли вазиятни белгилаш</li> </ul>
<b>3-босқич:</b> Кейсдаги асосий муаммони таҳлил этиш орқали ўқув топшириғининг ечимини излаш, ҳал этиш йўллари ишлаб чиқиш	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ индивидуал ва гуруҳда ишлаш;</li> <li>✓ муқобил ечим йўллари ишлаб чиқиш;</li> <li>✓ ҳар бир ечимнинг имкониятлари ва тўсиқларни таҳлил қилиш;</li> <li>✓ муқобил ечимларни танлаш</li> </ul>
<b>4-босқич:</b> Кейс ечимини ечимини шакллантириш ва асослаш, тақдимот.	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ яқка ва гуруҳда ишлаш;</li> <li>✓ муқобил вариантларни амалда қўллаш имкониятларини асослаш;</li> <li>✓ ижодий-лойиҳа тақдимотини тайёрлаш;</li> <li>✓ якуний хулоса ва вазият ечимининг амалий аспектларини ёритиш</li> </ul>

**Кейс. Тизим синтезининг асосий вазифаси ўртача квадратик хатонинг минимал қийматини келтирадиган тизим параметрларини аниқлаш**

**Кейсни бажариш босқичлари ва топшириқлар:**

- Кейсдаги муаммони келтириб чиқарган асосий сабабларни белгилаш (индивидуал ва кичик гуруҳда).
- Двигателнинг қувватини пасайиш сабабларини муҳокама қилиш (жуфтликлардаги иш).

## ГЛОССАРИЙ

Инглиз тилидаги шарҳи	Рус тилидаги шарҳи	Ўзбек тилидаги шарҳи
<p><b>Control Action, Shared Time</b> Control action in which one controller divides its computation or control time among several control loops rather than acting on all loops simultaneously</p>	<p><b>Контроль действий по времени</b></p>	<p>Вақт бўйича таъсирлар назорати</p>
<p><b>Control Action, Derivative (Rate)</b> Control action in which the output is proportional to the rate of change of the input</p>	<p><b>Контроль действий, Дифференциальное (действие)</b> Контроль у которого выход пропорционален скорости изменениям входных данных.</p>	<p>Таъсирларнинг дифференциал назорати чиқиш қиймати кириш қийматларининг ўзгариш тезлигига пропорционал бўлган таъсир назорати</p>
<p><b>Control Action, Direct Digital</b> Control action in which control is performed by a digital device, which establishes the signal to the final controlling element</p>	<p><b>Контроль действий, действия прямого цифрового управления</b> в котором управление осуществляется с помощью цифрового устройства, которое устанавливает сигнал для конечного управляющего элемента</p>	<p>Таъсирлар назорати, тўғридан тўғри рақамли бошқарув таъсири бунда бошқарув рақамли қурилма ёрдамида амалга оширилади ва бу қурилма якуний бошқарув элементи учун сигнал ўрнатади.</p>



<p><b>Control Feedback</b> Control action in which a measured variable is compared to its desired value to produce an actuating error signal which is acted upon in such a way as to reduce the magnitude of the error</p>	<p><b>Контроль действий</b> Управление с обратной связью, в котором измеряемый параметр сравнивается с его требуемого значения для получения приводную сигнала ошибки, который действует таким образом, чтобы уменьшить величину ошибки.</p>	<p>Таъсирлар назорати, тескари алоқали бошқарув ушбу таъсирда ўлчанаётган параметр унинг бошланғич қиймати билан солиштирилади ва сиганл хатолигини аниқлашни ҳамда хатоликнинг қийматини камайиши учун хизмат килади</p>
<p><b>Control Feedforward</b> Control action in which information concerning one or more conditions that can disturb the controlled variable is converted into corrective action to minimize deviations of the controlled variable. Note: Feedforward control action can be combined with other types of control to anticipate and minimize deviations of the controlled variable.</p>	<p><b>Контроль действий,</b> действие с прогнозированием управления, в котором информация относительно одного или нескольких условий, которые могут нарушить регулируемой переменной преобразуется в корректирующие действия для минимизации отклонений регулируемой величины. Примечание: Предуправление управляющее воздействие может сочетаться с другими видами контроля</p>	<p>Таъсирлар назорати, бошқарувни олдиндан кўра билиш орқали таъсир ўтказиш бунда ахборот назорат қилинаётган ўзгарувчини қийматини бузувчи бир ёки бир эча шартларни уни корректловчи таъсирга айлантириш орқали назорат қилинаётган катталик четланишларини минималлаш учун ишлатилади. Изоҳ: бошқарувчи таъсирни олдиндан бошқариш назоратнинг бошқа</p>

	<p>для прогнози-рования и минимизации отклонений регулируемой величины.</p>	<p>турлари билан биргаликда ишлатилиши назорат қилинаётган катталиқ четланишларини минималлаштириш ва олдинган кўра олиш имконини беради</p>
<p><b>Control Action, High Limiting</b> Control action in which the output never exceeds a predetermined high limit value.</p>	<p><b>Контроль действий, высокие ограничения</b> действия управления, в котором выходной сигнал никогда не превышает предварительно определен-ное высокое предельное значение.</p>	<p>Юқори чегарали таъсирлар назорати бундай бошқарувда чиқиш сигнали ҳеч қачон рухсат этилган энг юқори чегаравий қийматдан ошиб кетмайди</p>
<p><b>Control Action, Integral (Reset)</b> Control action in which the output is proportional to the time integral of the input; i.e., the rate of change of output is proportional to the input</p>	<p><b>Контроль действий, Интегральное (Сброс)</b> действия управления, в котором выходной сигнал пропорционален интегралу по времени от входного; т.е. скорость изменения выходного сигнала пропорционален входу.</p>	<p>Таъсирлар назорати Интеграл (ресет) бундай бошқарувда чиқиш сигнали кириш сигналининг вақт бўйича интегралига пропорционал бўлади; яъни чиқиш сигналининг ўзгариш тезлиги киришга пропорсионалдир.</p>
<p><b>Control Action, Low Limiting</b> Control action</p>	<p><b>Действие управления, низкий Ограничение</b></p>	<p>Бошқариш таъсири,</p>

which the output is never less than a predetermined low limit value	действия управления, который на выходе никогда не бывает меньше, чем заданное предельное значение низкой. Контроль	бошқариш таъсири чегараси, бошланғич қийматдан киришдаги қиймат хеч қачон кичик бўлмайди.
<b>Control Action, Optimizing</b> Control action that automatically seeks a d maintains the most advantageous value of a specified variable, rather than maintain it at one set value	Действие, оптимизация действий управления, которая автоматически ищет D поддерживает наиболее выгодное значение указанной переменной, а не поддерживать его на одном заданного значения.	Таъсир, бошқариш таъсирини оптимизацияси, кўрсатилган ўзгарувчини, автоматик тарзда D ни топиб энг кулай холатда ушлаб туради, белгиланган қийматни бир меёрда ушлаб туролмайди,
<b>Control Action, Shared Time</b> Control action in which one controller divides its computation or control time among several control loops rather than acting on all loops simultaneously	<b>Контроль действий по времени</b>	Вақт бўйича таъсирлар назорати
<b>Control Action, Derivative (Rate)</b> Control action in which the output is proportional to the rate of change of the input	<b>Контроль действий, Дифференциальное (действие)</b> Контроль у которого выход пропорционален скорости	Таъсирларнинг дифференциал назорати чиқиш қиймати кириш қийматларининг ўзгариш

	изменениям входных данных.	тезлигига пропорционал бўлган таъсир назорати
<b>Control Action, Direct Digital</b> Control action in which control is performed by a digital device, which establishes the signal to the final controlling element	<b>Контроль действий, действия прямого цифрового управления</b> в котором управление осуществляется с помощью цифрового устройства, которое устанавливает сигнал для конечного управляющего элемента	Таъсирлар назорати, тўғридан тўғри рақамли бошқарув таъсири бунда бошқарув рақамли курилма ёрдамида амалга оширилади ва бу курилма якуний бошқарув элементи учун сигнал ўрнатади.
<b>Control Action, Feedback</b> Control action in which a measured variable is compared to its desired value to produce an actuating error signal which is acted upon in such a way as to reduce the magnitude of the error	<b>Контроль действий</b> Управление с обратной связью, в котором измеряемый параметр сравнивается с его требуемого значения для получения приводную сигнала ошибки, который действует таким образом, чтобы уменьшить величину ошибки.	Таъсирлар назорати, тескари алокали бошқарув ушбу таъсирда ўлчанаётган параметр унинг бошланғич қиймати билан солиштирилади ва сигнал хатолигини аниқлашни хамда хатоликнинг қийматини камайиши учун хизмат килади.
<b>Control Action, Feedforward</b> Control action in which information concerning one or more conditions that	<b>Контроль действий,</b> действие с прогнозированием управления, в котором информация относительно одного или	Таъсирлар назорати, бошқарувни олдиндан кўра билиш оркали таъсир ўтказиш бунда ахборот назорат

<p>can disturb the controlled variable is converted into corrective action to minimize deviations of the controlled variable. Note: Feedforward control action can be combined with other types of control to anticipate and minimize deviations of the controlled variable.</p>	<p>нескольких условий, которые могут нарушить регулируемой переменной преобразуется в корректирующие действия для минимизации отклонений регулируемой величины. Примечание: Предуправление управляющее воздействие может сочетаться с другими видами контроля для прогнози-рования и минимизации отклонений регулируемой величины.</p>	<p>килинаётган ўзгарувчини қийматини бузувчи бир ёки бир эча шартларни уни корректловчи таъсирга айлантириш орқали назорат қилинаётган катталик четланишларини минималлаш учун ишлатилади. Изоҳ: бошқарувчи таъсирни олдиндан бошқариш назоратнинг бошка турлари билан биргаликда ишлатилиши назорат қилинаётган катталик четланишларини минималлаштириш ва олдиндан кўра олиш имконини беради</p>
<p><b>Control Action, High Limiting</b> Control action in which the output never exceeds a predetermined high limit value.</p>	<p><b>Контроль действий, высокие ограничения</b> действия управления, в котором выходной сигнал никогда не превышает предварительно определен-ное высокое предельное значение.</p>	<p>Юқори чегарали таъсирлар назорати бундай бошқарувда чиқиш сигнали хеч қачон рухсат этилган энг юқори чегаравий қийматдан ошиб кетмайди</p>

<p><b>Control Action, Integral (Reset)</b> Control action in which the output is proportional to the time integral of the input; i.e., the rate of change of output is proportional to the input</p>	<p><b>Контроль действий, Интегральное (Сброс)</b> действия управления, в котором выходной сигнал пропорционален интегралу по времени от входного; т.е. скорость изменения выходного сигнала пропорционален входу.</p>	<p>Таъсирлар назорати Интеграл (ресет) бундай бошқарувда чиқиш сигнали кириш сигналининг вақт бўйича интегралига пропорционал бўлади; яъни чиқиш сигналининг ўзгариш тезлиги киришга пропорционалдир.</p>
<p><b>Control Action, Low Limiting</b> Control action which the output is never less than a predetermined low limit value</p>	<p><b>Действие управления, низкий</b> Ограничение действия управления, который на выходе никогда не бывает меньше, чем заданное предельное значение низкой. Контроль</p>	<p>Бошқариш таъсири, бошқариш таъсири чегараси, бошланғич қийматдан киришдаги қиймат ҳеч қачон кичик бўлмайди.</p>
<p><b>Control Action, Optimizing</b> Control action that automatically seeks a d maintains the most advantageous value of a specified variable, rather than maintain it at one set value</p>	<p>Действие, оптимизация действий управления, которая автоматически ищет D поддерживает наиболее выгодное значение указанной переменной, а не поддерживать его на одном заданного значения.</p>	<p>Таъсир, бошқариш таъсирини оптимизацияси, кўрсатилган ўзгарувчини, автоматик тарзда D ни топиб энг кулай ҳолатда ушлаб туради, белгиланган қийматни бир меёрда ушлаб туролмайди,</p>

<p><b>Accuracy</b> Conformity of an indicated value to an accepted standard value, or true value</p>	<p><b>Точность</b> соответствия из указанного значения к признанному, стандартное значение, или истинное значение.</p>	<p>Аниқлик. Кўрсатилган қийматни белгиланган қийматга мослиги, стандарт қиймат, ёки хақиқий қиймат.</p>
<p><b>Accuracy, Reference</b> A number or quantity which defines the limit that errors will not exceed when the device is used under reference operating conditions. Note: Reference accuracy includes the combined conformity, hysteresis and repeatability errors. The units being used are to be stated explicitly. It is preferred that a + and - sign precede the number or quantity. The absence of a sign infers a + and - sign. Reference accuracy can be expressed in a number of forms. The following examples are typical:</p> <p>1. Reference accuracy expressed in terms of the</p>	<p><b>Точность</b>, ссылатся на номер или количество, которое определяет предел, что ошибки не будет превышать, когда прибор используется в условиях эксплуатации.</p> <p><i>Примечание:</i> Ссылка точность включает в себя комбинированную соответствия, гистерезис и повторяемость ошибок. Предпочтительно, ставить знаки + и - перед числом или количество. Отсутствие знака + и - делает вывод. <i>Справка</i> Точность может быть выражено в различных формах. Приведенные ниже примеры являются типичными:</p>	<p>Аниқлик, курилманинг эксплуатация даврида сон ёки микдорга асосланган холда чегараларни аниқлаш.</p> <p>Изох: Аниқлик белгиси гистерезис ва хатолар такрорлигининг ўзаро комбинирлашган мутаносиблигини ўз ичига олади.</p> <p>Одатда + ва - ишораларини сон ёки микдор олдида қойиш мақсадга мувофиқдир.</p> <p>Ушбу белгиларнинг йўқлиги хулоса қилиш имконини беради.</p> <p>Аниқлик турли шаклларда тавсифланиши мумкин.</p> <p>Қуйида келтирилган шакллар намунавий хисобланади:</p>

<p>measured variable. Typical expression: The reference accuracy is + 1oF.</p> <p>2. Reference accuracy expressed in percent of span.</p> <p>Typical expression: The reference accuracy is + ½% of span.</p> <p>3. Reference accuracy expressed in percent of actual output reading. Typical expression: The reference accuracy is + 1% of actual output reading.</p>	<p>1. Ссылка точность выражается в терминах измеренная переменная. Типичное выражение: Ссылка точность + 1of.</p> <p>2. Основная точность выраженная в процентах от диапазона. Типичное выражение: Эталонная точность + ½% от диапазона.</p> <p>3. Справочная точность выражается в процентах от фактической</p>	<p>1. Аниқлик белгиси ўлчанган ўзгарув-чи термини сифатида кўлланилади. +1 Оф</p> <p>2. Диапазон бўйича фоизда берилган аниқлик + ?%.</p> <p>Факт бўйича фоизда берилган аниқлик ?%</p>
<p><b>Auctioneering Device</b> A device which automatically selects either the highest or the lowest input signal from among two or more input signals.</p>	<p><b>Устройство</b> Устройство, которое автоматически выбирает самым высоким или самым низким входным сигналом из числа двух или более входных сигналов</p>	<p>Курилма икки ёки ундан ортиқ кириш сиганллари ичидан энг юқори ёки энг куйи сигнални автоматик тарзда танловчи курилма.</p>
<p><b>Bode Diagram</b> A plot of log amplitude ratio and phase angle values on a log frequency base for a transfer function.</p>	<p><b>Боде диаграмма</b> График отношения амплитуд журнала и фазыугловые значения на частоте журнала базы для передачи функция.</p>	<p>Боде диаграммаси функцияни узатиш учун база журнали частотасида фазабурчак ва амплитуда орасидаги муносабат графиги хисобланади.</p>



<p><b>Control Action</b> The nature of the change of the output affected by the input of a controller or a controlling system.</p>	<p><b>Контроль действий</b> Характер изменения выходного сигнала влияет на вход контроллера или контрольного пакета системы.</p>	<p>Таъсирлар назорати чиқиш сигналининг ўзгариш характери контроллер кириши ёки тизим назорат пакетига таъсир ўтказди.</p>
<p><b>Control Action, Adaptive</b> Control action whereby automatic means are used to change the type or influence (or both) of control parameters in such a way as to improve the performance of the control system</p>	<p><b>Контроль действий, в результате чего действие</b> Адаптивное управление автоматические средства используются для изменения типа или влияния (Или оба) из параметров управления таким образом, для повышения производительности системы управления.</p>	<p>Адаптив таъсирлар назорати у бошқарув тизимининг бирор бир параметрини турини ёки таъсирини баъзида эса иккаласини ҳам ўзгартириш ва унинг натижасида автоматик тарзда адаптив бошқарилишини таъминлаш.</p>
<p><b>Control Action, Cascade</b> Control action where the output of one controller is the setpoint for another controller</p>	<p><b>Контроль действий, каскадное</b> Каскад управления, где выход одного контроллера заданное значение для другого контроллера</p>	<p>Каскадли таъсирлар назорати каскадли бошқарув, бу ерда бир контроллернинг чиқиш сигнали иккинчи контроллер учун берилган қиймат ҳисобланади</p>
<p><b>Control Action, Shared Time</b> Control action in which one controller</p>	<p><b>Контроль действий по времени</b></p>	<p>Вақт бўйича таъсирлар назорати</p>

divides its computation or control time among several control loops rather than acting on all loops simultaneously		
<b>Control Action, Derivative (Rate) Control</b> action in which the output is proportional to the rate of change of the input	<b>Контроль действий, Дифференциальное (действие) Контроль</b> у которого выход пропорционален скорости изменениям входных данных.	Таъсирларнинг дифференциал назорати чиқиш қиймати кириш қийматларининг ўзгариш тезлигига пропорционал бўлган таъсир назорати
<b>Control Action, Direct Digital Control</b> action in which control is performed by a digital device, which establishes the signal to the final controlling element	<b>Контроль действий, действия прямого цифрового управления</b> в котором управление осуществляется с помощью цифрового устройства, которое устанавливает сигнал для конечного управляющего элемента	Таъсирлар назорати, тўғридан тўғри рақамли бошқарув таъсири бунда бошқарув рақамли курилма ёрдамида амалга оширилади ва бу курилма якуний бошқарув элементи учун сигнал ўрнатади.
<b>Control Action, Feedback Control</b> action in which a measured variable is compared to its desired value to produce an actuating error signal which is acted upon in such	<b>Контроль действий</b> Управление с обратной связью, в котором измеряемый параметр сравнивается с его требуемого значения для получения приводную	Таъсирлар назорати, тескари алокали бошқарув ушбу таъсирда ўлчанаётган параметр унинг бошланғич қиймати билан солиштирилади ва

<p>a way as to reduce the magnitude of the error</p>	<p>сигнала ошибки, который действует таким образом, чтобы уменьшить величину ошибки.</p>	<p>сигнал хатолигини аниқлашни ҳамда хатоликнинг қийматини камайиши учун хизмат қилади.</p>
<p><b>Control Feedforward</b> action in which information concerning one or more conditions that can disturb the controlled variable is converted into corrective action to minimize deviations of the controlled variable. Note: Feedforward control action can be combined with other types of control to anticipate and minimize deviations of the controlled variable.</p>	<p><b>Контроль действий,</b> действие с прогнозированием управления, в котором информация относительно одного или нескольких условий, которые могут нарушить регулируемой переменной преобразуется в корректирующие действия для минимизации отклонений регулируемой величины. Примечание: Предуправление управляющее воздействие может сочетаться с другими видами контроля для прогнози-рования и минимизации отклонений регулируемой величины.</p>	<p>Таъсирлар назорати, бошқарувни олдиндан кўра билиш орқали таъсир ўтказиш бунда ахборот назорат қилинаётган ўзгарувчини қийматини бузувчи бир ёки бир эча шартларни уни корректловчи таъсирга айлантириш орқали назорат қилинаётган катталик четланишларини минимал-лаш учун ишлатилади. Изоҳ: бошқарувчи таъсирни олдиндан бошқариш назоратнинг бошка турлари билан биргаликда ишлатилиши назорат қилинаётган катталик четланишларини минималлаштириш ва</p>

		олдинган кўра олиш имконини беради.
<b>Control Action, High Limiting</b> Control action in which the output never exceeds a predetermined high limit value.	<b>Контроль действий, высокие ограничения</b> действия управления, в котором выходной сигнал никогда не превышает предварительно определенное высокое предельное значение.	Юқори чегарали таъсирлар назорати бундай бошқарувда чиқиш сигнали хеч қачон рухсат этилган энг юқори чегаравий қийматдан ошиб кетмайди
<b>Control Action, Integral (Reset)</b> Control action in which the output is proportional to the time integral of the input; i.e., the rate of change of output is proportional to the input	<b>Контроль действий, Интегральное (Сброс)</b> действия управления, в котором выходной сигнал пропорционален интегралу по времени от входного; т.е. скорость изменения выходного сигнала пропорционален входу.	Таъсирлар назорати Интеграл (ресет) бундай бошқарувда чиқиш сигнали кириш сигналининг вақт бўйича интегралига пропорционал бўлади; яъни чиқиш сигналининг ўзгариш тезлиги киришга пропорционалдир.
<b>Control Action, Low Limiting</b> Control action in which the output is never less than a predetermined low limit value	<b>Действие управления, низкий Ограничение</b> действия управления, который на выходе никогда не бывает меньше, чем заданное предельное значение низкой. Контроль	Бошқариш таъсири, бошқариш таъсири чегараси, бошланғич қийматдан киришдаги қиймат хеч қачон кичик бўлмайди.

<p><b>Control Optimizing</b> Control action that automatically seeks a d maintains the most advantageous value of a specified variable, rather than maintain it at one set value</p>	<p><b>Action,</b> Действие, оптимизация действий управления, которая автоматически ищет D поддерживает наиболее выгодное значение указанной переменной, а не поддерживать его на одном заданного значения.</p>	<p>Таъсир, бошқариш таъсирини оптимизацияси, кўрсатилган ўзгарувчини, автоматик тарзда D ни топиб энг кулай холатда ушлаб туради, белгиланган қийматни бир меёрда ушлаб туролмайди,</p>
<p><b>Control Proportional</b> Control action in which there is a continuous linear relation between the output and the input</p>	<p><b>Action,</b> Контроль Действие, Пропорциональное действие управления, в которой существует непрерывная линейная зависимость между выходом и входом.</p>	<p>Таъсир назорат, бошқарув таъсири пропорсионал, кириш ва чиқиш ўртасида узликсиз чизиқли боғлиқлик мавжуд.</p>
<p><b>Accuracy</b> Conformity of an indicated value to an accepted standard value, or true value</p>	<p><b>Точность</b> соответствия из указанного значения к признанному, стандартное значение, или истинное значение.</p>	<p>Аниқлик. Кўрсатилган қийматни белгиланган қийматга мослиги, стандарт қиймат, ёки хакикий қиймат.</p>
<p><b>Accuracy, Reference</b> A number or quantity which defines the limit that errors will not exceed when the device is used under reference operating conditions. Note:</p>	<p><b>Точность,</b> ссылаться на номер или количество, которое определяет предел, что ошибки не будет превышать, когда прибор используется в условиях эксплуатации.</p>	<p>Аниқлик, қурилманинг эксплуатация даврида сон ёки микдорга асосланган холда чегараларни аниқлаш. Изох: Аниқлик белгиси гистерезис ва хатолар</p>

<p>Reference accuracy includes the combined conformity, hysteresis and repeatability errors. The units being used are to be stated explicitly. It is preferred that a + and - sign precede the number or quantity. The absence of a sign infers a + and - sign. Reference accuracy can be expressed in a number of forms. The following examples are typical:</p> <p>1. Reference accuracy expressed in terms of the measured variable. Typical expression: The reference accuracy is + 1oF.</p> <p>2. Reference accuracy expressed in percent of span. Typical expression: The reference accuracy is + ½% of span.</p> <p>3. Reference accuracy expressed in percent of actual output reading. Typical expression: The</p>	<p><i>Примечание:</i> Ссылка точность включает в себя комбинированную соответствия, гистерезис и повторяемость ошибок. Предпочтительно, ставить знаки + и - перед числом или количеством. Отсутствие знака + и - делает вывод. <i>Справка</i> Точность может быть выражено в различных формах. Приведенные ниже примеры являются типичными:</p> <p>1. Ссылка точность выражается в терминах измеренная переменная. Типичное выражение: Ссылка точность + 1of.</p> <p>2. Основная точность выраженная в процентах от диапазона. Типичное выражение: Эталонная точность + ½% от диапазона.</p> <p>3. Справочная точность выражается в процентах от фактической</p>	<p>такрорлигининг ўзаро комбинирлашган мутаносиблигини ўз ичига олади. Одатда + ва - ишораларини сон ёки миқдор олдидан қойиш мақсадга мувофиқдир. Ушбу белгиларнинг йўқлиги хулоса қилиш имконини беради. Аниқлик турли шаклларда тавсифланиши мумкин. Куйида келтирилган шакллар намунавий ҳисобланади:</p> <p>1. Аниқлик белгиси ўлчанган ўзгарувчи термини сифатида қўлланилади. +1 Оф</p> <p>2. Диапазон бўйича фоизда берилган аниқлик + ?%.</p> <p>Факт бўйича фоизда берилган аниқлик ?%</p>
---	--	--

reference accuracy is + 1% of actual output reading.		
<b>Auctioneering Device</b> A device which automatically selects either the highest or the lowest input signal from among two or more input signals.	<b>Устройство</b> Устройство, которое автоматически выбирает самым высоким или самым низким входным сигналом из числа двух или более входных сигналов	Қурилма икки ёки ундан ортиқ кириш сигналлари ичидан энг юқори ёки энг қуйи сигнални автоматик тарзда танловчи қурилма.
<b>Bode Diagram</b> A plot of log amplitude ratio and phase angle values on a log frequency base for a transfer function.	<b>Боде диаграмма</b> График отношения амплитуд журнала и фазыугловые значения на частоте журнала базы для передачи функция.	Боде диаграммаси функцияни узатиш учун база журнали частотасида фазабурчак ва амплитуда орасидаги муносабат графиги ҳисобланади
<b>Control Action, Feedback</b> Control action in which a measured variable is compared to its desired value to produce an actuating error signal which is acted upon in such a way as to reduce the magnitude of the error	<b>Контроль действий</b> Управление с обратной связью, в котором измеряемый параметр сравнивается с его требуемого значения для получения приводную сигнала ошибки, который действует таким образом, чтобы уменьшить величину ошибки.	Таъсирлар назорати, тесқари алоқали бошқарув ушбу таъсирда ўлчанаётган параметр унинг бошланғич қиймати билан солиштирилади ва сигнал хатолигини аниқлашни ҳамда хатоликнинг қийматини камайиши учун хизмат қилади.

<p><b>Control Action, Derivative (Rate)</b> Control action in which the output is proportional to the rate of change of the input</p>	<p><b>Контроль действий, Дифференциальное (действие)</b> Контроль у которого выход пропорционален скорости изменениям входных данных.</p>	<p>Таъсирларнинг дифференциал назорати чиқиш қиймати кириш қийматларининг ўзгариш тезлигига пропорционал бўлган таъсир назорати</p>
<p><b>Control Action, Direct Digital</b> Control action in which control is performed by a digital device, which establishes the signal to the final controlling element</p>	<p><b>Контроль действий, действия прямого цифрового управления</b> в котором управление осуществляется с помощью цифрового устройства, которое устанавливает сигнал для конечного управляющего элемента</p>	<p>Таъсирлар назорати, тўғридан тўғри рақамли бошқарув таъсири бунда бошқарув рақамли қурилма ёрдамида амалга оширилади ва бу қурилма якуний бошқарув элементи учун сигнал ўрнатади.</p>
<p><b>Control Action, Shared Time</b> Control action in which one controller divides its computation or control time among several control loops rather than acting on all loops simultaneously</p>	<p><b>Контроль действий по времени</b></p>	<p>Вақт бўйича таъсирлар назорати</p>
<p><b>Control Action, Feedforward</b> Control action in which information concerning one or more conditions that can disturb the controlled variable is converted into corrective action to minimize deviations of the controlled variable. Note: Feedforward control action can be combined with other types of control to anticipate and minimize</p>	<p><b>Контроль действий, действие с прогнозированием управления,</b> в котором информация относительно одного или нескольких условий, которые могут нарушить регулируемой переменной преобразуется в корректирующие действия для минимизации отклонений регулируемой величины. Примечание:</p>	<p>Таъсирлар назорати, бошқарувни олдиндан кўра билиш орқали таъсир ўтказиш бунда ахборот назорат қилинаётган ўзгарувчини қийматини бузувчи бир ёки бир эча шартларни уни корректловчи таъсирга айлантириш орқали назорат қилинаётган катталик четланишларини минималлаш учун</p>



<p>deviations of the controlled variable.</p>	<p>Предуправление управляющее воздействие может сочетаться с другими видами контроля для прогнози-рования и минимизации отклонений регулируемой величины.</p>	<p>ишлатилади. Изох: бошқарувчи таъсирни олдиндан бошқариш назоратнинг бошққа турлари билан биргаликда ишлатилиши назорат қилинаётган катталиқ четланишларини минималлаштириш ва олдинган кўра олиш имконини беради</p>
<p><b>Control Action, High Limiting</b> Control action in which the output never exceeds a predetermined high limit value.</p>	<p><b>Контроль действий, высокие ограничения</b> действия управления, в котором выходной сигнал никогда не превышает предварительно определен-ное высокое предельное значение.</p>	<p>Юқори чегарали таъсирлар назорати бундай бошқарувда чиқиш сигнали ҳеч қачон рухсат этилган энг юқори чегаравий қийматдан ошиб кетмайди</p>
<p><b>Control Action, Integral (Reset)</b> Control action in which the output is proportional to the time integral of the input; i.e., the rate of change of output is proportional to the input</p>	<p><b>Контроль действий, Интегральное (Сброс)</b> действия управления, в котором выходной сигнал пропорционален интегралу по времени от входного; т.е. скорость изменения выходного сигнала пропорционален входу.</p>	<p>Таъсирлар назорати Интеграл (ресет) бундай бошқарувда чиқиш сигнали кириш сигналининг вақт бўйича интегралига пропорционал бўлади; яъни чиқиш сигналининг ўзгариш тезлиги киришга пропорсионалдир.</p>
<p><b>Control Action, Low Limiting</b> Control action which the output is never less than a predetermined low limit value</p>	<p><b>Действие управления, низкий</b> Ограничение действия управления, который на выходе никогда не бывает меньше, чем заданное предельное значение низкой. Контроль</p>	<p>Бошқариш таъсири, бошқариш таъсири чегараси, бошланғич қийматдан киришдаги қиймат ҳеч қачон кичик бўлмайди.</p>

<p><b>Control Optimizing</b> Control action that automatically seeks a d maintains the most advantageous value of a specified variable, rather than maintain it at one set value</p>	<p><b>Action,</b> Действие, оптимизация действий управления, которая автоматически ищет D поддерживает наиболее выгодное значение указанной переменной, а не поддерживать его на одном заданного значения.</p>	<p>Таъсир, бошқариш таъсирини оптимизацияси, кўрсатилган ўзгарувчини, автоматик тарзда Д ни топиб энг кулай холатда ушлаб туради, белгиланган қийматни бир меёрда ушлаб туролмайди,</p>
<p><b>Control Proportional</b> Control action in which there is a continuous linear relation between the output and the input</p>	<p><b>Action,</b> Контроль Действие, Пропорциональное действие управления, в которой существует непрерывная линейная зависимость между выходом и входом.</p>	<p>Таъсир назорат, бошқарув таъсири пропорсионал, кириш ва чиқиш ўртасида узликсиз чизикли боғлиқлик мавжуд.</p>

## АДАБИЁТЛАР РЎЙХАТИ

### I. Ўзбекистон Республикаси Президентининг асарлари

1. Мирзиёев Ш.М. Буюк келажакимизни мард ва олижаноб халқимиз билан бирга қурамиз. – Т.: “Ўзбекистон”, 2017. – 488 б.
2. Мирзиёев Ш.М. Миллий тараққиёт йўлимизни қатъият билан давом эттириб, янги босқичга кўтарамиз. 1-жилд. – Т.: “Ўзбекистон”, 2017. – 592 б.
3. Мирзиёев Ш.М. Халқимизнинг розилиги бизнинг фаолиятимизга берилган энг олий баҳодир. 2-жилд. Т.: “Ўзбекистон”, 2018. – 507 б.
4. Мирзиёев Ш.М. Нияти улуғ халқнинг иши ҳам улуғ, ҳаёти ёруғ ва келажак фаётовон бўлади. 3-жилд.– Т.: “Ўзбекистон”, 2019. – 400 б.
5. Мирзиёев Ш.М. Миллий тикланишдан – миллий юксалиш сари. 4-жилд.– Т.: “Ўзбекистон”, 2020. – 400 б.

### II. Норматив-ҳуқуқий ҳужжатлар

6. Ўзбекистон Республикасининг Конституцияси. – Т.: Ўзбекистон, 2018.
7. Ўзбекистон Республикасининг 2020 йил 23 сентябрда қабул қилинган “Таълим тўғрисида”ги ЎРҚ-637-сонли Қонуни.
8. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2015 йил 12 июнь “Олий таълим муассасаларининг раҳбар ва педагог кадрларини қайта тайёрлаш ва малакасини ошириш тизимини янада такомиллаштириш чора-тадбирлари тўғрисида” ги ПФ-4732-сонли Фармони.
9. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2017 йил 7 февраль “Ўзбекистон Республикасини янада ривожлантириш бўйича Ҳаракатлар стратегияси тўғрисида”ги 4947-сонли Фармони.
10. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2017 йил 20 апрель “Олий таълим тизимини янада ривожлантириш чора-тадбирлари тўғрисида”ги ПҚ-2909-сонли Қарори.
11. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2019 йил 27 май “Ўзбекистон Республикасида коррупцияга қарши курашиш тизимини янада такомиллаштириш чора-тадбирлари тўғрисида”ги ПФ-5729-сон Фармони.
12. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2019 йил 27 август “Олий таълим муассасалари раҳбар ва педагог кадрларининг узлуксиз малакасини ошириш тизимини жорий этиш тўғрисида”ги ПФ-5789-сонли Фармони.
13. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2018 йил 21 сентябрь “2019-2021 йилларда Ўзбекистон Республикасини инновацион ривожлантириш стратегиясини тасдиқлаш тўғрисида”ги ПФ-5544-сонли Фармони.
14. Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2019 йил 8 октябрь “Ўзбекистон Республикаси олий таълим тизимини 2030 йилгача

ривожлантириш концепциясини тасдиқлаш тўғрисида” ги ПФ-5847-сонли Фармони.

15. 15.Ўзбекистон Республикаси Президентининг 2020 йил 29 октябрь “Илм-фанни 2030 йилгача ривожлантириш концепциясини тасдиқлаш тўғрисида”ги ПФ-6097-сонли Фармони.

16. 16.Ўзбекистон Республикаси Президенти Шавкат Мирзиёевнинг 2020 йил 25 январдаги Олий Мажлисга Мурожаатномаси.

17. 17.Ўзбекистон Республикаси Вазирлар Маҳкамасининг 2019 йил 23 сентябрь “Олий таълим муассасалари раҳбар ва педагог кадрларининг малакасини ошириш тизимини янада такомиллаштириш бўйича қўшимча чора-тадбирлар тўғрисида”ги 797-сонли Қарори

### **III.Махсус адабиётлар**

18. Steve Taylor “Destination” Vocabulary and grammar”, Macmillan 2010.

19. Lindsay Clandfield and Kate Pickering “Global”, B2, Macmillan. 2013. 175.

20. Юсупбеков Н.Р. ва бошқалар. Технологик жараёнларни назорат қилиш ва автоматлаштириш. –Тошкент: Ўқитувчи. 2015.

21. Юсупбеков Н.Р., Гулямов Ш.М., Мухитдинов Д.П., Авазов Ю.Ш. Математическое моделирование процессов многокомпонентных смесей.- Т.: ТашГТУ, 2017.

22. Юсупбеков Н.Р., Мухитдинов Д.П., Базаров М.Б., Халилов Ж.А. Бошқариш системаларини компьютерли моделлаштириш асослари. Олий ўқув юртлари учун ўқув қўлланма. –Н.: Навоий-Голд-Сервис, -2018.

23. Шемелин В.К. Конспект лекций по курсу Проектирование автоматизированных систем. - 2015.

### **IV.Интернет сайтлар**

24. <http://edu.uz> – Ўзбекистон Республикаси Олий ва ўрта махсус таълим вазирлиги

25. <http://lex.uz> – Ўзбекистон Республикаси Қонун ҳужжатлари маълумотлари миллий базаси

26. <http://bimm.uz> – Олий таълим тизими педагог ва раҳбар кадрларини қайта тайёрлаш ва уларнинг малакасини оширишни ташкил этиш бош илмий-методик маркази

27. <http://ziyonet.uz> – Таълим портали Ziyonet

28. <http://natlib.uz> – Алишер Навоий номидаги Ўзбекистон Миллий кутубхонаси

29. [www.infocom.uz](http://www.infocom.uz)- электрон журнал