

ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ
ОЛИЙ ВА ЎРТА МАХСУС ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ

АНДИЖОН МАШИНАСОЗЛИК ИНСТИТУТИ

Алибекова Мохида Ашурали қизининг

**“Нейро- норавшан технологиялар асосида мехатрон тизимларни
синергетик бошқариш”**

**5A311001- “Технологик жараёнлар ва ишлаб чиқаришни
автоматлаштириш” (кимё,нефткимёва озиқ-овқат саноати)
мутахассислиги бўйича магистрлик**

ДИССЕРТАЦИЯСИ

Кафедра мудири:

т.ф.н.доцент. Ё.Қурбонов

Илмий раҳбар:

т.ф.д.проф. И.Х.Сиддиқов

Илмий маслаҳатчи:

т.ф.д(PhD). Н.Қобулов

Магистрант:

М.Алибекова

Андижон – 2020й.

**ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА ЎРТА МАХСУС ТАЪЛИМ
ВАЗИРЛИГИ**

АНДИЖОН МАШИНАСОЗЛИК ИНСТИТУТИ

АВТОМАТИКА ВА ЭЛЕКТРОТЕХНИКА ФАКУЛЬТЕТИ

**“Машинасозлик ишлаб чиқаришни автоматлаштириш”
кафедраси**

ДАКга тавсия этаман

ДАКга тавсия этаман

магистратура бўлими бошлиғи

“МИЧА” кафедраси мудири

_____ С. Алиев

_____ Ё. Қурбонов

“ ___ ” _____ 2020й

“ ___ ” _____ 2020й

Алибекова Мохида Ашурали қизининг

**“Нейро- норавшан технологиялар асосида мехатрон тизимларни
синергетик бошқариш”**

**5A311001- “Технологик жараёнлар ва ишлаб чиқаришни
автоматлаштириш”(кимё,нефткимёва озиқ-овқат саноати)
мутахассислиги бўйича**

МАГИСТРЛИК ДИССЕРТАЦИЯСИ

Илмий раҳбар:

т.ф.д.проф. И.Х.Сиддиқов

Андижон – 2020й.

АННОТАЦИЯ

Замонавий технологик агрегатларга қўйилган асосий талаб уларнинг аниқлиги ва тезкорлигини ошириш ҳисобланади. Бу ўз навбатида қаралаётган объектнинг кўп боғламлилиги ва жараённинг дискретлилиги, нозизиқлиги сингари ўзига хосликларини ҳисобга олган ҳолда динамик объектларни бошқариш тизимини лойиҳалаш ва тадқиқ қилиш усуллари ишлаб чиқишни талаб қилади.

Ишда кўрилаётган масалани ечишда синергетик ёндашувни қўллаш имконияти ва дискрет бошқариш тизимларини яратишнинг мавжуд

Диссертация иши натижаларини ўзгарувчан ток электр юритмаларини векторли бошқаришни ташкил қилишни ифодаловчи нозизиқли дискрет ростлагичлар синтези учун қўллаш мумкин.

ANNOTATION

The main requirement for a modern s m technology unit and m is to increase their accuracy and speed. With the advent of microcontrollers and digital controllers, the possibilities of this task have appeared.

This in turn och e red requires the development of research methods and design of systems management for dynamic objects taking into account features her such as nonlinearity, discrete nature of processes and mnogosvyazannosti of the object.

The dissertation is devoted to the application of the method of analytical design of aggregated controllers for machine tools in the textile industry.

In the third chapter, models and algorithms for studying the dynamics of the operation of asynchronous motors are developed, which allow suppressing the influence of the sampling step and suppressing external unmeasured disturbances.

The results of the thesis can be used for the synthesis of nonlinear discrete controllers that allow you to organize vector control of AC electric drives.

МУНДАРИЖА

КИРИШ.....	5
I-БОБ Дискрет бошқарув тизимларини таҳлил ва синтез усулларини шарҳи	13
1.1-§. Дискрет бошқарув тизимларининг синтез усуллар.....	15
1.2-§. Вақтинчалик усуллар.....	18
1.3-§. Агрегирланган ростлагичларни аналитик лойиҳалашнинг синергетик усули.....	22
1.4-§. Боб бўйича асосий натижа ва хулосалар.....	27
II-БОБ НОЧИЗИҚЛИ ДИСКРЕТ РОСТЛАГИЧНИ СИНЕРГЕТИК СИНТЕЗИ.....	29
2.1-§. Асосий қоидалари.....	29
2.2-§. Инвариант хилма-хиллик мажмуалар кетма-кетлиги асосида агрегирланган дискрет ростлагичларни аналитик лойиҳалаш.....	41
2.3-§. Инвариант хилма хилликни кетма-кет-параллель тўплами асосида агрегирланган вектор дискрет ростлагичларни аналитик лойиҳалаш.....	49
2.4-§. Боб бўйича асосий натижалар ва хулосалар	60
III-БОБ Ўзгарувчан ток двигателларини бошқариш тизимларини вектор дискрет ростлагичлари учун синергетик синтез қилиш усуллари.....	62
3.1-§. Қисқа туташувли роторни асинхрон двигателни бошқариш тизимини дискрет ростлагичини синтез қилишни амалий усуллари.....	62
3.2-§. Қисқатуташув роторли АД вал айланиш бурчагини дискрет бошқарувини вектор тизимини синтез қилиш усулларини ишлаб чиқиш	69
Боб бўйича асосий натижалар ва хулосалар	69
ҲАЁТ ФАОЛИЯТИ ҲАВФСИЗЛИГИ	101
ИҚТИСОДИЙ ҚИСМ.....	105
ХУЛОСА.....	107
Фойдаланилган адабиётлар рўйхати.....	108
ИЛОВА.....	114

Кириш

Мавзунинг долзарблиги. Дискрет ва дискрет-узлуксиз ночизиқли бошқарув тизимлари соҳасидаги сезиларли тарақиёт сабаби рақамли компьютерларнинг, хусусан микропроцессорларнинг ривожланиши ҳамда рақамли сигналлар билан ишлашнинг афзалликлари билан изоҳланади. Кўп физик тизимлар дискрет бўлиб, уларнинг хатти-ҳаракатларини дискрет ёки рақамли моделлар орқали ифодалаш мумкин. Замонавий рақамли ва компьютер технологиялари турли мураккабликдаги назорат тизимларини лойиҳалашга имкон беради. Аммо таҳлил ва синтез учун рақамли контроллер билан ночизиқли назорат тизимларини тузишда узлуксиз сигналларни дискрет сигналларга айлантириш жараёнларини ҳисобга олишни талаб қилади. Ночизиқли дискрет бошқариш тизимларининг аниқлиги ва тезлигига бўлган талабларни ошириш объектнинг ночизиқли хоссаларини ва тизимнинг ўзини ҳисобга олиш заруриятиг олиб келди.

Дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқариш системаларининг ночизиқли назарияси асосига фарқлар тенгламаси билан берилган фазовий ҳолат математик назарияси, частота усуллари ва унга тенглаштирилган яъни эквивалент ночизиқлик хусусиятларга асосланган. Динамика тенгламаларида бундай тизимларни таҳлил қилиш учун кенг қўлланиладиган тизимнинг чизиқли қисмидан ночизиқли характеристикаларни ажратиш мумкин бўлган тизимларни таҳлил қилиш учун z -трансформациянинг математик аппарати олинади, бундай ажратиш мумкин бўлмаган тизимларда математик аппаратни таҳлил қилиш жуда кўп ўлчовли z -трансформация ёки фазо ҳолат усули қўлланилган.

Бошқаришнинг ночизиқли дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқариш тизимларини таҳлил қилиш усуллари кенг бўлиши билан бирга, бундай тизимларни синтез қилиш усуллари амалда дискрет ростлагич қуриш билан чекланади бу эса юқори эффектив замонавий технологик

объектларни векторли бошқариш тизимларини яратиш йўлида энг асосий қийинчиликни юзага келтирмоқда.

Шундай қилиб мавзунинг долзарблиги, тўлиқ бўлмаган ночизиқли бошқариш объектлари бўйича ночизиқли дискрет ростлагичларни аналитик синтезини ишлаб чиқиш.

Тадқиқот объекти:Мазкур диссертация ишининг тадқиқот объекти сифатида “FAYZ-M”МСНҲ белгиланган.Унинг мехартон тизимларни синергетик бошқаришни ўзига хос хусусиятларини ҳисобга олган ҳолда бошқариш жараёнлари олинган.

Тадқиқотнинг предметини: Мехартон тизимларни синергетик бошқариш самарадорлигини баҳолашнинг нейро-норавшан моделлари ва алгоритмлари ҳамда алгоритмик дастурий воситаси ташкил этади.

Ишнинг мақсади ва тадқиқотнинг асосий вазифаси.

Тадқиқот мақсадиЎзгарувчан ток электр юритмалари учун ночизиқли дискрет регуляторларнинг синтезлаш моделлари ва алгоритмларини ишлаб чиқишдир.Берилган объектларни тўлиқ ночизиқли моделларани инобатга олган ҳолда технологик объектларни векторли бошқарув моделини ишлаб чиқишдир. Қуйилган мақсадга етишишда қуйидаги масалалар ечиш назарда тутади:

- агрегирлангандискрет ростлагичларни (АКАДР) аналитик лойиҳалаш усулларини тадқиқот қилиш;
- ўзгарувчан ток двигателларини математик моделларни тадқиқот қилиш ва берилган турдаги двигателлар учун технологик ва электромагнит тизимларини инвариантларини шакллантириш;
- қисқа туташувли асинхрон двигателлар учун ночизиқли векторли дискрет ростлагичларни синтез қилиш усулларини ишлаб чиқиш;
- Яратилган модел ва алгоритмларни “MATLAB” дастурига тадқиқ этиш;

Тадқиқот усуллари. Қўйилган масаларни ечишда, дифференциал ва фарқ тенгламалар усуллари, бошқарувнинг синергетик назарияси, динамик тизимларнинг математик моделлари қўлланилди.

Ишнинг структураси. Биринчи бўлимда ишни бажаришда қўлланилган асосий тушунчалар ва таърифлари берилган. Ночизиқли дифференциал тенгламалар тизимлар фарқ аппроксимациясини маълум усуллари кўриб чиқилган. АКАДР масаласининг синергетик ёндашувининг асосий ҳолатлари баён қилинган, дискрет тизим бошқарув тизимларини таҳлили ва синтезини маълум бўлган ёндашувини умумлаштирувчи қисқача маълумоти олиб борилган.

Иккинчи бобда синергетик бошқарув назарияси асосида, (АКАДР) агрегирланган дискрет ростлагичларни аналитик лойиҳалаш усули тадқиқот қилинган.

Учинчи боб, вектор бошқарувли дискрет ростлагичларни ўзгарувчан токнинг ноцизиқли электр юритувчиларни синтезининг амалий усуллари тадқиқотига бағишланган. Ўзгарувчан ток двигателларини математик моделлари таҳлили ва бу двигателларни бошқаришни анъанавий қонунлари асосида берилган объект тури учун технологик ва электромагнит инвариант тизимлари шаклланди.

Ўзгарувчан токни электр юритмаларини умумий синфини вектор бошқарувли янги дискрет қонунлари олинган.

Илмий янгилик. Химояга, ишда олинган асосий натижалар ва илмий янгиликлар тафсиллари олиб чиқилади:

1. Агрегирланган дискрет ростлагичларни аналитик лойиҳалаш усуллари;
2. Вақт бўйича дискретизация қадамида ўзини тутиш қоидаларини башорат қилишнинг динамик дискрет ростлагичларни синергетик синтез усули;

3. Вектор бошқарувли асинхрон электр юритмаларнинг чизикли дискрет ростлагичлар синтезининг амалий усуллари;

Тадқиқотнинг асосий масалалари ва фаразлари: Хозирги даврда Республикамизда турли технологик объектларни бошқаришда микропроцессорли қурилмалар кенг қўлланилмоқда. Жумладан, электромеханик объектлар, робототехник тизимларда. Ушбу қурилмаларда ўзгарувчан ток двигателлари (асинхрон двигателлар) кенг қўлланилади, чунки улар содда, мустаҳкам ва иқтисодий тежамкорликка эга. Лекин уларни бошқарувчи электр юритмаларда қўллаш маълум бир қийинчиликлар туғдиради, яъни двигателнинг турли режимлардаги математик модели ночизикли дифференциал тенгламалар системаси билан ёзилади. Шунингдек, рақамли бошқариш сигналлари ҳам ночизикли характерга эгадир. Бундай ҳолда частотали ростланувчи асинхрон моторнинг ҳаракатини бошқаришда дискрет регулятордан ночизикли бошқариш қонунини қўллаш бошқариш сифатини оширади, асинхрон двигатель тезлигини кенг диапазонда бошқариш имконини беради. Шунинг учун бу ҳолда ночизикли дискрет регуляторларнинг синтезлаш алгоритмларини ишлаб чиқиш муҳимдир. Бунда бошқариш тизимини ночизиклилигини ҳисобга олиш имконини берувчи синергетик ёндашув муҳимдир.

Бошқаришда синергетик ёндашув бошқарилувчи объектнинг физик моҳиятини ҳисобга олган ҳолда бошқаришни амалга оширишдан иборат.

Бунда бошқариш объекти электромеханик компонентларини қўллаш эффекти, микропроцессорлардан фойдаланиш, информацион технология ва бошқаришни технологияси бири ҳисобланади

Синергетик ёндашувнинг яна бир хусусияти шундан иборатки, уларда ўзростланувчи регуляторлар қўлланилади, яъни турли режим ва объектлар тезда мослашиш хусусиятига эга бўлиши билан характерланади.

Тадқиқот мавзуси бўйича адабиётлар шархи: Мавзуга оид чоп этилган адабиётлар ва илмий мақолаларнинг таҳлили шуни кўрсатадики, Мазкур тадқиқот республика фан ва технологиялар ривожланишининг «Ўзгарувчан ток двигателларини бошқариш тизимларини вектор дискрет ростлагичлари учун синергетик синтез қилиш усуллари» устувор йуналиши доирасида бажарилган.

Сўнги йилларда мехатроник тизимларнинг самарадорлигини баҳолаш алгоритмлари ва ҳисоблаш усуллари ишлаб чиқиш бўйича илмий тадқиқотлар олиб борилган ва маълум назарий ва амалий натижалар олинган. Жумладан, хорижий олимлардан: А.А.Колесников, Г.Е.Веселев, А.А. Кузьменко, В.В.Григорье, Н.В.Журавлёва, Г.В.Лукьянова, J.G.Andrews, F.Baskett, D.M.Chiu, M.Dohler, E.Gelenbe, V.Iversen, R.R.Yager, M.Naenggi, F.Kelly, P.J.Kuhn Россиялик олимлар: Г.П.Башарин, Ю.В.Гайдамака, Е.Д.Бычков, Л.Р.Гилязов, П.П.Бочаров, В.М.Вишневский, Б.В.Гнеденко, А.Н.Дудин, А.И.Зейфман, Б.С.Гольдштейн, В.Ю.Королёв, А.Е.Кучерявый, И.А.Соколов, В.И.Лохтин ва бошқаларнинг ишларида кўриб чиқилган.

Ўзбекистонда мураккаб структурага эга бўлган мехатрон тизимларни бошқариш самарадорлигини таҳлил қилишнинг турли жиҳатлари, самарадорлик кўрсаткичлари тавсифлари, тизимларни бошқариш самарадорлигини таҳлил қилиш ва баҳолашнинг турли усуллари бўйича илмий тадқиқот ишлари куйидаги олимлар томонидан кўриб чиқилган, жумладан, Қ.Р.Аллаев, Н. Примов, Р.И.Исаев, Н.Б.Усманова, И.Х.Сиддиқов ва бошқалар. Бироқ, ҳозирги кунда мехатрон тизимларнинг синергетик бошқариш тизимларини самарадорлигини ошириш, уларни баҳолашнинг математик модели ва бошқариш алгоритмларини яратишнинг илмий асосланган усуллари ҳамда шуларга бағишланган илмий изланишлар етарли даражада ўрганилмаган. Бу масалаларни ечиш учун юқорида келтирилган масалларни ечиш мақсадга мувофиқ.

Тадқиқотда қўлланилган методиканинг тавсифи: Мазкур диссертация ишининг методологик асосини 2017 йил “Ўзбекистон Республикасини янада ривожлантириш бўйича ҳаракатлар стратегияси тўрисида” Ўзбекистон Республикаси президенти Ш.М.Мирзиёев Фармонида асосан 2017-2021 йилларда Ўзбекистон Республикасини янада ривожлантириш бўйича Ҳаракатлар стратегиясида, жумладан «...бошқарув тизимлари ва уларнинг восита ва курулмаларини замонавий турларини яратиш, ...бошқариш тизимларини кенг қўламда модернизация қилиш...»¹ вазифалари белгилаб берилган. Мазкур вазифаларни амалга оширишда, жумладан норавшан тўпламлар назарияси асосида мехатроник тизимларни бошқариш самарадорлигини тадқиқ қилишнинг модели ва алгоритминини ишлаб чиқиш, сўровларни ўз вақтида бажариш эҳтимоллигини тармоқнинг тайёргарлик коэффициентга ва юкланганлигига боғлиқлик даражасини таҳлиллашнинг аналитик моделини ишлаб чиқиш муҳим вазифалардан бири ҳисобланади.

Диссертация ишини бажариш жараёнида метрологик таққослаш, интеллектуал бошқариш жараёнини лойиҳалаш, жараён кетма-кетлигини таҳлил қилиш, математик ҳисоблаш ва бошқа усуллардан фойдаланилди.

Тадқиқот натижаларининг назарий ва амалий аҳамияти: Тадқиқот иши Андижон машинасозлик институти “Машинасозлик ишлаб чиқаришни автоматлаштириш” кафедрасининг илмий-тадқиқот ишлари доирасида бажарилди. Тадқиқотда келтирилган илмий-амалий ғоялар, ишнинг натижалари тақлифлар ҳамда тизимли таҳлил асосида мехатрон тизимларни синергетик бошқариш тизимининг самарадорлигини ошириш учун зарур бўлган бошқарув тизимининг вақт-эҳтимоллик тавсифларини тадқиқ қилиш алгоритми ишлаб чиқилган. Диссертация ишида келтирилган фикрлар, хулосалар ва тақлифлардан илмий тадқиқот ишларида, саноат тармоқларини ҳудудий ташкил этишда, технологик жараёнларни автоматлаштиришда ва интеллектуал бошқариш назарияси

фанларини ўқитишда фойдаланиш мумкин.

Тадқиқот натижаларини жорий қилиниши: Диссертация ишининг асосий натижалари Андижон машинасозлик институти “Машинасозлик ишлаб чиқаришни автоматлаштириш” кафедраси профессор – ўқитувчиларининг илмий семинарларида (2018-2020 йил), Андижон машинасозлик институти магистрантларининг илмий мақолалар тўпламида материалларида синовдан ўтган ва тўпламларда нашр эттирилган. Мазкур тадқиқот ишидаги таклиф ва тавсиялар Республикамиз миқёсидаги барча ишлаб чиқарувчи корхонларини комплекс ривожлантиришда амалий фаолиятга жорий этиш мумкин.

Иш тузилмасининг тавсифи: Диссертация иши кириш, уч боб, хулоса ҳамда фойдаланилган адабиётлар рўйхатини ўз ичига олади. Унинг умумий ҳажми 111 бетдан иборат. Диссертацияда, 48 та расм. Адабиётлар рўйхати 41 номдаги манбааларни ўз ичига олади.

1. Ишнинг **хулоса** қисмида тадқиқот натижалари умумлаштирилиб, Яратилган нейро-норавшан моделлар ва алгоритмларни тизимли ёндашув асосида Мехатрон тизимларни синергетик бошқариш тизими самарадорлигининг асосий сифат кўрсаткичлари, уларга таъсир этувчи « асосий факторлар, уларда содир бўладиган турли жараёнлар таҳлил қилинди. Бу эса Мехатрон тизимларни бошқариш самарадорлик кўрсаткичларининг ўзаро боғлиқлигини тасвирловчи мехатрон тизимларнинг ахборот моделини назарий тўплам шаклида кўриш имконини берди.

Ишнинг амалий аҳамияти. Тақдим этилган ночизиқли дискрет ростлагичларни синтез усули, тўлиқ ночизиқли объект моделлари бўйича дискрет бошқарувини аналитик синтезини ўтказишга имкон беради ҳамда динамик дискрет ростлагичларни лойихалашга имкон беради.

Ишлаб чиқилган ночизиқли дискрет ростлагичларни амалий синтез усули ўзгарувчан ток электр юритмаларини векторли бошқарувини унумли амалга ошириш имконини беради

1. ДИСКРЕТБОШҚАРУВ ТИЗИМЛАРИНИ ТАҲЛИЛ ВА СИНТЕЗ УСУЛЛАРИНИ ШАРҲИ

Дискрет нозизиқли ва дискрет-узлуксизтизимлар бу автоматик бошқарувнинг кенг кўламли синфини намойиш қилади, уларнинг тадқиқоти учун бошқариш жараёни дискрет моделларин ҳар хил усуллари кўлланилади. Агар бошқариш объекти дискрет бўлса, унда унинг моделикўп ҳолларда қуйдаги кўринишдаги нозизиқли фарқ тенгламасини ифода қилади:

$$x[k + 1] = f(x[k], u[k], k), \quad (1.1)$$

бу ерда $x[k]$ - «-фазо ҳолат ўлчов вектори», $u[k]$ - m –бошқарувни ўлчов вектори. Узлуксиз бошқарув объектлари учун, у нозизиқли бир жинсли вектор дифференциал тенглама кўринишда бўлади:

$$\dot{x}(t) = h(x, u, t) \quad (1.2)$$

дискретизация усуллари кўлланилади, уларнинг ёрдами билан кўп ҳолларда фақатгина тахминий фарқ моделлари нозизиқли тенгламаси кўринишда олиниши мумкин бунда, ушбу тенгламани(1.2) ҳар бир танлаб олинган интервалда маълум бир интервал бўйича маълум қонун ўзгариши билан умумий шаклда бирлаштирилган тизимлар бундан мустасно.

Унда Коши масаласининг умумий ечими учун(1.2) $x(t)=x[k]$ бўлганда, $u(t_k)=u(k)=u(t)$, агар $t_k \leq t < t_{k+1}$ бўлса қуйдаги кўринишга эга [71]:

$$x[k + 1] = h(x[k], u[k], k).$$

Агар (1.2) тенгламанинг умумий ечими номаълум бўлса, унда тахминий фарқ схемаси олиниши мумкин, яъниифода, тахминан боғлиқликни тасвирлайди $x(t_{k+1})$ аввалги қийматлардан x, u, v, t умумий ҳолдаги вақт моментларини $t_k, t_{k-1}, t_{k-2}, \dots$ (кўп қадамли усуллар учун) тахминан боғлиқликни тасвирлайди. Энг кенг тарқалгани бу Эйлернинг фарқ схемаси, дискретизацияни бир қадамли усули бўлади. Эйлернинг фарқ схемасини (1.2), тенглама учун кўллаб. Фарқ вектор тенгламасини оламиз [2,6,24,34,45]:

$$x[k + 1] = x[k] + T_0 h(x[k], u[k], k), \quad (1.3)$$

бу ерда T_0 –вакт бўйича дискретизация қадами; тўғри бурчак усули бўйича интеграллашга тўғри келади. Бу усулнинг хатолиги $O(T_0^2)$ тартибга эга.

Аппроксимация аниқлигини ошириш учун трапеция формуласини қўллаш мумкин. Унда қуйидаги вектор фарқ тенгламасини оламиз:

$$x[k+1] = x[k] + \frac{T_0}{2}(\dot{x}[k] + \dot{x}[k+1]) \quad (1.4)$$

бу ерда $\dot{x}[k] = f(x[k], u[k], k)$; $\dot{x}[k+1] = f(x[k+1], u[k+1], k+1)$. Тенглама $x[k+1]$ нисбатан ечимга эга эмас, шунинг учун $x[k+1]$ ўнг қисмда (1.4) бошқа қийматга алмаштирилади. [2,6,24, 34,45]:

$$\tilde{x}[k] = x[k+1] + O(T_0^2). \quad (1.5)$$

Унда (1.4) нисбатан олган ҳолда (1.5) қуйидаги кўринишда тақдим этиш мумкин:

$$x[k+1] = x[k] + \frac{T_0}{2}(f(x[k], u[k], k) + f(\tilde{x}[k+1], u[k+1], k+1));$$

$$\tilde{x}[k+1] = x[k] + T_0 h(x[k], u[k], k) \quad (1.6)$$

Вектор фарқ тенгламасида (1.6) қиймат мавжуд $u[k+1]$. Табиийки бундай кўринишда (1.6) тизимга синтез усулларини қўлаш қийинчилик келтириб чиқаради. Шунинг учун $u[k+1]$ ҳисоблаш сонли экстраполяция формуласидан фойдаланиш мумкин [34]:

$$u[k+1] \approx u[k] + T_0 \dot{u}[k];$$

$$\dot{u}[k] \approx \frac{1}{T_0} \left(\nabla u[k] + \frac{1}{2} \nabla^2 u[k] + \frac{1}{3!} \nabla^3 u[k] + \dots + \frac{1}{r!} \nabla^r u[k] \right) \quad (1.7)$$

$$\nabla^i u[k] = \nabla(\nabla^{i-1} u[k])$$

Агар бошқариш объектимоделини чизикли дифференциал тенглама кўринишда тасаввур қилсак (масалан (1.2) тизимга чизикли усулларини қўллаб):

$$\dot{x}(t) = Ax + Bu(t) \quad (1.8)$$

унда тенгламанинг фарқ схемаси (1.8) кўринишда бўлади [25, 28, 34,36 , 38, 47]:

$$x[k+1] = \Phi(T_0)x[k] + \theta(T_0)u[k] \quad (1.9)$$

бунда

$$\Phi(T_0) = e^{AT_0} = L^{-1} \{ [I_p - A]^{-1} \} \quad (1.10)$$

$$\theta(T_0) = \int_0^{T_0} \Phi(\tau) B d\tau. \quad (1.11)$$

Бу ерда: I - бирлик матрица, p - Лаплас оператори, L^{-1} - Лапласни тескари ўзгариш оператори.

1. Дискрет бошқарув тизимларининг синтез усуллари.

Адабиётларда чизиқли дискрет тизимларни таҳлил ва синтез усуллари жуда кўп миқдорда берилган. Ночизиқли дискрет бошқарув тизимларига келсак, бу ерда кўп ҳолларда барқарорлик таҳлили ривожланган бўлиб ва тўлиқ ночизиқли бошқарув объект моделларини инобатга олган синтез усули мавжуд эмас. Дискрет бошқарув тизимларини синтез усуллари куйидаги гуруҳларга бўлиш мумкин:

Частотали синтез усули, унинг асосида қайд қилишнинг оператор формаси, уЛаплас, Фурье ўзгарувчиси, z - ўзгарувчи; синтезнинг вақтинчалик усуллари, дифференциал (фарқ) вектор-матрицали динамик жараёнларидан фойдаланишни қайд қилиш шакли.

1.1. Дискрет бошқарувли тизимларнинг частотали синтез усули

Дискрет бошқарувли тизимларнинг частотали синтез усуллари қўллашда, тизимнинг ночизиқли қисмини ажратиш мумкин деб тахмин қилинади. Бунда бундай тизимларга Лаплас, Фурье ўзгаришиниваз-ўзгаришини қўллаш мумкин. Бу ҳолда турли усуллар билан бошқарув объектини математик моделини бошланғич чизиқли бўлмаганлиги амалга оширилади ва эквивалент узатиш функцияси ёзилади [5, 8, 25, 27, 32, 34, 40, 44]. Сўнг, объектни олинган эквивалент узатиш функцияси асосида турли турдаги корректирловчи қурилмаларда синтезланади: кетма-кет, параллел ёки кетма-кет-параллел. Дискрет корректирловчи қурилмалар синтезида турли усуллар қўлланилади, улар частотали характеристикалар ёрдамида синтез қилинаётган тадқиқотларга асосланади.

Частота усуллари бўйича синтезни умумий процедурасини кўриб чиқамиз. Аввал айтиб ўтилгандай, қайд қилишни оператор шакли кўлланилади. Узлуксиз бошқариш объектларни ўзгарувчиларни кириш ва чиқиш боғлиқлиги ўрнатилади,маслан, ўтиш функцияси:

$$Y(s) = W(s)U(s) \quad (1.16)$$

Бу ерда $U(s)$, $Y(s)$ -Лаплас ўзгарувчисини бошқаруви ҳамда у тегишли равишда ростланувчи ўзгарувчи ; s - комплекс ўзгарувчи.

Бир турдаги бошқариш алгоритми қуйидаги ифода билан ёзилади:

$$U(s) = K(s)E(s) + L(s)G(s) \quad (1.17)$$

Бу ерда $E(s)$ - Лаплас ўзгарувчисини хатолиги ε , бунда $E(s) = G(s) - Y(s)$; $G(s)$ – таъсирни берувчи Лаплас ўзгарувчиси g ; $K(s), L(s)$ - тескари ва тўғридан-тўғри алоқани узатиш функцияси.Бошқариш алгоритмининг узатиш функцияларини танлаш тизимнинг белгиланган частота хусусиятларини таъминлаш имконини беради, бунинг натижасида ёпик тизимни созлаш, барқарорлиги ва ўтиш жараёнларни динамикаси ва ишлов бериш талаб этилган аниқликга олиб келади.

Узатиш функциясининг аналог элементлари бўйича автоматик бошқариш тизимларини амалга оширишда тегишли интеграл-дифференциал операторлар билан алмаштирилади

Рақамли амалга ошириш, интеграл-дифференциал операторларникайта ишлашшаклига ўзгартиришини назарда тутади. Шундай қилиб ПИД-ростлагични алгоритмини рекуррент таърифи учун тахминий ифодадан фойдаланиш мумкин у вақтни дискрет моментидаги ҳам қийматларни белгилайди. $t - kT_0, k = 0, 1, 2, \dots$ [3, 28, 34].

$$u(kT_0) = k_1\varepsilon(kT_0) + k_2 \sum_{i=1}^k \varepsilon((i-1)T_0) + \frac{k_3}{T_0} (\varepsilon(kT_0) - \varepsilon((k-1)T_0)) \quad (1.18)$$

бу ерда k_1, k_2, k_3 - ПИД -ростлагични ташкил қилувчи интеграл ва дифференциал компоненталари мутаносибликдаги коэффицентлари. Шу ифодани $t = (k-1)T_0$ вақт моментида кўриб ва керакли ўзгаришларни бажариб, қуйидаги ифодани оламиз:

$$u(kT_0) = u((k-1)T_0) + k_{1d}\varepsilon(kT_0) + k_{2d}\varepsilon((k-1)T_0) + k_{3d}\varepsilon((k-2)T_0) \quad (1.19)$$

Бу ерда $k_{1d} = k_1 + \frac{k_3}{T_0}$; $k_{2d} = -k - 2\frac{k_3}{T_0} - T_0k_2$; $k_{3d} = k_3$

Алгоритм қийматларни ҳисоблашда, хатолик ҳақидаги жорий ва ўтган маълумотлардан фойдаланилади, ҳамда олдинги қадамдаги бошқариш қиймати ҳам олинади .

Шуни таъкидлаб ўтиш керакки, дискретизация ноаниқлигидан келиб чиқган квантлаш хатолиги, T_0 интервал қийматига боғлиқ ва бу қиймат катта бўлганда алгоритм ишга яроқсиз бўлиб қолади. Ўз ичига узлуксиз объект ва ЭХМни олган тизимнинг одатдаги схемаси, маълум бўлган қоидалар[8, 25, 32, 37, 49] асосида дискрет оператор шаклига олиб келиниши мумкин:

$$Y(z) = H(z)U(z), \quad (1.20)$$

Бу ерда $U(z), Y(z)$ -Z – бошқариш ва у чиқиш ўзгарувчини ўзгариши; $H(z)$ - дискрет узатиш функцияси; $z = e^{sT_0}$. Бу ҳолда, ростлагич синтези бошқариш алгоритми таркибига кирган дискрет узатиш функцияларни танлашга олиб келади $K(z)$ va $L(z)$:

$$U(z) = K(z)E(z) + L(z)G(z), \quad (1.21)$$

Бу ерда $E(z)$ - Z - ε хатоликни ўзгариши, $E(z) = G(z)-Y(z)$; $C(z)$ - Z- берилган таъсирни ўзгарувчиси g . Олинган ифодани дискрет алгоритмни куриш учун бевосита қўллаш мумкин, агар z ни силжитиш оператори деб олсак. Частотали синтез усули, шуни бу ерда таҳлилни частотали усуллари, дискрет бошқарув тизимнинг чизиқли қисмидан ночизиқли элементни ажратиш мумкин бўлган муаммолар туркуми билан чекланган. Энг кўп ишлаб чиқилган частотали усуллар чизиқли бир контурли тизимларни куриш учун мосланган, бу эса яна ҳам уларни қўллаш соҳасини чегаралайди.

1.2. Вақт усуллар

Оптимал бошқариш назариясини ривожланиши ва лойҳалашни машина усуллари жорий қилиш автоматик бошқариш тизимларини вақтинчалик синтез усули кенг тарқалди.

1.2.1. Фазо ҳолат усули

Фазо ҳолат усули дискрет тизимларни бошқариш усулини синтез қилишнинг вақтинчалик усуллари орасида энг кенг тарқалгани усул. [2, 32, 43]. Усул динамик жараёнларни дифференциал вектор-матрицали шаклини тавсифлайди ва кирувчи ва чиқувчи ўзгарувчиларга чеклашлар қўймайди. Ҳолат векторини кўриб чиқиш, тизимнинг ички жараёнларини тўлиқ ҳолда инобатга олишга имкон беради. Бошқариш локал алгоритмини доимий шакли, масалан x^* дастурий таъсирга ишлов беришни таъминловчи қуйидаги кўринишга эга:

$$u = V + K_e \quad (1.22)$$

бу ерда $V = V(x^e, w)$ – берилган таъсир x^* ва w ғалаёнланиш бўйичатўғридан-тўғри бўлган алоқаларни инобатга олувчи вектор функция;

– хатолар бўйича тескари алоқалар матрицаси; $e = x^e - x$

Хусусий ҳолда , функция V қуйидагича ҳисобланади

$$V = L_1 - x^e + L_2 w, \quad (1.23)$$

бу ерда L_1, L_2 - тўғридан-тўғри алоқа матрицалари.

Бошқариш алгоритми синтези вазифаси (1.22), (1.23) тўғридан-тўғри ва тескари алоқалар коэффициентларини топишга қаратилган, яъни K, L_1, L_2 берилган режимдаги тизимларнинг сифат кўрсаткичларини кониқтирувчи: ўтиш жараён вақти, қайта ростлаш, аниқлик ва бошқалар.

Фазо ҳолати усулига, хусусан модал бошқарув усулларига асосланган синтез методлари фақат чизиқли хусусият билан ишлайди, чунки улар асосан характеристик кўпхадлар, озлик сонлар ва бошқалар устида ишлайди.

1.2.2. Оптимал дискрет бошқарув тизимларининг синтези

Дискрет вақтга эга бўлган стационар жараён (1.1) тенглама билан таърифланади, чунки функциянинг классик шакли кўринишга эга [33, 40]:

$$I = V_3[x[k_2]] + \sum_{k=k_1}^{k_2-1} L[x[k], u[k]] \quad (1.24)$$

Жараён учун функционал (1.24) минималлаштириш масаласи учун Беллман тенгламаси (1.1) қуйидагича:

$$V_{k_2-k}[x[k_2-k]] = \min_{u[k_2-k]} \left\{ \begin{array}{l} L[x[k_2-k], u[k_2-k]] \\ V_{k_2-k+1}[f[x[k_2-k], u[k_2-k]]] \end{array} \right\}, k=1,2,3,\dots \quad (1.25)$$

$$\text{Бўлганда } V_{k_2}[x[k_2]] = V_3[x[k_2]]. \quad (1.26)$$

Кўп ўлчовли нозизиқли системалар учун бу функционал тенгламанинг ечимини узлуксиз тизимлар учун ҳам, амалга ошириш қийин. Бу кўп ўзгарувчилар учун функцияси бир неча экстремумини топиш қийинчилиги эмас (амалий муаммолар қадамлар сони $k_2 - k_1$ бўлади, камида ўнталик,).

Асосий қийинчилик функцияни қадамдан қадамга ошишини мураккаблиги. Ҳар бир кейинги функция $V_{k_2-k}[x[k_2-k]]$ Унинг нозизиқли объект функцияси учун $V_{k_2-k+1}[x[k_2-k]]$ функциядан мураккаброқ туркум. Умумий Беллман тенглама ечимини топиш қийинлиги (1.24) барча нозизиқли-квадратик кўп ўлчовли масалалар учун ҳам сақланиб қолади. [25].

1.2.2.4. Эталон модели ночизиқли дискрет тизимларни синтези

Дискрет бошқарув тизимларини лойихалаш усулларидан бири исталган ўтиш жараёни учун мос эталон моделидан фойдаланишга асосланган ёндашувдир [25, 30]. Бунда модел дискрет-узлуксиз тизимда таъминланиши лозим бўлган ўтиш жараёни ва сифат кўрсаткичлари (қайта ростлаш, вақтни ростлаш ва бошқалар) акс эттирилади. Бундай ёндашувда берилган бошланғич ва охири қийматлар бўйича бошқарув импульсларини оптимал кетма-кетлик танловидан, ҳар бир дискрет даврдаги оптимал бошқарув танловига ўтиш мумкин.

В.Б. Яковлев ва В.Д. Родионов томонидан [25] қандайдир эквивалент очиқ тизимни оптималлаштириш таклиф этилган, унда оптимал вақтинчалик дастур синтезлаштирилаётган ночизиқли тизимдаги оптимал бошқарув билан мос келиши керак. Бунда эквивалент очиқ тизим сифатида дискрет тизим қабул қилинади $J = \sum_{k=0}^N f(x, [k], u, [k])$ назоратга чекловлар билан

$$0 \leq u[k] \leq u_{max}$$

Эталон модели дискрет тизим синтез бажариладиган иш тартиби куйидаги кетма-кетликда бўлади [25]:

- тизим учун, берилган бошқарув сифатини таъминлаб берувчи эталон модель танлаб олинади; дискретизациянинг ҳар қадамида $u[k]$ бошқариш импульс параметрлари аниқланади, унда синтезлаштирилаётган $x[k]$ тизимнинг чиқиш координаталарини вектори ва синтезлаштирилаётган эквивалент очиқ тизим чиқиш координаталарини вектори минимал келишмовчилигига эга;
- бошқариш импульс параметрлари бўйича чиқиш координаталарини векторининг $x[k]$ ва тизим хатоликлари вектори ҳисобланади $e[k]$;
- бошқариш векторининг ўтиш нуқталарининг ҳолатига қараб корректирловчи қурилма тузилмаси аниқланади;

- математик моделнинг тизим тенгламаларидан ва корректирловчи қурилмадан, корректирловчи қурилма параметрлари аниқланади;
- эквивалент тизим тенгламасидан математик дастурлаш усули билан бошқаришнинг оптимал дастурини ва чиқиш координаталарини вектори топилади $x_e[k]$;
- корректирловчи қурилма чиқиш сигнали ва тизим хатолиги бўйича тузулма (структура) аниқланади ва бошқариш қурилмасини параметрлари топилади;
- корректирловчи қурилма учун топилган параметрлар учун чиқиш координаталарини вектори топилади $x[k]$ ва берилган сифат кўрсаткичларни бажарилиши текширилади;
- агар сифат бўйича талаб бажарилмаса, унда олинган тахминий параметр қийматлари ночизиқлик дастурлаш усули билан аниқланади.

Шуни тақидлаб ўтиш керакки, Эталон модели ночизиқ дискрет тизимларни синтезида, белгиланган сифат кўрсаткичлари учун жавоб берувчи ҳар бир янги бошланғич шарт учун ўзининг эталлон жараёнини аниқлаш зарур. Дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқариш тизимларини синтез қилиш усулларини таҳлил қилиш шуни кўрсатдики, уларнинг аксарияти фақат чизиқли бошқариш тизимларига нисбатан ишлайди. Бошқариш объектларининг тўлиқ ночизиқли моделлари учун дискрет ростлагичларни синтез қилиш учун ишлаб чиқилган аналитик усул долзарб ҳисобланади.

1.3. Агрегирланган ростлагичларни аналетик лойиҳалашнинг синергетик усули.

Кўп ҳолларда дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқариш тизимларининг синтез усуллари квантлаш даражаси ва вақтни кечиктириш таъсирни бошқариш канали бўлган дискрет тизимларга хос хусусиятларни ҳисобга олган ҳолда узлуксиз тизимларни синтез қилиш усулларига асосланади.

Ушбу ҳолатдан келиб чиқиб, агрегирланган ростлагичларни - АКАР [35-40] аналетик лойиҳалашнинг синергетик усули дискрет ва дискрет - узлуксиз тизимлар синфи учун маълум бўлган синергетик усулини тарқатиш, бизнинг фикримизча, замонавий дискрет бошқарув назарияси синергетик ёндошувга олиб келади. Қисқача қилиб АКАР нозизиқ узлуксиз бошқариш тизим синергетик усулини баён этамиз. АКАР усули назариясида оптималлаштирувчи кузатувчи функционал кўриниш кўлланилади:

$$J = \int_0^{\infty} F(\psi(t), \psi(x)) dt \quad (1.33)$$

бу ерда $F(\psi(t))$ – узлуксиз дифференциалланувчи аргументалари бўйича албатта мусбат функция; $\psi(x)$ - агрегатланган макро ўзгарувчи фазонинг қандайдир ихтиёрий дифференциалланувчи ёки қисмли узлуксиз функцияси, $x(t) \in R^n, \psi(0) = 0$. Функция (1.33) да $F(\psi(t))$ функция куйидаги квадратик формалар кўринишида танланади:

$$F(\psi(t)) = m^2 \varphi^2(\psi) + c^2(\psi(t))^2 \quad (1.34)$$

унда функционал (1.33) куйидаги кўринишда бўлади

$$J = \int_0^{\infty} (m^2 \varphi^2(\psi) + c^2(\psi(t))^2) dt \quad 1.35$$

Функцияни интеграл ости ифодасида $\varphi(\psi)$ функция куйидаги шартни қониқтириш керак:

- барча қийматдаги ягоналик, узлуксизлик ва дифференциаллик $\psi(t)$;

- $\varphi(0) = 0$
- $\varphi(\psi)\psi > 0 \quad \psi \neq 0$

Бошланғич тизим тенгламасини хисобга олган холда тўлиқ ҳосиласини аниқлаб $X(t)=f(x)+bu(t)$, (1.36)

Бу ерда $x(t) \in R^n$ фазали координаталар вектори, f -функция вектори, b -сонли матрица-устун, $b = [0, \dots, 0, b_n]^T$; $u(t)$ -скаляр бошқарув, қўйидаги формулани оламиз

$$\frac{d\psi}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \psi(x)}{\partial x_i} x_i = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \psi(x)}{\partial x_i} f_i(x) + \frac{\partial \psi(x)}{\partial x_n} u(t) \quad (1.37)$$

Унда 1.37 хисобга олган холда, ўзгарувчи функционалларни алмаштиришни инвариант принципи асосида 1.35, қўйидаги кўринишга келади

$$(J = \int_0^\infty \left[m^2 \phi^2(\psi) + c^2 \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial \psi(x)}{\partial x_i} f_i(x) + \frac{\partial \psi(x)}{\partial x_n} u(t) \right)^2 \right] dt) \quad (1.38)$$

Олинган оптималлаштирувчи функционал 1.38, нафакат бошланғич объектнинг айрим хусусиятларини характерлаб қолмай 1.36, уни бошқариш тизимини ҳам тавсифлайди. шартли минимизациялаш 1.35, 1.38 Эйлер-Лагранж тенгламасини аниқлайди.

$$F(\psi, \dot{\psi}) = \frac{\partial F(\psi, \dot{\psi})}{\partial \dot{\psi}} \dot{\psi}(t) \quad (1.39)$$

(1.39)ни (1.34) ифодага қўйиб, функционалга минимумни келтирувчи барқарор экстремаллар кенжа оиласини аниқлаймиз, (1.35), (1.38):

$$T\psi(t) + \varphi(\psi) = 0 \quad (1.40)$$

бу ерда $T = \frac{c}{m}$ бутун тенгламадаги асимптотик барқарорлик шarti, (1.40) Тумумий макро ўзгарувчиларга доир $\psi(t)$ нинг энг содда шаклидир. Тенгламанинг барқарорлиги (1.40), тенгламанинг ўнг томонидаги нозизиқли функциянинг кўринишига боғлиқ эмас.(1.36).

(1.40) ва (1.36) тенгламаларни биргаликда ечилишида (1.37) ифодани иинобатга олган холда, АКАР усулида асосий функционал ифодани беради:

$$T \frac{\partial \Psi(x)}{\partial x_n} u(t) + T \sum_{i=0}^n \frac{\partial \Psi(x)}{\partial x_i} f_i(x) + \varphi(\Psi) = 0 \quad (1.41)$$

бу ерда - (1.36)даги 1вектор функция элементлари. Выразив из (1.41) дан ифодау:

$$u(t) = \frac{\partial \Psi(x)^{-1}}{\partial x_n} \left[\sum_{i=1}^n \frac{\partial \Psi(x)}{\partial x_i} f_i(x) + \frac{1}{T} \varphi(\Psi) \right], \quad (1.42)$$

Қуйидаги ифодани оламиз, $\Psi(x(t)) = 0$ атрофида тартибсизлик билан ифодаловчи $u(t)$ бошқарув қонунларини белгилайдиган ва бу хилма-хиллик бўйлаб фазанинг координаталарини бошлаш учун кейинги харакатни таъминлайдиган ифодани оламиз. Бунда холда $\Psi(x) = 0$ бўйлаб харакат турларининг вектор дифференциал тенглама билан ёзилади:

$$\dot{x}_\Psi(t) = f_\Psi(x_\Psi) \quad (1.43)$$

бу ерда $x_\Psi(t) \in R^{n-1}$ ва f_Ψ вектор функциянинг f биринчи $n - 1$ устунларини (1.36) дан $\Psi(x(t))$ ифодасидан олинган $x_n = x(x_\Psi)$ қийматларини алмаштириш орқали ҳисобланади.

Векторли бошқарув ҳолатида, бошланғич тизим кўринишга эга бўлади: $\dot{x}(t) = f(x) + Bu(t)$ (1.44)

бу ерда $u(t) \in R^m$ – бошқариш вектори; B - рақамли матрица, $\dim B = m \times n$; шундай векторли бошқаришни синтезлаш талаб қилинадик, унда IT ифодаловчи нуқтани ихтиёрий бошланғич ҳолатидан хилма-хил кесишиш худудига олиб ўтади:

$$\bigcap_{i=1}^m \Psi_i(x) = 0$$

Сўнг бу кесишишни бўйламаси бўйича, фазовий давр координаталар бошида, бунда $\Psi(t) \in R^m$ вектор тенграмани қондириши керак:

$$\dot{\Psi}(t) + L\Psi(t) = 0 \quad (1.45)$$

буердаматрица L (1.45) турғун ечимга эга, энг содда ҳолда $diag L = \lambda_i = \frac{1}{T_i}$ (1.44) тенгламаларни биргаликда ечиш, тенглама векторини аниқлаб беради:

$$\frac{\partial \Psi(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial \Psi(x)}{\partial x_n} B u(t) + L \Psi(x) = 0$$

Ночизқли динамик объектларни бошқариш тизимини синтез масалаларини ечишда [35-40] АКАР усулини ҳар хил модификациялари кўриб чиқилади:

- агрегирланган бошқарувларни синтез қилишда координаталар ва бошқаришлар бўйича чекловларни рўйхатга олиш;
- агрегирланган ростлагичларни илгарлама-параллель инвариант хилма-хиллик жамламаси асосида лойиҳалаш;
- ночизқли объектлар тизимини бошқаришда селектив – инвариант синтези;
- астатик тизим бошқарувини лойиҳалаш;
- бўлинувчи ночизқли бошқарув тизимини аналитик лойиҳалаш;
- кўп критерияли ночизқли бошқарув тизимини синтези;
- терминал бошқарувли ночизқ тизимларни аналитик лойиҳалаш;
- ҳолат кузатувчиси бўлган ночизқли тизимларни аналитик лойиҳалаш

АКАР [35-40] нинг синергетик ёндашувининг асосий қоидалари:

- берилган таъсирларга ишлов бериш, ғалаёнларни пасайтириш, оптималлаштириш, координаталарни назорат қилиш ва бошқаларни акс эттирувчи, кенгайтирилган дифференциал тенгламалар тизимини тузиш ;
- тизимнинг ички динамикасини тенгламалари бўйича IT (ички нуқта) бўйлама бўйича ҳаракат қилувчи, якуний

хилма-хиллик (многообразия) хажмигача бошланғич даврли фазони қисилишини таъминлаб берувчи “ташқи” бошқарувларни лойиҳалаш;

- бошқарув мақсадларига эришишни таъминловчи "ички" координата тизими ўртасида бундай муносабатлар (инвариант хилма-хиллик (многообразий))ни шакллантириш.

Баён қилинган учта базавий вазиятга асосланиб АКАР [35-40]:, масалаларини ишлаш этапини куйидагича шакллантириш мумкин ;

1. Бошқариш объектини бошланғич дифференциал вектор тенгламаси ёзилади:

$$1. \quad x(t) = f(x) + Bu(t) + Hw(t) \quad , \quad (1.46)$$

бу ерда $x(t) \in R^n$ - фазли координаталар вектори, $u(t) \in R^m$ - бошқариш вектори, $w(t) \in R^\mu$ – ғалаёнлашувчи таъсирлар вектори.

2. (1.46) тенгламага, кўрсатилга ғалёнларни башорат қилиш ва бостириш муаммоси билан боғлиқ тенглама қўшилади:

$$w = q(w, x) \quad , \quad (1.47)$$

(1.47) боғланиш тенгламасини лойиҳалаш усуллари [35] да батафсил ёритилган.

3. Кенгайтирилган синтез масаласини ечишда (1.46), (1.47) АКАР усул ғояси қўлланилади. Бошқариш вектори таъсирида кенгайтирилган тизимни ИТси хилма-хиллик кесишиш худудига тушиб қолади, унинг бўйлама бўйича харакати “ички” динамика тенгламаси билан тавсифланади:

$$w(t) = q(w(t), y(t), v(t)) \quad , \quad (1.48)$$

$$y(t) = f(y(t), v(t)) \quad ,$$

бу ерда $y(t) \subset x(t)$, $y(t) \in R^{n-m}$ декомпозицияланган тизимнинг даврли координаталар вектори; $v(t) \in R^m$ "ички" бошқариш вектори

4. (1.48) Тизим учун -"ички" бошқариш векторлар аниқланади $v(t)$ ва агрегирланган макроўзгарувчиларни вектори берилади $\Psi(t) \in R^m$.
5. Функционал тенгламалар асосида (1.45) ва п.4 натижаларидан изланилаётган "ташқи" вектор, ташқи ғалаёнларга (1.47) боғланиш тенгламаси билан берк тизимга селектив инвариантликни таъминловчи, унинг ҳаракатини асимптомик барқарорлигини ва ўтиш жараёнини кутилаётган хусусиятларни таъминлайди.

1.4. Боб бўйича асосий натижа ва хулосалар.

Бошқариш объектлари моделларини дискретлаштириш усулларини кўриб чиқиш натижасида қуйидаги хулосаларга келишимиз мумкин:

- биринчидан, нозикли дискрет ростлагичларини синтез қилиш учун энг мақбул тақдимот шакли бошқариш объектини назорат объекти моделининг математик моделининг энг мақбул тақдими объектнинг давлат майдонида ёзилади, чунки бу ёзувда кириш ва чиқиш ўзгаришларининг сони бўйича чекловлар йўқ ва тизимнинг ички жараёнларини тўлиқ ҳисобга олади;
- иккинчидан, бошқариш объектларининг узлуксиз моделларини дифференциал аппроксимациялашнинг энг мос усули Эйлер усулидир. Бу усул аппроксимациялашнинг юқори аниқлик даражаасига эга эмас. Аммо, нозикли дискрет ва дискрет-узлуксиз бўлган бошқариш тизимларни синтез қилишнинг синергетик ёндашуви бу тизимларга асимптомик барқарорлик хусусиятини беради. Академик Н. Н. Красовский томонидан кўрсатилгандек, бу хусусиятларга эга бўлган тизимлар кўпол. Шундай қилиб, аппроксимациялаш усули билан киритилган хатолик, технологик талабларга ишлов беришдаги аниқликка таъсир қилмайди (инвариантларга);
- учинчидан, дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқариш тизимларини синтез қилиш бўйича мавжуд ёндашувларни кўриб чиқиш шуни

кўрсатдики, синтез усулларининг аксарияти ночизиқли ва чизиқли дискрет бошқарув тизимларининг айрим синфларига қаратилган.

Юқорида айтилганларга асосланиб, дискрет ва дискрет-узлуксиз ночизиқли тизимлар синфини бошқариш назариясига синергетик ёндашувни қўлланилиши жуда ҳам мақсадга мувофиқдир.

2. НОЧИЗИҚЛИ ДИСКРЕТ РОСТЛАГИЧНИ СИНЕРГЕТИК СИНТЕЗИ

2.1. Асосий қоидалари

Бошқариш назариясида синергетик ёндашувнинг юқоридаги тамойилларига асосланиб [35-39], бундан сўнг динамикинг бошқариш тизимларининг янги синфи - дискрет ва дискрет-узлуксиз БТни кўриб чиқамиз. Узлуксиз бошқарув объекти модел тенглама билан дифференциаллаш вектори билан таърифланган бўлсин:

$$x(t) = A(x)x + bu[k] \quad (2.1)$$

бу ерда $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ – фазо ҳолат вектори, $x(t) = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$; $A(x) = \|a_{ij}\|$ функционал матрица, $\dim A(x) = n \times n$; $u[k]$ -скаляр бошқарув; $b = [0, \dots, 0, b_n]^T$ Бошқарув объектининг дискрет модели шаклини вектор фарқ тенгламаси билан тасвирланади:

$$x[k + 1] = F(x[k])x[k] + du[k] \quad (2.2)$$

бу ерда $x[k] \in \mathfrak{R}^n$ -фазо ҳолат вектори, $x[k] = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$; $F(x[k]) = \|f_{ij}\|$ - функционал матрица, $\dim F(x) = n \times n$; $d = [0, \dots, 0, d_n]^T$. Тизимга (2.1), Эйлер формуласи бўйича аппроксимация фарқи процедурасини кўллаб уни (2.2) шаклга келтирамыз)

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x[k+1] - x[k]}{T_0}, \quad (2.3)$$

бу ерда T_0 – вақт бўйича дискретизация қадами. Кейин (2.1) ва (2.2) билан (2.3) орасида алоқа ўрнатишингиз мумкин):

$$F(x[k]) = I^n x[k] + T_0 A(x[k]), \quad d = T_0 b \quad (2.4)$$

Бу ерда $I^n = \text{diag}(1, 1, \dots, 1)$, $\dim I^n = n \times n$

АКАР усулининг қоидаига биноан, дискрет аналогни (1.33) функционалини киритамиз):

$$J = \sum_{i=1}^n (m^2 \psi^2[k] + c^2 (\Delta \psi[k])^2) \quad (2.5)$$

Функсияни минумаллаштириш ҳолати Эйлера-Лагранжа тенгламаси ёрдамида аниқланади [48]:

$$\Delta F_{\Delta\Psi}[k] - F_{\Psi}[k + 1] = 0 \quad (2.6)$$

Бу ерда $F = m^2\Psi^2[k] + c^2(\Delta\Psi[k])^2$ Кейин F (2.6) функцияни куйдаги қийматга алмаштирамыз:

$$F_{\Psi}[k] = \frac{\partial F}{\partial \Psi} = 2m^2\Psi[k], \quad F_{\Delta\Psi}[k] = \frac{\partial F}{\partial \Delta\Psi} = 2c^2\Delta\Psi[k] \Rightarrow$$

$$\Psi[k + 2] - \left(2 + \frac{T_0^2 m^2}{c^2}\right) \Psi[k + 1] + \Psi[k] = 0 \quad (2.7)$$

Тенглама (2.7) минимал (2.5) етказиб берадиган барқарор ва беқарор аниқ қийматни белгилайди. Келинг (2.7) экстремал ифодасини ажратиб олайлик, унинг ечими барқарорлигини кўрамыз:

$$\Psi[k + 1] + \lambda\Psi[k] = 0 \quad (2.8)$$

бу ерда $\lambda = \frac{1}{2} \frac{c^2 + T_0^2 m^2 - \sqrt{(c^2 + T_0^2 m^2)^2 - 4c^2}}{c^2}$ бундай холда, тенглама (2.8)

асимтопик тарзда барқарор ечимга ега.

$$|\lambda| < 1 \quad (2.9)$$

Ифода (2.8) дискрет регуляторларни синтез қилишнинг синергетик усулидаги асосий функционал тенглама.

2.2. Берилган инвариант хилма-хиллик асосида дискрет ростлагични аналитик синтези.

Математик модели (2.2) кўринишдаги объект учун $y(x)$ бошқариш конуни синтезини энг содда мисолини кўриб чиқамиз. У аввал объект (2.2)ни ихтиёрий бошланғич холатидан x_0 , берилган инвариант хилма-хиллик худудига олиб ўтади $y(x) = 0$, сўнг шу хилма-хиллик бўйламаси бўйича фаза холатини координата бошига харакатини таъминлайди $x = 0$.

Макро ўзгарувчи $y(x)$ фаза координаталари вектори x га нисбатан чизиқли функция бўлсин:

$$\Psi = \beta x \quad (2.10)$$

бу ерда $\beta = [\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{n-1} 1]$, $\beta_1 = \text{const}, \forall i = \overline{1, n-1}$ (2.10) қўйиб (2.8), куйдагини оламыз:

$$\beta x[k + 1] + \alpha \beta x[k] = 0 \quad (2.11)$$

(2.11) бошқариш объектини математик моделелини инобатга олиб (2.2), қуйидаги ифодани оламиз:

$$\beta(F(x[k])x[k] + du[k]) + \lambda\beta x\beta[k] = 0 \quad (2.12)$$

(2.12)дан бошқариш қонуни аниқланади $u(x[k])$, у ифодаланувчи нуқтани хилма хиллик худудига қўчиришни кафолатлайди $\psi(x)=0$ сўнг бу хилма хилликни узунасига фазо ҳолат координата бошига ҳаракатини таъминлайди яъни :

$$u[k] = -\frac{\beta}{d_n}(F(x[k]) + \lambda I^n)x[k] \quad (2.13)$$

бу ерда I^n - ягона матрица $n \times n$. Макро ўзгарувчини параметрлари (2.10) вектор фарқ тенгламасини ечим асимптотик барқарор шarti билан аниқланади, у ифодаланувчи нуқтани $\psi(x)=0$ ни хилма-хиллик худудига тушгандаги бошқариш объекти (2.2) ҳолатини тавсифлаб беради:

$$x_\psi[k + 1] = F_\psi(x_\psi[k])x_\psi[k], \quad (2.14)$$

бу ерда $x_\psi[k] \in \mathbb{R}^{n-1}$ -бошқариш объектини декомпозицияланган фазо координаталарини вектори;

$$F_\psi(x_\psi[k]) = F_{n,n}(x[k])|_{x_n[k] = -\beta_n x_\psi[k]} - f_n(x[k])\beta_n|_{x_n[k] = -\beta_n x_\psi[k]};$$

$F_{n,n}(x[k])$ – Нимматрицанинг матрицаси $F(x[k])$ ўчириб ташланг n -м устуни ва n сатри ўчириб ташланг; $f_n(x[k])$ – устун- матрица, у $F(x[k])$ матрицанинг биринчи $(n-1)$ элементларива n -та устунларидан иборат; β_n - n -м устуни ўчириб ташланган β матрица -сатрнинг нимматрицаси. Юқорида таъкидланганидек, макро ўзгарувчан параметрлар (2.10) (матрицанинг коэффициентлари (3) декомпозицияланган тизим ечими (2.14) асимптотик барқарорлик шартларидан танланади. Тизимнинг ечимлари барқарорлигининг ушбу шартлари (2.14)нинг қўплаб мезонларидан бири ёрдамида аниқланади, уларнинг аксарияти А. М. Ляпуновнинг иккинчи теоремасига асосланади [4, 23, 38, 42]. Лекин, юқорида айтиб ўтилган мезонларни қўллаш қийин бўлса, унда инвариантлик хилма-хиллигига нисбатан $\psi(x[k]) = 0$ умумий

синтезлаштирилаётган тизимларни асимптотик барқарорлик хусусиятига асосланган ҳолда, декомпозицияланган тизим барқарорлигини баҳолаш мумкин (2.14) биринчи ёндашуви тенгламаси бўйича:

$$x_{\psi}[k + 1] = R x_{\psi}[k] \quad (2.15)$$

бу ерда $R = \|r_{ij}\|$ -ўлчовли $(n - 1) \times (n - 1)$ сонли матрица бўлади.

Тенглама (2.15) $F_{\psi}(x_{\psi}[k])$ функционал матрицаси элементларининг чизиқли аъзоларини парчаланишидан саклаб, (2.14) тенгламадан олинади. Бу ифодаловчи нуқта хилма-хиллик худудига тушиши $\psi(x[k]) = 0$ муққарарлиги билан боғлиқ бўлиб, унинг бўйламаси бўйича харакати (2.14) тенгламада ифодаланган. Бунда инвариант хилма-хиллик $\psi(x[k]) = 0$ тортиш минтақасига тизимнинг фазали координаталарига x_1, \dots, x_n нисбатан, бутун фазали фазо киради. Биринчи яқинлашиш тенгламасига [4] нисбатан тизимнинг барқарорлигини баҳолашда, унинг мувозанат ҳолатининг тортишиш минтақасини аниқлаш мақсадга мувофиқ.

Мисол 2.1.

(2.10) шаклдаги берилган инвариант хилма-хиллик асосида агрегатланган дискрет ростланувчини синтези мисолини кўриб чиқайлик. Бошқариш объекти сифатида математик маятникни оламиз, бунда бошқариш масаласи бўлиб, юқори беқарор ҳолатда уни барқарорлаштириш бўлади.

$$x(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{\sin x_1}{x_1} & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u[k] \quad (2.16)$$

Тизимга нисбатан (2.16) Эйлер формуласи бўйича, аппроксимация фарқи коидасини қўллаб, математик маятникнинг қуйидаги фарқ дифференциал моделини оламиз:

$$x[k + 1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 & 0 \\ T_0 \frac{\sin x_1[k]}{x_1[k]} & 1 & T_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x[k] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_0 \end{bmatrix} u[k] \quad (2.17)$$

маятникнинг математик модели куйидагича бўлади. Макро ўзгарувчиларни киритамиз:

$$\psi[k] = \beta_1 x_1[k] + \beta_2 x_2[k] + x_3[k] \quad (2.18)$$

Унда юқоридигани айтиб ўтилган иш тартибига асосан, бошқариш куйидаги кўринишга эга бўлади :

$$u[k] = -\frac{\beta_1 T_0 + \beta_2(1 + \lambda)}{T_0} x_2[k] - \frac{\beta_1(1 + \lambda)}{T_0} x_1[k] - \frac{\beta_2 T_0 + 1 + \lambda}{T_0} x_3[k] - \beta_2 \sin(x_1[k]) \quad (2.19)$$

Декомпозицияланган тизим тенгламаси (2.17) ичида $\psi(x[k]) = 0$;

$$x[k + 1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 \\ T_0 \frac{\sin(x_1[k])}{x_1[k]} - T_0 \beta_1 & 1 - \beta_2 T_0 \end{bmatrix} x_\psi[k] \quad (2.20)$$

Синтезлаштирилган тизим (2.16), хилма-хиллик $\psi(x[k]) = 0$ га нисбатан (2.19) асимптомик барқарор бўлиб, декомпозицияланган тизимнинг (2.20) барқарорлигини баҳолаш учун, биринчи яқинлашиш тенгламадан фойдаланамиз:

$$x[k + 1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 \\ T_0(1 - \beta_1) & 1 - \beta_2 T_0 \end{bmatrix} x_\psi[k] \quad (2.21)$$

Тенглама ечимининг турфунлигини баҳолаш учун (2.21) характеристик кўпхадни ёзамиз:

$$\det(R - zI^2) = z^2 + (\beta_2 T_0 - 2)z + 1 - T_0^2 - \beta_2 T_0 + T_0^2 \beta_1 = 0 \quad (2.22)$$

бу ерда $I^2 - 2 \times 2$ гона матрицанинг ўлчовлиги. (2.22) тенгламага чизикли - каср ω - ўзгартиришни қўллаймиз [2.13]:

$$\omega = \frac{z - I}{z + I} \Leftrightarrow z = \frac{I + \omega}{I - \omega}, \quad (2.23)$$

Текисликнинг ω хаёлий ўқида бирлик айлананинг ($|z| = 1$) шу соҳа ичидан чап ярим ($Re\omega < 0$) , ташқи эса ўнг ярим текисликда ($Re\omega > 0$) кўрсатилади. Ўзгартиришни (2.23) характер Расмтик кўпхадга қўллаш натижасида (2.22) куйидаги ифодани оламиз:

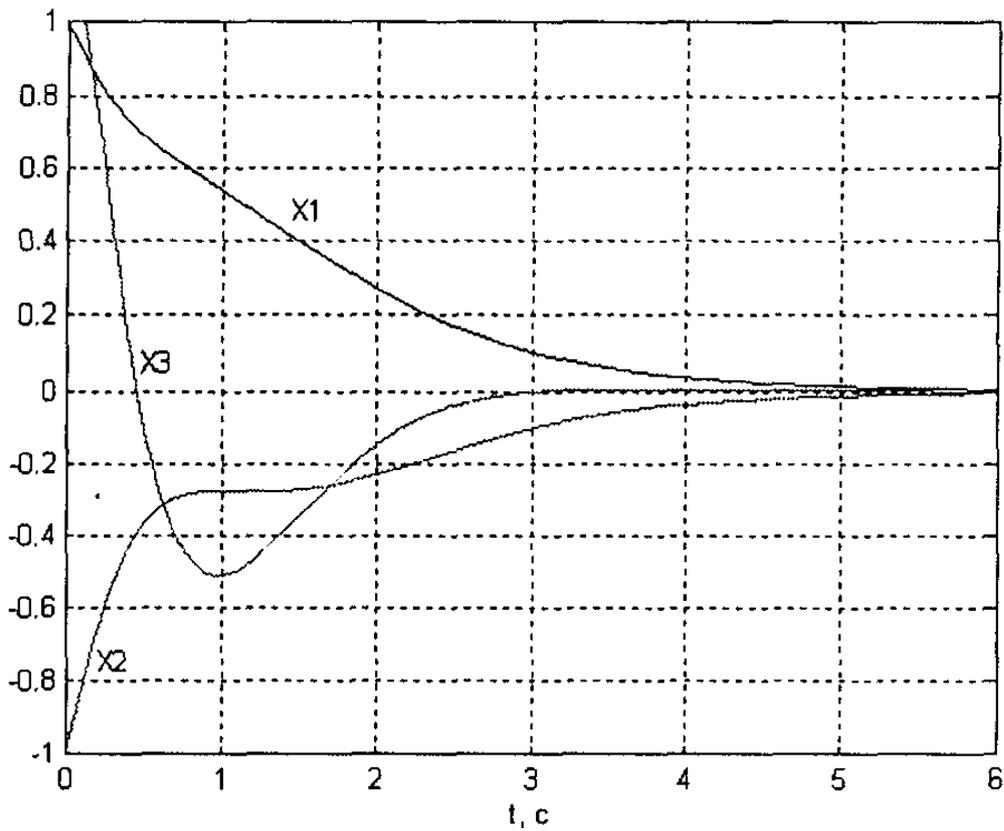
$$(4 - T_0^2 + 2T_0\beta_2)\omega^2 + 2T_0(T_0(1 - \beta_1) + \beta_2)\omega + T_0^2(\beta_1 - 1) = 0 \quad (2.24).$$

Тенглама илдизларини ўрганиш учун (2.24) маълум бўлган алгебраик ёки частота барқарорлиги мезонларидан бирини қўллаш мумкин [8, 23, 25, 27, 34 ва ҳоказо.]. Масалан, Гурвица критерияси бўйича барқарорлик шarti қуйидагича бўлади:

$$\begin{aligned} 4 - T_0^2 + T_0\beta_1 - 2T_0\beta_2 &> 0; \\ T_0(1 - \beta_1) + \beta_2 &> 0 \\ \beta_1 - 1 &> 0, \end{aligned} \quad (2.25)$$

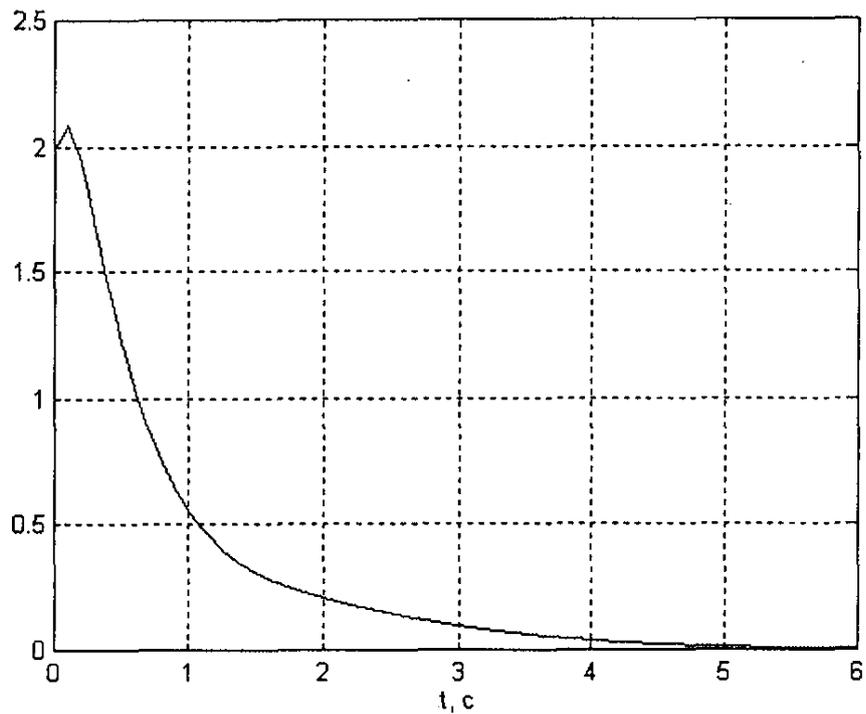
Координаталарни ўтиш жараёнлари тизим тенгсизлигини $T_0=0.1$ вақт бўйича кадамдаги дискретизациясини расм 2.1, да кўрсатилган, рухсат этилган қийматлар сояланган. Синтезлаштирилган берк дискрет-узлуксиз бошқариш тизимини рақамли моделлаштириш учун (2.16), (2.19) ростлагичнинг қуйидаги параметрларни танлаймиз: $\beta_1 = 3$; $\beta_2 = 2$; $\lambda = -0.9$, улар $T_0=0.1$ дискретизация қадамида (2.25) ва (2.9) шартларини қаноатлантиради. Координаталарни ўтиш жараёнларни ва агрерланган макро ўзгарувчиларни графиги 2.1 ва 2.2 расмда ифодаланган. (2.18). 2.3 ва 2.4 расмларда ҳосил қилувчи элементдан олдинги ва кейинги бошқариш таъсирини ўтиш жараёнларни кўрсатилган, бу ҳолда ҳосил қилувчи элемент нол тартибли экстраполятор. (2.16), (2.19). Коэффициентларнинг рухсат этилган қийматлари майдони.

Ўтиш жараён графиги.



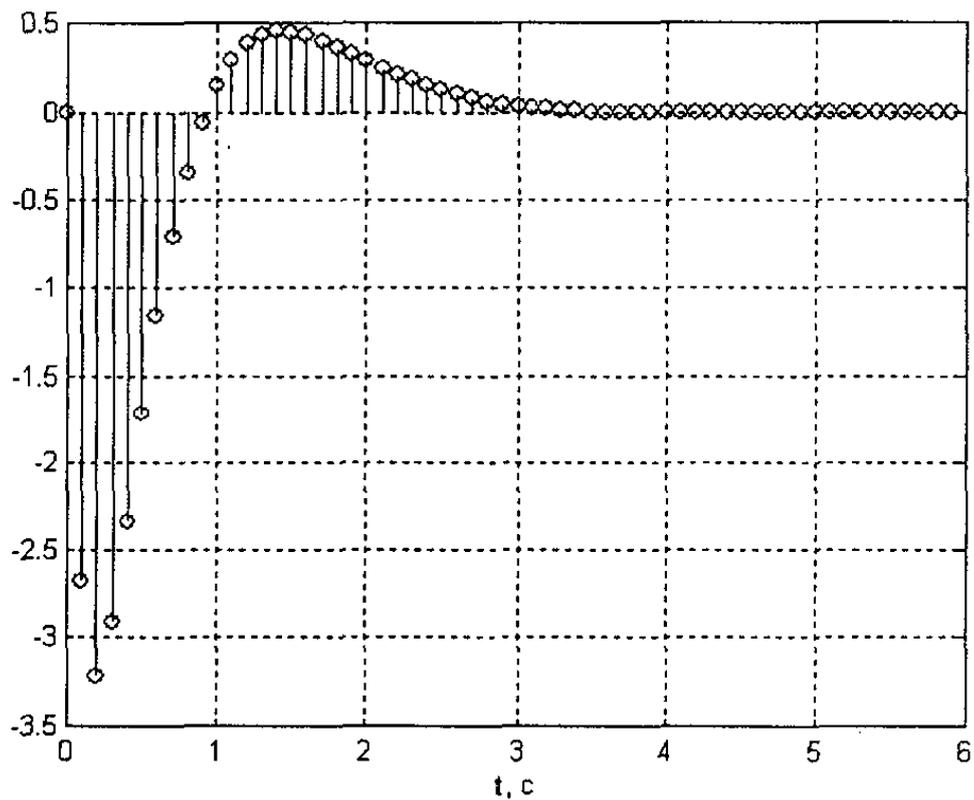
Расм. 2.1

ФЭ киришдаги агрегирланган макро ўзгарувчини бошқариш таъсирини ўтиш жараёнини



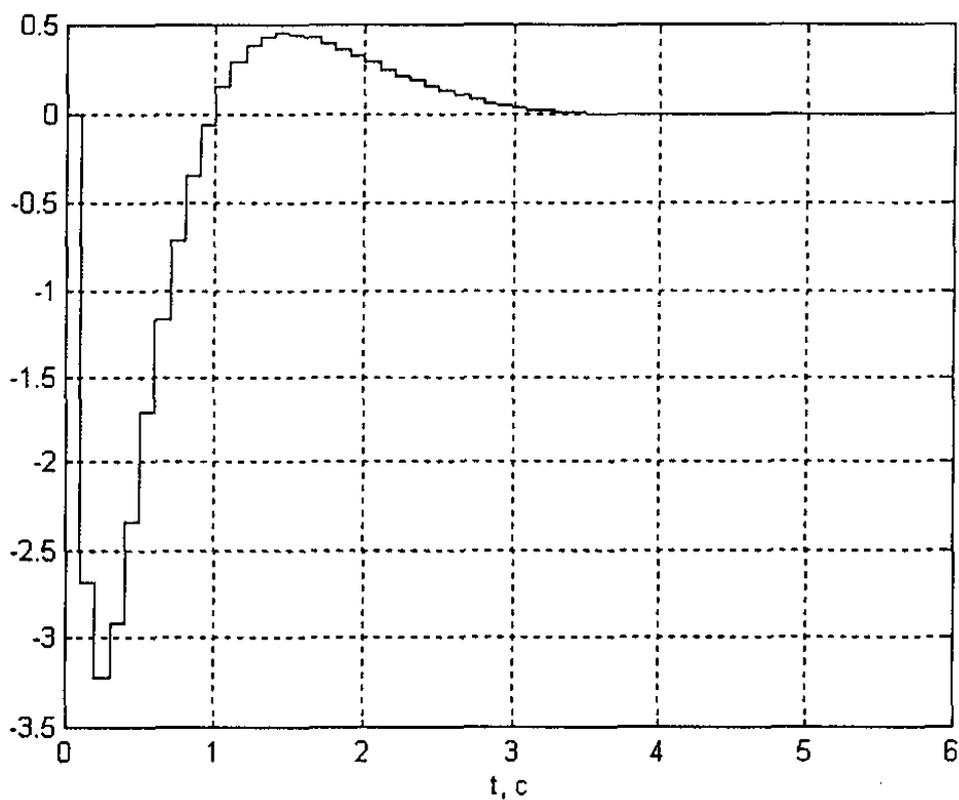
Расм. 2.2

ФЭ чиқишдаги бошқариш таъсирини ўтиш жараёнини.



Расм. 2.3

Берк дискрет-узлуксиз тизимни фазали портрети



Расм. 2.4

Моделлаштирилган берк дискрет-узлуксиз тизим натижалари бўйича (2.16), (2.19) қуйидаги хулосани қилиш мумкин, синтезлаштирилаётган тизимнинг ифодаловчи нуқтаси инвариант хилма-хиллигига интилади $\Psi(x[k]) = 0$, сўнг унинг узунаси бўйлаб фазали фазо координатаси бошига харакатланади.

Ифода (2.10) билан оддий чизикли макро ўзгарувчилар кўриниши аниқланган. Албатта, умумий ҳолда агрегирланган макро ўзгарувчи $\Psi[k]$ баъзи ночизикли функцияни ифодалаш мумкин [16, 17, 36-39] тизим фазо ҳолатининг векторидан $x[k]$ каби:

$$\Psi[k] = x_n[k] + \varphi[k], \quad (2.26)$$

(2.26) кўринишдаги агрегирланган макроўзгарувчиларни, агрегирланган дискрет ростлагичларни (АКАДР) аналитик лойиҳалаш усулини қўллаш доирасини сезиларли даражада кенгайтиради ва ночизикли дискрет ва дискрет-узлуксиз тизимларнинг юқори самарали синтез синтез масалалар муаммосини таъминлайди ва уларга керакли динамик хусусиятларни беради.

Функция $\varphi[k]$ кўриниши тизимнинг декомпозицияланган асимптотик барқарорлиги шарти билан аниқланади:

$$x_\Psi[k + 1] = F_\Psi(x_\Psi[k], \varphi[k])x_\Psi[k] - f_n(x_\Psi[k], \varphi[k])f_\Psi[k], \quad (2.27)$$

$$\text{Бу ерда } F_\Psi(x_\Psi[k], \varphi[k]) = F_{n,n}(x[k])|_{x_n[k]=-\varphi[k]}; \quad f_n(x_\Psi[k], \varphi[k]) = f_n(x[k])|_{x_n[k]=-\varphi[k]}$$

Мисол 2.2.

(2.16) шаклнинг ночизикли макро ўзгарувчиси (2.26) асосида бошқариш объекти учун дискрет ростлагич синтези мисолини кўриб чиқайлик:

$$\Psi[k] = x_3[k] + \varphi[k] \quad (2.28)$$

(2.28) тенгламани (2.8) тенгламага қўйиб ва бошқариш объекти модели фарқини инобатга олган ҳолда (2.17), ифодаловчинуқтани хилма-хиллик доирасига $\Psi(x[k]) = 0$, сўнг фазали фазо координатаси бошига олиб ўтувчи бошқариш қонуни учун ифодани оламиз:

$$u[k] = -\frac{1+\lambda}{T_0}x_3[k] - \frac{1}{T_0}\varphi[k+1] - \frac{1}{T_0}\varphi[k] \quad (2.29)$$

$\psi[k] = 0$ даги декомпозицияланган тизим тенгламаси куйидаги кўринишга ега бўлади:

$$x_\psi[k+1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 \\ T_0 \frac{\sin(x_1[k])}{x_1[k]} & 1 \end{bmatrix} x_\psi[k] - \begin{bmatrix} 0 \\ T_0 \end{bmatrix} \varphi[k] \quad (2.30)$$

$\varphi[k]$ функцияни куйидаги кўринишда берамиз:

$$\varphi[k] = \sin(x_1[k]) + \beta_1 x_1[k] + \beta_2 x_2[k] \quad (2.31)$$

Унда декомпозицияланган тизимнинг математик модели (2.31) куйидаги чизиқли шаклни олади:

$$x_\psi[k+1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 \\ -T_0\beta_1 & 1-T_0\beta_2 \end{bmatrix} x_\psi[k] \quad (2.32)$$

(2.32) тенглама ечимининг турғунлигини баҳолаш 2.1-мисолга ўхшаб амалга оширилиши мумкин. Натижада, куйидаги барқарорлик шarti олинган :

$$\beta_1 > 0 ;$$

$$\frac{4 + T_0^2\beta_1}{2T_0} > \beta_2 > T_0\beta_1 \quad (2.33)$$

Натижада β_1 ва β_2 коэффициентларнинг $T_0 = 0.1$ бўлгандаги рухсат этилган қийматлар доираси 2.7 расмда кўрсатилган. (2.31) Функцияни (2.28) ифодага кўйиб ва бошқариш объектини математик модел фарқини инобатга олган холда (2.17), якуний назорат қонунини оламиз:

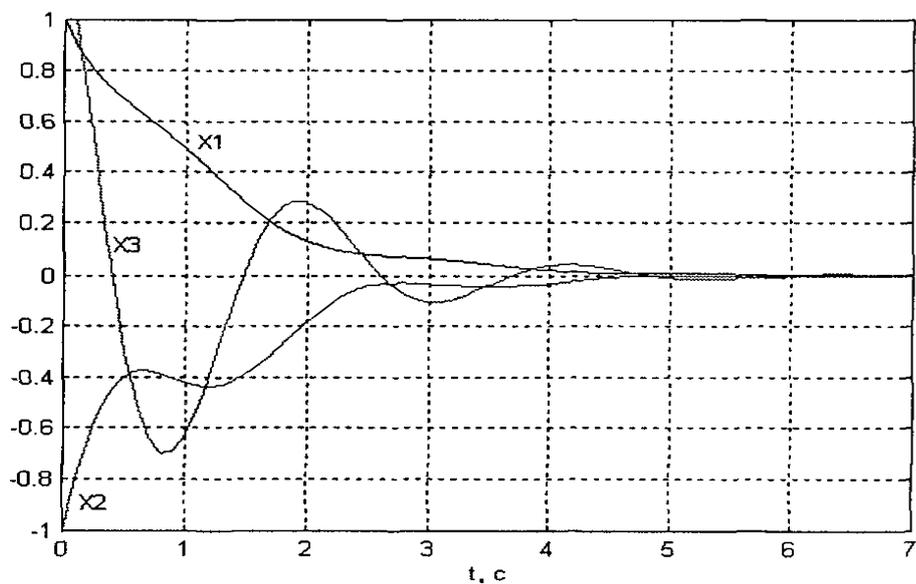
$$u[k] = -\beta_1 \frac{1+\lambda}{T_0} x_1[k] - \frac{\beta_1 T_0 + \beta_2 (1+\lambda)}{T_0} x_2[k] - \frac{1+\lambda + \beta_2 T_0}{T_0} x_3[k] - \frac{\lambda + \beta T_0}{T_0} \sin(x_1[k]) - \frac{\sin(x_1[k] + T_0 x_2[k])}{T_0} \quad (2.34)$$

Берк ҳалқали дискрет-узлуксиз тизимнинг моделлаштириш натижалари (2.16), (2.34) расм. 2.5 - 2.8 берилган. Моделлаштириш ростлагичнинг куйидаги параметрлари асосида бажарилган: $\beta_1 = 5$; $\beta_2 = 2$; $\lambda = -0.9$; $T_0 = 0.1$. Моделлаштириш натижаларидан куйидаги хулосани

қилишимиз мумкин, ифодаловчи нуқта дискрет бошқарувли таъсир остида (2.34) инвариант хилма-хилликка интилади $\Psi(x[k]) = 0$, сўнг унинг узунаси бўйлаб фазали фазо координатаси бошига ҳаракатланади.

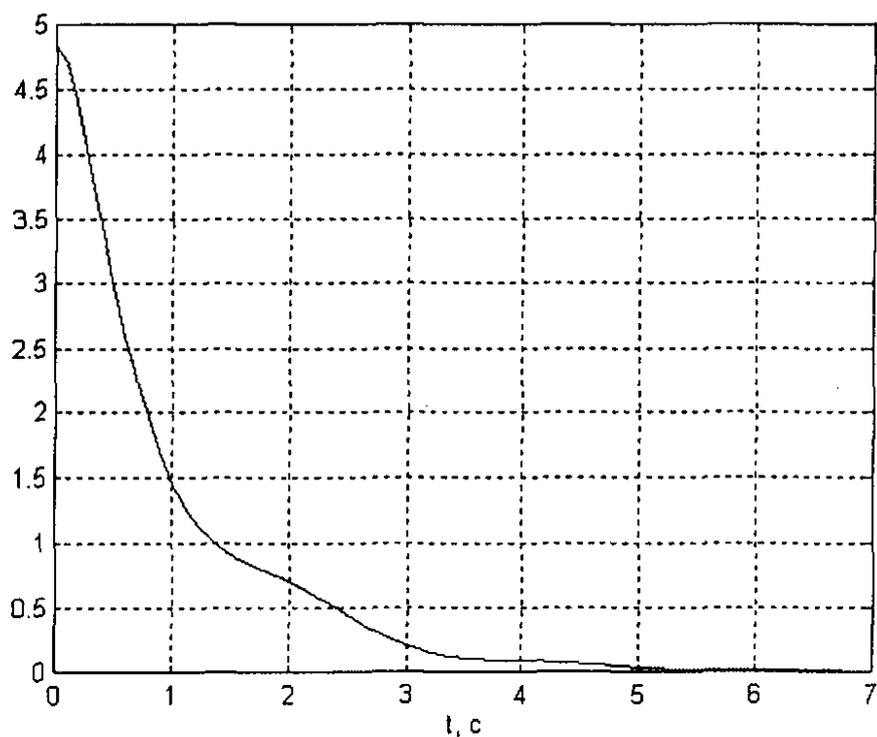
Кoeffициентларнинг руҳсат этилган қийматлари майдони

Ўтиш жараёнларнинг координата графиги.



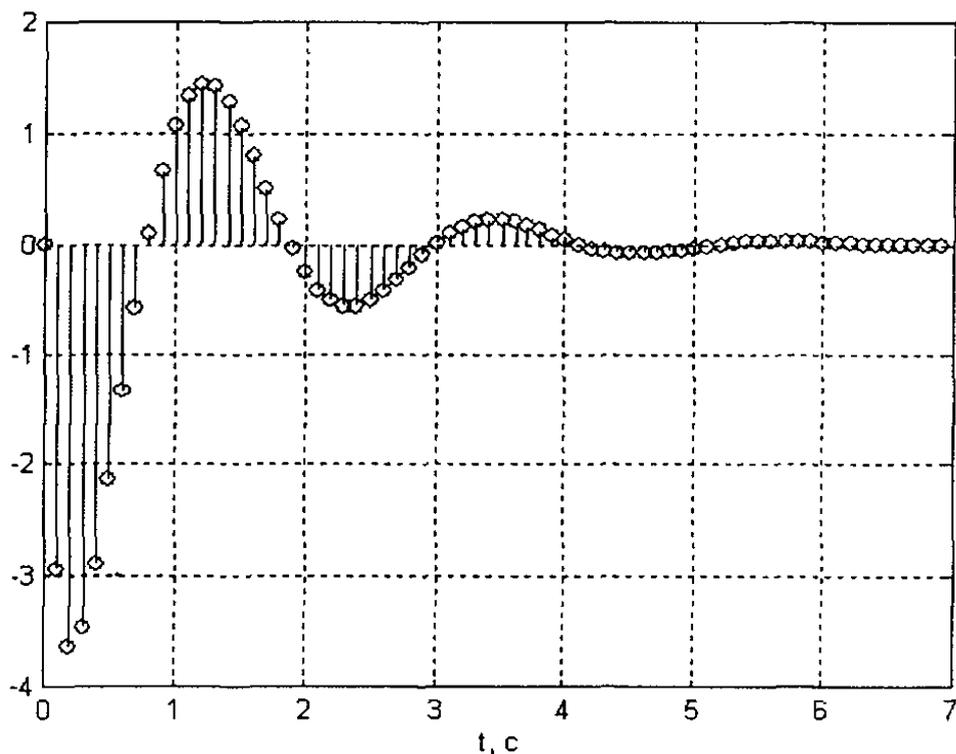
Расм. 2.5

Агрегирланган макро ўзгарувчини ўтиш жараёни графиги.



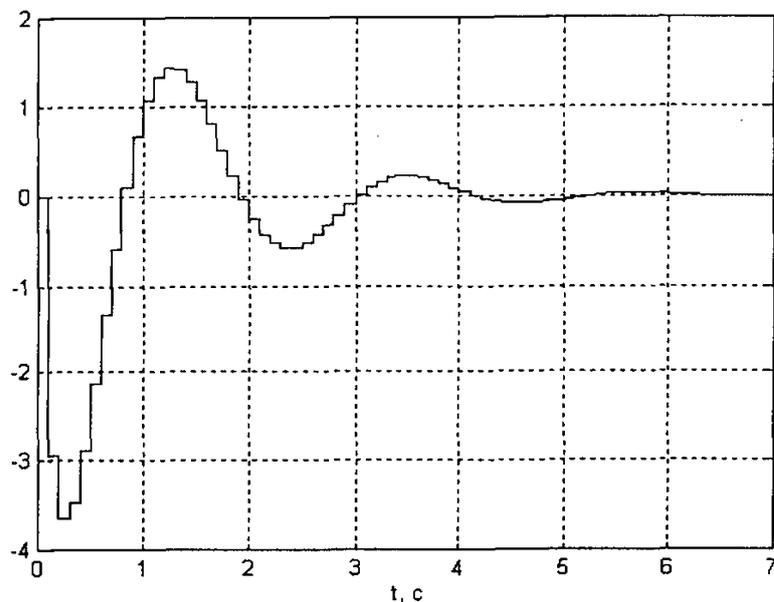
Расм. 2.6

ФЭ киришдаги бошқарув таъсирини ўтиш жараёни



Расм. 2.7

Бошқарувчини ўтиш жараёни. Дискрет-узликсиз тизимнинг ФЭ чиқишаги ёпиқ таъсирнинг фазали портрети



Расм. 2.8

Моделлаштириш натижаларидан шундай хулоса қилиш мумкинки, синтезланган дискрет ростланувчи системанинг асимптотик барқарорлигини таъминлайди ва ёпиқ системанинг ифодаловчи

нуқтасини ихтиёрий бошланғич координаталарда фазали фазода келиб чиқишини таъминлайди.

2.2. Инвариант хилма-хиллик мажмуалар кетма-кетлиги асосида агрегирланган дискрет ростлагичларни аналитик лойиҳалаш.

Юқорида кўриб чиқилган агрегирланган дискрет ростлагичларни синтез процедураси аввалдан берилган (ифода (2.10)) ёки декомпозицияланган тизимнинг барқарорлик шартидан (n-1) агрегирланган макро ўзгарувчига (ифода(2.26)) асосланган.

Бу бўлимда кетма-кет оптималлаштириш йўли билан тузилган макро ўзгарувчиларга асосланган дискрет ростлагичларни синтез қилиш усулини кўриб чиқамиз [16, 35-38]. Кетма-кет оптималлаштириш жараёнида фазавий фазонинг "сиқиш - кенгайтириш" синергетик принциpidан фойдаланилади [35-38].

Фараз қилайлик, бошқариш объекти функционал матрицасининг дифференциал тенглама модели $F(x[k])$ куйидаги кўринишга эга бўлсин [16]:

$$F(x[k]) = \begin{bmatrix} f_{1,1} & f_{1,2} & \dots & f_{1,p} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ f_{2,1} & f_{2,2} & \dots & f_{2,p} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ f_{p,1} & f_{p,2} & \dots & f_{p,p} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ f_{p+1,1} & f_{p+1,2} & \dots & f_{p+1,p} & f_{p+1,p+1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ f_{p+2,1} & f_{p+2,2} & \dots & f_{p+2,p} & f_{p+2,p+1} & f_{p+2,p+2} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ f_{n-1,1} & f_{n-1,2} & \dots & f_{n-1,p} & f_{n-1,p+1} & f_{n-1,p+2} & \dots & f_{n-1,n-1} & f_{n-1,n} \\ f_{n,1} & f_{n,2} & \dots & f_{n,p} & f_{n,p+1} & f_{n,p+2} & \dots & f_{n,n-1} & f_{n,n} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

бу ерда $f_{ij}(x_p[k]), x_p[k] \in \mathbb{R}^p \forall i, j \leq p$; $f_{ij}(x^f[k]), x^j[k] \in \mathbb{R}^j \forall i > p, j \leq i$;

$f_{ij} = const \forall i > p, j = i + 1$ 2.35 бўлган ҳол учун $p = 0$ матрицанинг махсус ҳоли куйидаги кўринишдаги матрица:

$$(x[k]) = \begin{bmatrix} f_{1,1} & f_{1,2} & 0 & & 0 & \dots & 0 & 0 \\ f_{2,1} & f_{2,2} & f_{2,3} & & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ f_{n-2,1} & f_{n-2,2} & f_{n-2,3} & f_{n-2,4} & \dots & f_{n-2,n-1} & & 0 \\ f_{n-1,1} & f_{n-1,2} & f_{n-1,3} & f_{n-1,4} & \dots & f_{n-1,n-1} & f_{n-1,n} & \\ & f_{n,1} & f_{n,2} & f_{n,3} & f_{n,4} & \dots & f_{n,n-1} & f_{n,n} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Синтезнинг вазифаси бошқариш қонунини аниқлаш ва $u[k]$, тизимнинг ифодалаш нуқтасини $x^0[k] \in \Omega^0 \subset \mathfrak{R}^n$ ихтиёрий бошланғич ҳолатдан $x[k] = 0$ фазо ҳолат координатасига силжитиш.

Биринчи агрегирланган макро ўзгарувчини киритамиз [16, 35,38]:

$$\psi_1[k] = x_n[k] + \varphi_1[k] \quad (2.37)$$

бу ерда φ_1 - функцияни $x^1 \in \Omega^1 \subset \mathfrak{R}^{n-1}$ дан. Макро ўзгарувчилар (2.37) турдаги бир ҳил фарқ тенгламасини қаноатлантириши керак (2.8):

$$\psi_1[k+1] + \lambda_1 \psi_1[k] = 0 \quad (2.38)$$

бу ерда λ_1 – умумий ҳолда $\psi_1[k]$ дан функция бўлиб, (2.38) тенгламанинг барқарорлик шартидан танлаб олинади. $u[k]$ тенгламани аниқлаб оламиз, объектларни (2.2) $x^0[k] \in \Omega^0 \subset \mathfrak{R}^n$ дан хилма хиллик майдонига ўтказиш $\psi_1[k] = 0$ яъни $\Omega^1 \in \mathfrak{R}^{n-1}$ худудга. Бунинг учун (2.38) тенгламага (2.37) кўямиз:

$$x_n[k+1] + \lambda_1 x_n[k] + \varphi_1[k+1] + \lambda_1 \varphi_1[k] = 0 \quad (2.39)$$

Шунда бошқариш объект модели фарқи (2.39) (2.2) бўлади:

$$\sum_{i=1}^n f_{ni}[k] x_i[k] + d_n u[k] + \lambda_1 x_n[k] + \varphi_1[k+1] + \lambda_1 \varphi_1[k] = 0 \quad (2.40)$$

Ифодадан ифодаланиб, (2.40) $u[k]$,:

$$u[k] = -\frac{1}{d_n} \left(\sum_{i=1}^n f_{ni}[k] x_i[k] + \lambda_1 x_n[k] + \varphi_1[k+1] + \lambda_1 \varphi_1[k] \right) \quad (2.50)$$

(2.50) Бошқариш ифодаловчи нуқтани $x^0[k] \in \Omega^0 \subset \mathfrak{R}^n$ хилма хиллик худудига олиб чиқади $\varphi_1[k] = 0$, узунаси бўйича харакати фазо оқими

"сиқиш - кенгайтириш" принципига асосан [35-38] тенгламаси $(n - 1)$ – тартиб рақами билан ёзилади:

$$x^1[k + 1] = F^1(x^1[k])x^1[k] - d^1\varphi_1[k] \quad (2.51)$$

бу ерда $x^1[k] \in \Omega^1 \subset \mathfrak{R}^{n-1}$. тизимнинг фазали координаталар вектори $\Psi_1[k] = 0$ да $F^1(x^1[k]) = F(n, n)$ – ўчириб юборилган n -м устунли ва n сатрли матрицанинг асосий ним матрицаси $F(x[k]); d^1 = [0, \dots, d_{n-1}^1]^T$, $d_{n-1}^1 = f_{n-1, n}$. Шундай қилиб, ифодаловчи нуқта $\Psi_1[k] = 0$ га тушганда, бошқариш объектини бошланғич моделини динамик декомпозицияси содир бўлади (2.2), яъни ним фазо ўлчовлиги (размерность) бошланғич фазо ўлчовидан $\Omega^0 \in \mathfrak{R}^n$ бир сонга $\Omega^1 \in \mathfrak{R}^{n-1}$ кам бўлади.

Декомпозицияланган (2.51) фарқ модели учун $\varphi_1[k]$ ни оралиқ бошқарув сифатида қабул қиламиз, у ифодаловчи нуқтани иккинчи хилма хиллик майдонига олиб ўтади $\psi_2[k] = 0$. Бунинг учун агрегирланган макроўзгарувчини киритамиз:

$$\psi_2[k] = x_{n-1}[k] + \varphi_2[k] \quad (2.52)$$

бу ерда $\varphi_2[k]$ - функциядан $x^2[k] \in \Omega^2 \subset \mathfrak{R}^{n-2}$. (2.52) Макроўзгарувчини ўлчовлиги (2.38) макроўзгарувчини ўлчовлигидан биттага кам. Бунда $\psi_2[k]$ бир турдаги фарқ тенгламани қониқтириш керак:

$$\Psi_2[k + 1] + \lambda_2\Psi_2[k] = 0 \quad (2.53)$$

Бу ерда $\varphi_1[k]$ Декомпозицияланган объектни бошқаришни ним объект тенгламасини (2.51) инобатга олган холда (2.51) (2.53) га (2.52) тенгламага қўйинг :

$$\varphi_1[k] = \frac{1}{f_{n-1, n}} \left(\sum_{i=1}^{n-1} f_{n-1, i}[k] x_i[k] \right) + \lambda_2 x_{n-1}[k] + \varphi_2[k + 1] + \lambda_2 \varphi_2[k]$$

(2.54) Бошқариш (2.54) ифодаловчи нуқтани хилма хиллик кесишган майдонига олиб ўтади $\bigcap_{i=1}^2 \Psi_i[k] = 0$, унинг узунаси бўйича харакати фарқ тенгламаси билан ифодаланади $(n - 2)$ - тартибли:

$$x^2[k + 1] = F^2(x^2[k])x^2[k] - d^2\varphi_2[k] \quad (2.55)$$

$$F^2(x^2[k]) = F^1(n - 1, n - 1),$$

Буерда $x^2[k] \in \Omega^2 \subset \mathcal{R}^{n-2}, d^2 = [0, \dots, 0, d_{n-2}^2]^T, d_{n-2}^2 = f_{n-2, n-1}$,
 Сўнг, $\varphi_2[k]$ объектни оралик бошқаруви сифатида қабул қилиб (2.55),
 бошқаришни аниқлаш мумкин, у хилма хиллик кесишишига ифодаловчи
 нуқтани кўчиришни таъминлайди $\prod_{i=1}^3 \psi_i[k] = 0$ шу холда $\prod_{i=1}^{\mu} \psi_i[k] =$
 $0, \mu = n - p - 1$ гача. Бунда агрегирланган макро ўзгарувчиларни
 мажмуаси :

$$\psi_i[k] = x_{n-i+1}[k] + \varphi_i[k] \quad (2.56)$$

бир жинсли дифференциал тенгламалар тизимининг ечимини
 қаноатлантириши керак:

$$\psi_i[k+1] + \lambda_i \psi_i[k] = 0 \quad (2.57)$$

Унда оралик бошқариш кейинги ифода билан аниқланади:

$$\psi_i[k] = \frac{1}{f_{n-i, n-i+1}} \left(\sum_{j=1}^{n-i} f_{n-i}[k] x_j[k] + \lambda_{i+1} x_{n-i}[k] + \lambda_{i+1} \varphi_{i+1}[k] \right) \quad (2.58)$$

$$i = 1, \mu - 1.$$

Шундай қилиб, $\varphi_{\mu[k]}$ функция дифференциал математик модел чекли
 декомпозицияланган ним объект ечимларининг асимптотик барқарорлиги
 шартидан танланади:

$$x^{\mu}[k+1] = F^{\mu}(x^{\mu}[k] \varphi_{\mu}[k]) x^{\mu}[k] \quad (2.59)$$

Ифодалаш нуқтасининг мос бўлган хилма хиллик билан яқинлашишдаги
 харакати $\psi_i[k] = 0, i = \overline{1, \mu - 1}$ векторлар фарқи тенгламаси билан
 тасвирланади:

$$\begin{aligned} x^i[k+1] &= F^i(x^i[k]) x^i[k] - d^i \varphi_i[k]; \\ F^i(x^i[k]) &= F^{n-1}(n-i+1, n-i+1); \end{aligned} \quad (2.60)$$

$$x^i[k] \in \Omega^i \subset \mathfrak{R}^{n-i+1}, x^0[k] = x[k] \in \Omega^0 \subset \mathfrak{R}^n$$

$$\forall i = \overline{1, \mu - 1}$$

Кўринибтурибдики, бошқариш ва $\varphi_i[k], i = \overline{1, \mu - 1}$ кузатувчи
 функционални оптималаштириш шартларидан келиб чиқиб, хар бир этапда

синтезлаштирилган:

$$J_i = \sum_{k=0}^{\infty} (m_i^2 \psi_i^2[k] + c_i^2 \Delta \psi_i^2[k]), \forall i = \overline{1, \mu} \quad (2.61)$$

Оптималь критерийлар (2.61) бошқариш қонуни (2.50), (2.58) кўринишдаги (2.59), (2.60) тенглама билан тасвирланиб бўйлама бўйлаб ҳаракати j - дан $j+1$ -е хилма хиллик билан ифодалаш нуқтасини тенгламасини таъминлайди. (2.60) ифодадан кўриниб турибдики, $j+1$ -хилма-хилликнинг ўлчами j хилма-хилликнинг ўлчамидан битта кам.

Умумлаштириб, тизимнинг ифодаловчи нуқтасини ўзгартирувчи дискрет назорат қонунини лойиҳалаш методикасини шакллантиришимиз мумкин (2.1), (2.50) ёки (2.2), (2.50) дастлабки ҳолатдан $x^0[k] \in \Omega^0 \subset \mathfrak{R}^n$ билан бошланғич ҳолатдан (237) кетма-кет оптималлаштириш мезонлари (2.61) асосида синтез қилинган:

- финитли нимобъектни фарқ математик моделини аниқлаймиз (2.59);
- функция $\varphi_{\mu[k]}$ иш жараёнига белгиланган жараён талабларини бажариш шартларидан ва дифференциал тенглама ечимининг барқарорлиги (2,59) дан танланади);
- бундан ташқари, тенглама бўйича (2.58) оралик "ички" бўлимлар $\varphi_i[k], i = \overline{1, \mu - 1}$ тўпламини аниқлайди;
- "ташқи" дискрет бошқариш $u[k]$ ифодадан аниқланади (2.50).

Шундай қилиб, бу бўлимда мезонлар мажмуи бўйича (2.60) тизимларни кетма-кет оптималлаштириш (2.2) натижасида, лойиҳалаштирилаётган ва ўзига тортувчи инвариант хилма хиллик киришга асосланган нозизиқли дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқарув тизимлари синтези учун ёндашув таклиф этилган (2.61).

Тортувчи инвариант хилма хиллик мажмуи бўйича лойиҳалаштирилаётган, агрегирланган дискрет ростлагични синтез қилишга мисол кўриб чиқамиз.

Мисол 2.3. Юқори беқарор ҳолатда математик маятникнинг дискрет бошқарувини синтез қилинг. Бунда объектнинг математик модели (2.16)

ва фарқ модели (2.17) ифода билан ёзилади. Бундан аниқланадиги, $F(x[k])$ тенглама (2.17) матрица (2.35) нинг $p = 0$ бўлган махсус ҳолидир, яъни (2.36) матрица билан бир хилқўринишга мос келади.

Биринчи макро ўзгарувчини киритамиз:

$$\psi_1[k] = x_3[k] + \varphi_1[k], \quad (2.62)$$

2) унда бошқарув (2,50) қуйидаги қўринишга эга бўлади:

$$u[k] = -\frac{1}{T_0} ((1 + \lambda_1)x_3[k] + \varphi_1[k + 1] + \lambda_1\varphi_1[k]) \quad (2.63)$$

объектнинг харакати (2. 17)да $\psi_1[k] = 0$ таъриф бўлади, (2.60) га кўра, иккинчи тартибли вектор фарқтенгламаси;

$$x^1[k] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 \\ T_0 \frac{\sin x_1[k]}{x_1[k]} & 1 \end{bmatrix} x^1[k] - \begin{bmatrix} 0 \\ T_0 \end{bmatrix} \varphi_1[k] \quad (2.64)$$

Иккинчимакро ўзгарувчини киритиб

$$\psi_2[k] = x_2[k] + \varphi_2[k] \quad (2.65)$$

келишган холда (2,58) оралиқ бошқарув ифодасини оламиз $\varphi_1[k]$:

$$\varphi_1[k] = \frac{1}{T_0} (T_0 \sin x_1[k] + (1 + \lambda_2)x_2[k] + \varphi_2[k + 1] + \lambda_2\varphi_2[k]) \quad (2.66)$$

ва (2,59) дан фойдаланиб декомпозиция қилинган объект тенгламасини оламиз $\varphi_2[k] = 0$:

$$x_1[k + 1] = x_1[k] - T_0\varphi_2[k] \quad (2.67)$$

Функцияни $\varphi_2[k]$ тенглама барқарорлик шартидан танлаб олиш керак (2.67), Мисолда, Калман - Бергман [23] мезони бўйича тизим барқарорлик шарти (2.67) қуйидаги қўринишда ёзилади:

$$\left| 1 - T_0 \frac{\varphi_2[k]}{x_1[k]} \right| < 1 \quad (2.68)$$

Агар $\varphi_2[k] = \beta x_1[k]$ танласак унда (2.68) содда бўлиб қолади

$$0 < \beta < \frac{2}{T_0} \quad (2.69)$$

дискрет бошқарув эса $u[k]$ қўринишга эга бўлади:

$$u[k] = -\frac{\beta}{T_0^2}(1 + \lambda_1)(1 + \lambda_2)x_1[k] - \frac{(2 + \lambda_1 + \lambda_2)(1 + \beta T_0) + \lambda_1 \lambda_2 - 1}{T_0^2}x_2[k] - \frac{2 + \lambda_1 + \lambda_2 + \beta T_0}{T_0}x_3[k] - \frac{2 + \lambda_1 + \lambda_2 + \beta T_0}{T_0}\sin x_1[k] - \frac{1}{T_0}\sin(x_1[k] + T_0 x_2[k])$$

(2.70)

Тизимнинг асимптотик барқарорлиги шarti (2.16), (2.70) шарт бўлади(2.69)

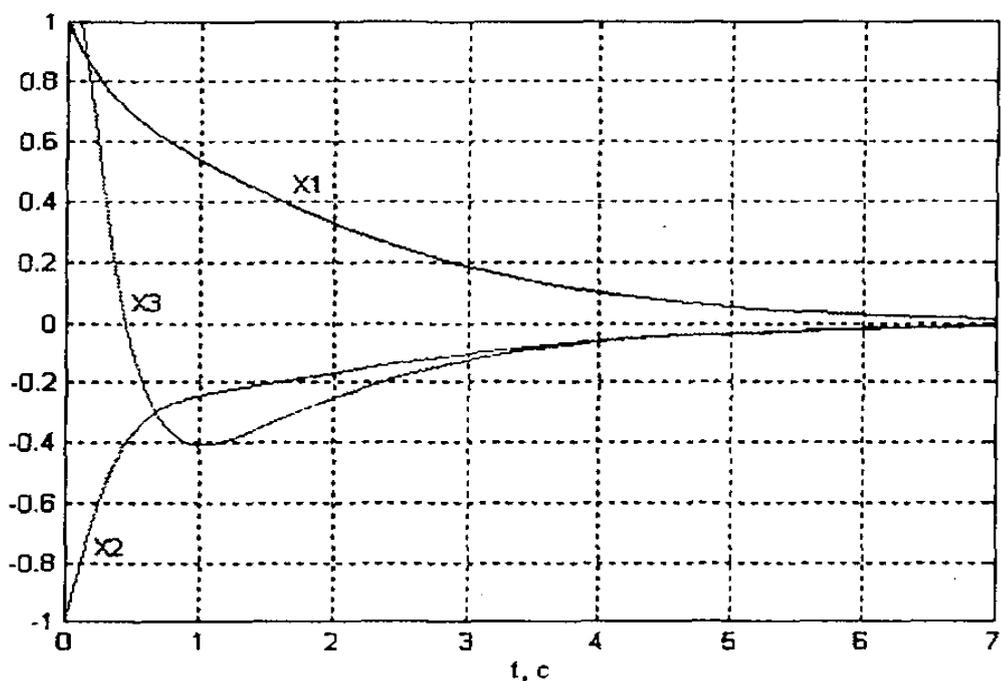
$$|\lambda_1| < 1,$$

$$|\lambda_2| < 1 \quad (2.71)$$

бўлганда. Берк дискрет-узлуксиз тизим моделлаштириш натижалари (2.16), (2.70) Расм. 2.9 - Расм. 2.12 келтирилган. Параметрлар қуйидагича бўлганда :

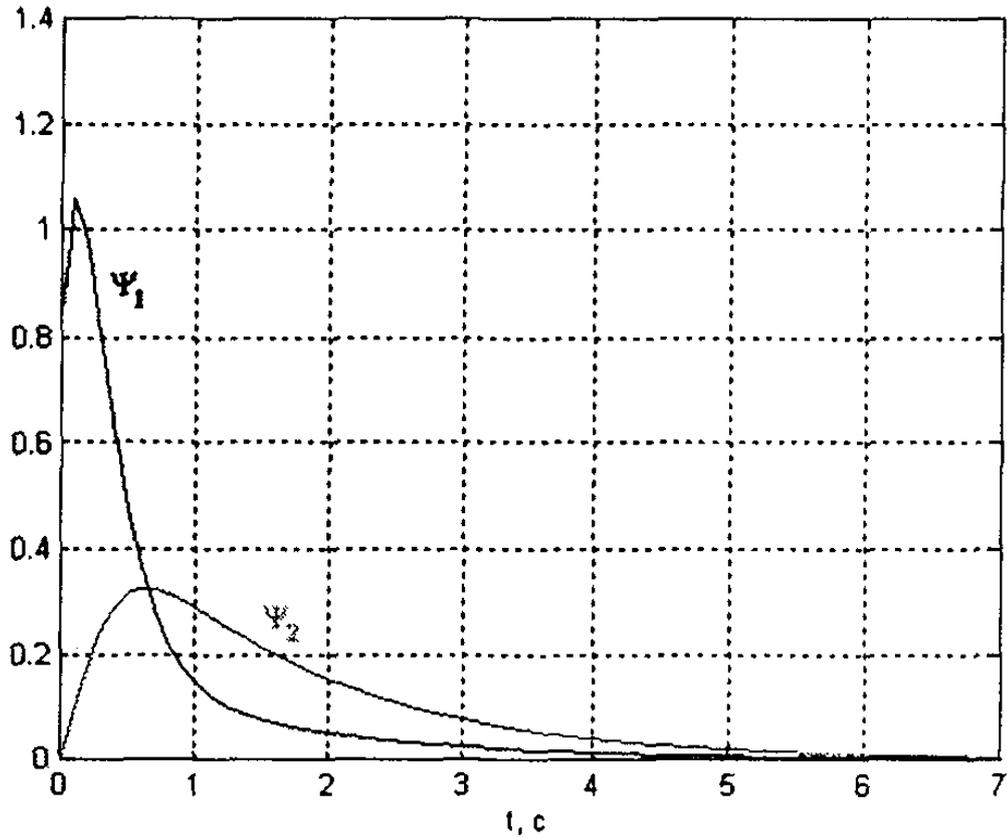
$$\beta = 1; \lambda_1 = -0.9; \lambda_2 = -0.9; T_0 = 0.1$$

Координаталарни ўтиш жараёнлари графиги.



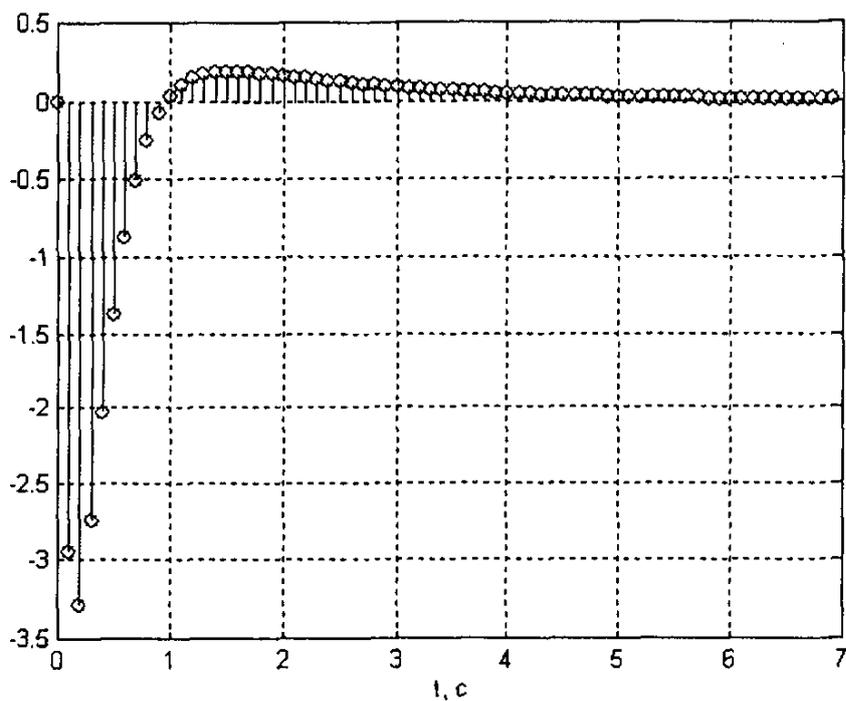
Расм. 2.9

Агрегирланган макро ўзгарувчиларни ўтиш жараёнлари графиги.



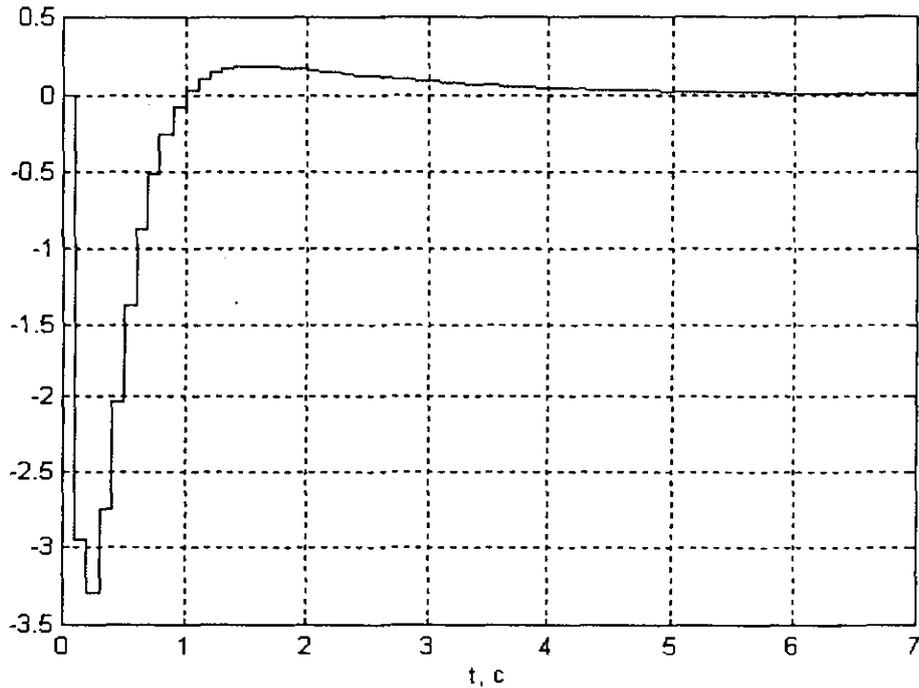
Расм. 2.10

Бошқарувчини ўтиш жараёни. ФЭ киришдаги бошқарув таъсирини ўтиш жараёни,



Расм. 2.11

ФЭ чиқишдаги таъсири



Расм. 2.12

Берк дискрет-узликсиз тизимнинг моделлаштириш натижаларидан кўришиб турибдики, ифодаловчи нуқта синтезлаштирилган ростлагич таъсирида аввал холма хиллик майдонига интилади $\psi_1 = 0$, сўнг унинг узунаси бўйича кесишган жойга $\psi_1 = 0$ ва $\psi_2 = 0$, яъни фазали фазо координаталар бошига.

Инвариант хилма хилликни кетма-кет-параллель тўплами асосида агрегирланган вектор дискрет ростлагичларни аналитик лойихалаш.

Юқорида скаляр бошқарувга ега бўлган тизимларни, яъни фақат битта бошқариш канали мавжуд бўлган тизимларни кўриб чиқдик. Аммо, кўп ўзгарувчан технологик ёки ҳаракатланувчи объектларнинг кўплаб бошқариш масалари муаммосида синтезланган тизимларнинг керакли динамик хусусиятларига эришиш имкониятларини кенгайтириш учун бир нечта бошқариш каналларга эҳтиёж келиб чиқади. Фараз қилайлик, бошқариш объектининг математик модели қуйидаги вектор дифференциал тенглама билан тасвирлансин:

$$\dot{x}(t) = A(x)x + Bu[k],$$

$$u[k] = cost, kT_0 \leq t < (k + 1)T_0 \quad (2.72)$$

Буердах $(t) \in \mathfrak{R}^n$ – фазо холат вектори, $x(t) = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$; $A(x) = \|a_{ij}\|$ – функционалматрица, $dim A(x) = n \times n$; $u[k] \in \mathfrak{R}^m$ – бошқариш вектори,

$$u[k] = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T; B = \|b_{ij}\| \text{ катталиқ } n \times m$$

нинг сонли матрицаси бўлиб, бунда

матрицанинг ҳар бирустунида фақат битта нол бўлмаган коэффициент мавжуд;

ёки вектор дифференциал тенгламаси:

$$x[k + 1] = F(x[k])x[k] + Du[k] \quad (2.73)$$

Буердах $x[k] \in \mathfrak{R}^n$ – фазо холат вектори, $x[k] = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$; $F = \|f_{ij}\|$ –

функционалматрица, $dim F(x) = n \times n$; $D = \|d_{ij}\|$ – катталиқ $n \times m$ нинг

сонли матрицаси бўлиб, бунда матрицанинг ҳар бир устунида фақат битта

нол бўлмаган коэффициент мавжуд. Тенгламага (2.72) Эйлер формуласи

бўйича аппроксимация фарқига мурожаат қилиб, (2.72) ва (2.73)

тенгламаларни боғловчи ифодани олинг:

$$F(x[k]) = I^n x[k] + T_0 A(x[k]), \quad D = T_0 B \quad (2.74)$$

Синтезнинг вазифаси бошқариш векторини аниқлаш ва $u[k] \in \mathfrak{R}^m$

системанинг ифодалаш нуқтасини ихтиёрий бошланғич холатдан

$x^0[k]$ (умумий ҳолда $x^0[k] \in \Omega^0$ фазо холатини координаталар бошига олиб

ўтишини таъминлаш. Биз траекториялар ҳаракатида оптималлаштирувчи

функциянинг минимумини таъминлаб кўрамиз:

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} (\psi^1[k] M^2 \psi^1[k] + \Delta \psi^1[k] C^2 \Delta \psi^1[k]) \quad (2.75)$$

бу ерда $\psi^1[k] \in \mathfrak{R}^m$ – Агрегирланган макро ўзгарувчиларнинг $\psi^1[k] =$

$[\psi_1^1, \psi_2^1, \dots, \psi_m^1]$; $M = \|m_{ij}\|$, $C = \|c_{ij}\|$ вектор ўлчовли сонли

матрицалар $m \times m$. Бу фазавий фазонинг маълум майдонида ёки умуман

ҳаракатнинг асимптотик барқарорлигини кафолатлаши керак. Минимумни

функционал (2.75) га етказувчи экстремаллар тенгламаси қуйидаги шаклга

эга

[15,

18];

$$\psi^1[k+1] + \Lambda^1 \psi^1[k] = 0, \quad (2.76)$$

бу ерда $\Lambda^1 = \|\lambda_{ij}^1\|$ матрица шунақаки, фарқ тенгламасининг ечими (2.76) асимптотик барқарордир $\dim(\Lambda^1) = m \times m$ Ифодалаш нуктасининг харакати (2.76) тенгламани қаноатлантириши керак ва бу тенгламанинг нол ечими барқарор бўлгани учун (2.76) тизимдаги ўзаро нисбатни қаноатлантириши керак:

$$\psi^1[k] = 0$$

Шундай қилиб, ифодаловчи нукта ҳаракатни бошланғич ҳолати $x^0[k] \in \Omega^0$ дан хилма хиллик кесишмасига (2.77) $\bigcap_{i=1}^m \psi^1 = 0$ ва бир сонли олиб боради у билан фазо фазаси координаталар бошига ҳаракат қилиш керак. У ҳолда векторни бошқариш синтези масаласи (2.73), тенглама билан ифодаланган хилма хиллик ним фазо (2.76) манба объектининг ҳаракатини проекциялаш шартларини таъминлашдан иборат.

Вектор назорат усули АКАДР синтез қилиш усулларини баён этишга ўтиш.

Синтезланган вектор бошқаруви ва $u[k]$ агрегатланган макроўзгарувчилар векторига нисбатан ёзилган фарқ тенгламаси оптималлик шартини қаноатлантириши керак $\psi^1[k]$. Синергетик бошқариш назариянинг асосий мақсади, турли технологик объектларни бошқаришда изчил (ўзаро боғлиқ) бошқариш [35-39]. Шу муносабат билан кўп боғлиқлик каби технологик объектларининг бошқарув хусусиятини ҳисобга оладиган бошқарув таъсирларини синтез қилиш масалаларини қўйиш керак.

Ўша макро ўзгарувчилар векторини танлаймиз:

$$\psi^1[k] = P^1(x^m[k] + \varphi^1[k]), \quad (2.78)$$

бу ерда вектор $x^m[k] = [x_1^m, x_2^m, \dots, x_m^m]^T$ векторнинг элементларидан ташкил топган $x[k]$, унга матрицанинг нол бўлмаган қатори мос келади D (2.73); вектор элементлари бўлиб $\varphi^1[k] = [\varphi_1^1, \varphi_2^1, \dots, \varphi_m^1]^T$ функция $\varphi_i^1 = f_i(\bar{x}^l[k])$, бу ерда $l=n-m$ бўлади, $(\bar{x}^l[k])$ вектор эса ўз ичига $x[k]$ вектор

компонентини олган, улар векторга киритилмаган $x^m[k]$; $P^1 = \|p_{ij}^1\|$ - рақамли матрица $m \times m$.

Сўнгра (2.73), (2.76) ва (2.78) тенгламани ечиб, қуйидаги ифодани оламиз:

$$P^1 F^m(x[k])x[k] + \Lambda^1 P^1 x^m[k] + P^1 D^m u[k] + \Lambda^1 P^1 \varphi^1[k] + P^1 \varphi^1[k+1] = 0 \quad (2.79)$$

(2.79) бу ерда функционал матрица $F^m(x[k]) = \|f_{ij}^m\|$, унга элементи нолмас $DF(x[k])$ матрица қаторига мос келади; $D^m = \|d_{ij}^m\|$ - матрица, нолмас D матрица қаторидан тузилган. (2.79)га нисбатан рухсат бериб $u[k]$, объектларни вектор бошқарув ифодасини оламиз (2.73):

$$u[k] = -(P^1 D^m)^{-1} \{P^1 F^m(x[k])x[k] + \Lambda^1 P^1 (x^m[k] + \varphi^1[k]) + P^1 \varphi^1[k+1]\} \quad (2.80)$$

бу ерда $(P^1 D^m)^{-1}$ – тесқари матрица P^1 ва D^m матрицалар кўпайтмаси.

Унда декомпозицияланган тизимни (2.73) хилма хилликда кесишини $\psi^1[k] = 0$ қуйдагича ёзиш мумкин:

$$\bar{x}^l[k+1] = F^l(\bar{x}^l[k], \varphi^1[k]), \bar{x}^l[k] - D^l(\bar{x}^l[k], \varphi^1[k])\varphi^1[k], \quad (2.81).$$

бу ерда F^l – рақамлар D матрицанинг нол бўлмаган коэффициентлари билан сатр рақамлари билан белгиланадиган m устунлари ва m - сатрлари билан кесилган F матрицанинг бандлари D^l – элементлар чизилган m - сатрлари ташқари элементлари бундан мустасно, m - устунларининг элементлари бўлган $l \times m$ ўлчамининг функционал матрица, F^l ва D^l нинг матрицаси (2.77) ва (2.78) ифодаларни ҳисобга олган ҳолда ишлаб чиқилган.

Фараз қилайлик, декомпозицияланган модел структурасини (2.81) асл моделнинг тузилишига (2.73) олиб келиши мумкин, яъни матрицанинг сатрларидан ташкил топган векторни $\varphi^1[k] = |\bar{\varphi}^1[k] : \tilde{\varphi}^1[k]|$ аниқлаш имкони бор.

$$F^l(\bar{x}^l[k], \varphi^1[k]) \xrightarrow{\bar{\varphi}^1[k]} \tilde{F}^l(\bar{x}^l[k]);$$

$$D^l(\bar{x}^l[k], \varphi^1[k]) \xrightarrow{\bar{\varphi}^1[k]} \tilde{D}^l; \quad (2.82)$$

бу ерда $\bar{\varphi}^l[k] \in \mathfrak{R}^s$ – шундай кийматлар топилган компонентлар учун вектор-функция, $\bar{\varphi}_i^l[k] = f_i(\bar{x}^l[k]), \forall_i = \overline{1, s}$, ўзгариш (2.82) учун ҳақиқий; $\tilde{F}^l(\bar{x}^l[k])$ - функционал матрица, $\dim(\tilde{F}^l) = l \times l\tilde{D}^l$ - рақамли матрица, $\dim(\tilde{D}^l) = l \times r$, $r = m - s$. Унда декомпозицияланган модел (2.81) куйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\bar{x}^l[k + 1] = \tilde{F}^l(\bar{x}^l[k])\bar{x}^l[k] - \bar{D}^l\tilde{\varphi}^l[k] \quad (2.83)$$

вектор $\tilde{\varphi}^l[k] \in \mathfrak{R}^r$ ни эса “ички” бошқариш вектори сифатида қабул қилинади. Декомпозицияланган модел учун (2.83) агрегирланган макроўзгарувчилар куйидаги параллел жамламасини киритиш мумкин:

$$\psi^2[k] = P^2(x^r[k] + \varphi^2[k]) \quad (2.84)$$

Буерда $\psi^2[k] \in \mathfrak{R}^r$ - макроўзгарувчилар вектори; $P^2 = \|p_{ij}^2\|$, $\dim P^2 = (r, r)$; вектор $x^r[k] = [x_1^r, x_2^r, \dots, x_r^r]^T$ векторкомпонентлари $\bar{x}^l[k]$, унга D матрицанинг нолсиз қаторлари мос келади (2.83); векторэлементлари $\varphi^2[k] = [\varphi_1^2, \varphi_2^2, \dots, \varphi_m^2]^T$ функция бўлади $\varphi_i^2[k] = f_i(x^p[k])$, буерда $p=1-r$, ва вектор $x^p[k], \bar{x}^l[k]$ вектор ичига киритилмаган вектор компонентлари, $x^r[k]$ векторига киритилмаган. Бунда вектор $\psi^2[k]$ бир турдаги фарқ тенглама ечимини қониқтириш керак:

$$\psi^2[k + 1] + \Lambda^2 \psi^2[k] = 0 \quad (2.85)$$

бу ерда матрица $\Lambda^2 = \|\lambda_{ij}^2\|$ шундайки, фарқ тенглама ечимини (2.85) асимптотик барқарор $\dim(\Lambda^2)r \times r$.

Энди , (2.83), (2.84) ва (2.85) тенгламаларни биргаликда ечиб, “ички” p_0 оралиқ бошқарувлар учун куйидаги ифодани оламиз:

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi}^l[k] = & (P^2\tilde{D}^r)^{-1} \{P^2\tilde{F}^r(\bar{x}^l[k])x^r[k] + \Lambda^2 P^2(x^r[k] + \varphi^2[k]) \\ & + P^2\varphi^2[k + 1]\} \end{aligned} \quad (2.86)$$

бу ерда функционал матрица $\tilde{F}^r(x^l[k]) = \|\tilde{f}_{ij}^r\|$ матрицалар қаторидан тузилган $\tilde{F}^r(\bar{x}^l[k])$, уларга \tilde{D}^l нолсиз элементли матрицалар қатори мос келади; $\tilde{D}^r = \|\tilde{d}_{ij}^r\|$ – нолсиз қаторлардан тузилган матрица составленная $\tilde{D}^l; (\tilde{D}^r)^{-1}$ матрицанинг тескари матрицаси \tilde{D}^r . Ифодаловчи нуқтани $\psi^2[k] = 0$ худудига тушиб қолганда, математик моделнинг иккинчи динамик декомпозицияси хосил бўлади (2.73):

$$\bar{x}^p[K + 1] = \tilde{F}^p(\bar{x}^p[k]\varphi^2[k])\bar{x}^p[k] - \tilde{D}^p(\bar{x}^p[k]\varphi^2[k]) \quad (2.87)$$

бу $\tilde{F}^p(\bar{x}^p[k]\varphi^2[k])$ матрицанинг ним матрицаси $\tilde{F}^l(\bar{x}^l[k])$ ўчирилган r устунлари ва p сатрлари билан, рақамлари нолсиз \tilde{D}^l матрицанинг нолсиз коэффициентли сатрлари билан аниқланган қаторлар сони; $\tilde{D}^p(\bar{x}^p[k]\varphi^2[k])$ – функционал ўлчов матрицаси $r \times r$, унинг элементлари бўлиб ўчирилган r устун элементлари бўлиб, p ўчирилган сатр элементлари бундан мустасно, бунда матрица $\tilde{F}^p(\bar{x}^p[k]\varphi^2[k])$ ва $\tilde{D}^p(\bar{x}^p[k]\varphi^2[k])$ тузилаётганда (2.84) ва $\psi^2[k] = 0$ ифода инобатга олинади. Шундай қилиб, инвариант хилма хилликни кетма-кет-параллель тўпламиқўллашда (2.78), (2.84) тизимда (2.73), (2.80) иккитали динамик декомпозиция амалга оширилган, бунинг натижасида декомпозицияланган модель объекти (2.87) ўлчрвга эга $p = n-m-r$. Бунда математик моделга (2.87), юқорига ўхшаш бўлган холда, кетма-кет-параллель оптималлаштириш этапини қўллаш мумкин. Шундай қилиб бу, q - финит декомпозицияланган математик модели учун $q \geq 1$ шарт бажарилгунча давом этади.

Шунинг учун, АКАДР масалси инвариант хилма хилликни кетма-кет-параллель тўпламиасосида $\psi^1[k] = 0, \psi^2[k] = 0, \dots, \psi^p[k] = 0$ куйидаги этапга олиб келади:

- тизим учун (2.73) инвариант хилма хилликни кетма-кет-параллель тўплами киритилади $\psi^1[k] = 0$;
- декомпозицияланган тизим аниқланади (2.81) $\psi^1[k] = 0$;

- оралиқ “ички” бошқарув вектори аниқланади, $\tilde{\varphi}^l[k]$ тизимнинг келтириш шартидан (2.81) ни (2.83), ёзиш мумкин ёки бунинг иложи бўлмасавекторнинг элементлари барқарорлик шартидан танланади $\varphi^1[k]$ (2.81) ва ифодага асосан (2.80) бошқарув вектори аниқланади $u[k]$;
- тизим учун (2.83) иккинчи инвариант хилма хиллик тўплами киритилади $\psi^2[k] = 0$;
- декомпозицияланган тизим аниқланади (2.87);
- сўнг кетма-кет-параллель оптималлаштириш процедураси параллел финитли инвариант хилма хиллик тўплами киритилгунча давом этилади $\psi^v[k] = 0$;
- барча оралиқ “ички” бошқарувлар аниқланганидан сўнг $\varphi^i[k], i = \overline{1, v}$ ифодага асосан (2.80) бошқарув вектори ҳисоблаб чиқилади $u[k]$.

Финитли инвариант хилма хиллик тўплами бошқарувнинг технологик масаласини ечиш шартидан танланиши керак, яъни технологик тўпламни бажарилишини таъминлаш керак, энергетик, электромагнит ёки экологик инвариантлар $p[k] = 0$. Баъзан финитли тўплам қуйидаги энг содда шаклга эга бўлиши мумкин:

$$\psi^v[k] = P^v p[k] = 0 \quad (2.88).$$

Кетма-кет -параллел инвариант хилма хиллик тўплами асосида агрегирланган дискрет ростлагичларни аналитик лойихалаш мисолини кўриб чиқамиз.

Мисол 2.4. Кетма-кет -параллел оптималлаштириш мисоли сифатида турбогенераторни кучланиш ва механик кучланишини бошқариш тизимини кўриб чиқамиз. Модель Объект модели нисбий бирликларда ёзилади, қуйидагича [13]

$$x(\dot{t}) = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_1 \frac{\sin x_1}{x_1} T_0 & 0 & -a_2 - a_3 \sin x_1 - a_4 x_3 & -a_0 \\ 0 & a_5 \sin x_1 & -k & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & -a_6 \end{vmatrix} x(t) + \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ k & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} u[k] \quad (2.89)$$

бу ерда $x(t) \in \mathfrak{R}^4$ – бошқариш объектининг вектор ҳолат фазоси, бўлиб: x_1 - ротор синхрон генераторининг айланиш ўқиға нисбатан айланиш бурчаги, x_2 - сирпаниш, x_3 - генераторининг оғиши ЭДС, x_4 - турбинанинг механик кувватини оғиши; $u[k] \in \mathfrak{R}^2$ – бошқариш таъсир вектори: u_1 - генераторининг кўзғалиш кучланиши оғиши u_2 – тезлик ростлагичи бошқариш таъсири. Бунда, Эйлер формуласи бўйича аппроксимация фарқ процедурасини (2.89) тенгламага қўллаб, бошқариш объект фарқини оламиз :

$$x[k+1] = \begin{vmatrix} 1 & T_0 & 0 & 0 \\ -a_1 \frac{\sin x_1}{x_1} T_0 & 1 & -T_0(a_2 + a_3 \sin x_1 + a_4 x_3) & -a_0 T_0 \\ 0 & a_5 T_0 \sin x_1 & 1 - kT_0 & 0 \\ 0 & -a_7 T_0 & 0 & 1 - a_6 T_0 \end{vmatrix} x[k] + \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ kT_0 & 0 \\ 0 & T_0 \end{vmatrix} u[k] \quad (2.90)$$

Тизим учун (2.90) агрегирланган макроўзгарувчилар вектори (2.78) куйидаги кўринишга эга бўлади [15]:

$$\begin{bmatrix} \psi_1^1[k] \\ \psi_2^1[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{11}^1 & p_{12}^1 \\ p_{21}^1 & p_{22}^1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} x_3[k] \\ x_4[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_1^1[k] \\ \varphi_2^1[k] \end{bmatrix} \right) \quad (2.91)$$

Ифодаловчи нуқта майдонга тушганда $\bigcap_{i=1}^2 \psi_i^1 = 0$ тизимнинг аниқ динамик декомпозицияси ҳосил бўлади:

$$\bar{x}^2[k+1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 \\ -a_1 T_0 \frac{\sin x_1}{x_1} & 1 \end{bmatrix} \bar{x}[k] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -T_0(a_2 + a_3 \sin x_1 + a_4 \varphi_1^1) & a_0 T_0 \end{bmatrix} \varphi^1[k], \quad (2.92)$$

ёки $\varphi_1^1[k] = 0$ бўйича:

$$\bar{x}^2[k+1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 \\ -a_1 T_0 \frac{\sin x_1}{x_1} & 1 \end{bmatrix} \bar{x}[k] + \begin{bmatrix} 0 \\ a_0 T_0 \end{bmatrix} \varphi_2^1[k] \quad (2.93)$$

Сўнгра тизим учун (2.93) синтезнинг кейинги этапидан фойдаланиш мумкин, яъни бу ҳолда скаляр ва қуйидаги шаклга ега бўлган иккинчи макро ўзгарувчилар тўпламини (2.84) қуйидаги кўринишга эга:

$$\psi_1^2[k] = x_2[k] + \varphi_2^1[k] \quad (2.94)$$

Хилма хиллик майдонига ифодалаовчи нукта тушганда $\varphi_1^2[k] = 0$ тизимнинг иккинчи динамик декомпозицияси содир бўлади. Бунинг натижасида объектнинг қолдиқ динамикаси фарқ тенгламаси билан ёзилади :

$$x_1[k+1] = x_1[k] - T_0 \varphi_1^2[k] \quad (2.95)$$

Юқоридаги келтирилган синтез процедураси бўйича $\varphi_1^2[k] = 0$ функция кўриниши қолдиқ динамиканинг асимптотик барқарор ечимини олиш шартларидан танланади (2.95). Агар масалан

$$\varphi_1^2[k] = \beta x_1[k] \quad (2.96)$$

танлаб олинса, унда тенглама ечимини асимптотик барқарорлигини таъминлаш учун (2.95) қуйидаги содда шарт бажарилади:

$$0 < \beta < \frac{2}{T_0}$$

Шундай қилиб, (2.86)га асосан $\varphi_1^2[k]$ функцияни аниқлаб $\varphi_2^1[k]$ функция кўринишини аниқлаймиз ва (2.80) ифода бўйича эса бошқариш таъсир векторини. Бошқарув таъсир вектори учун барча оралиқ амаллар ва ифодалар дастурда берилган.

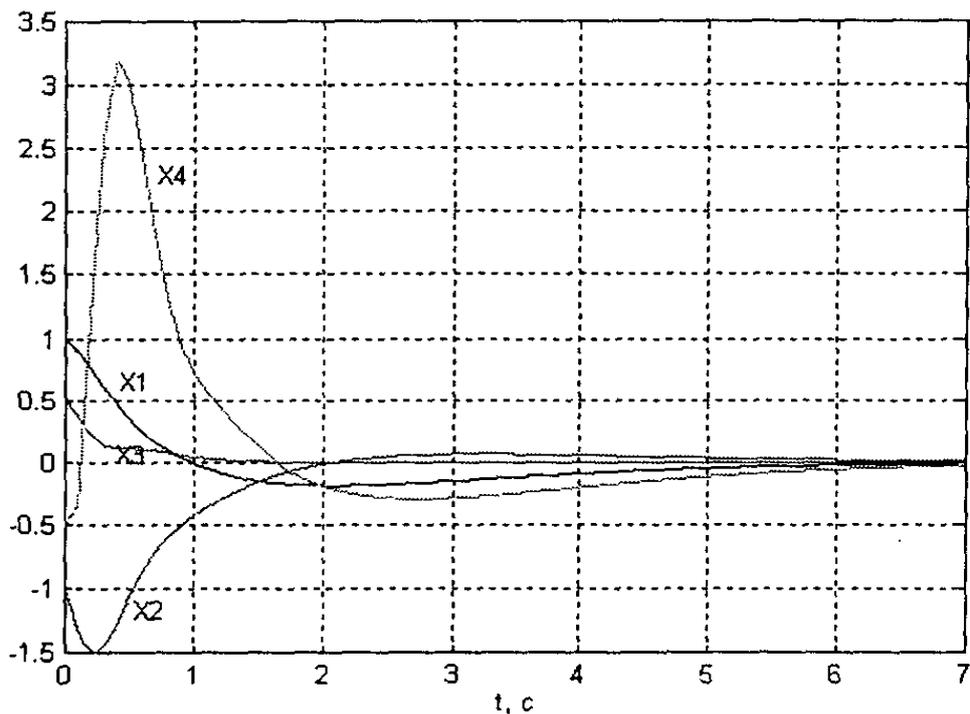
2.13 - 2.16- Расмда объект параметрлари ва ростлагич параметрларида турбогенераторни кучланиш ва механик қувватини дискрет-узлуксиз тизимда моделлаштириши натижалари келтирилган.

$$a_0 = a_2 = a_5 = a_6 = a_7 = k = 1, \quad a_1 = a_3 = 2, \quad a_4 = 0.01$$

$$\beta = 1, \quad \lambda_1^1 = -0.7, \quad \lambda_2^1 = -0.7, \quad \lambda_1^2 = -0.9, \quad T_0 = 0.1,$$

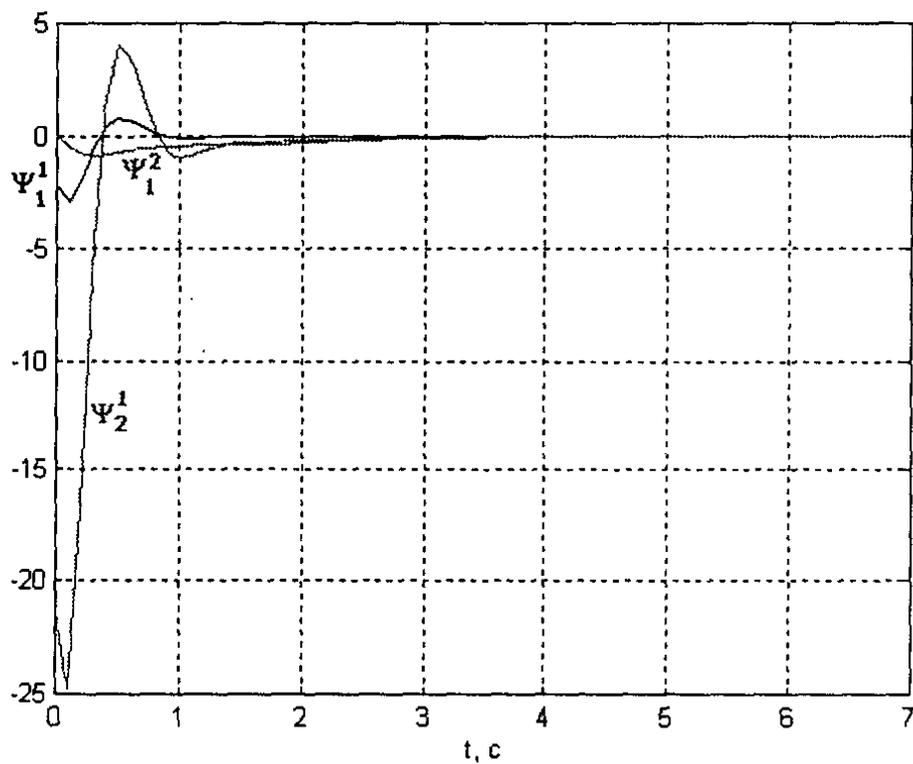
$$, \quad p_{11}^1 = 2, p_{12}^1 = 1, p_{21}^1 = 2, \quad p_{22}^1 = 7.$$

Координаталарни ўтиш жараёни.



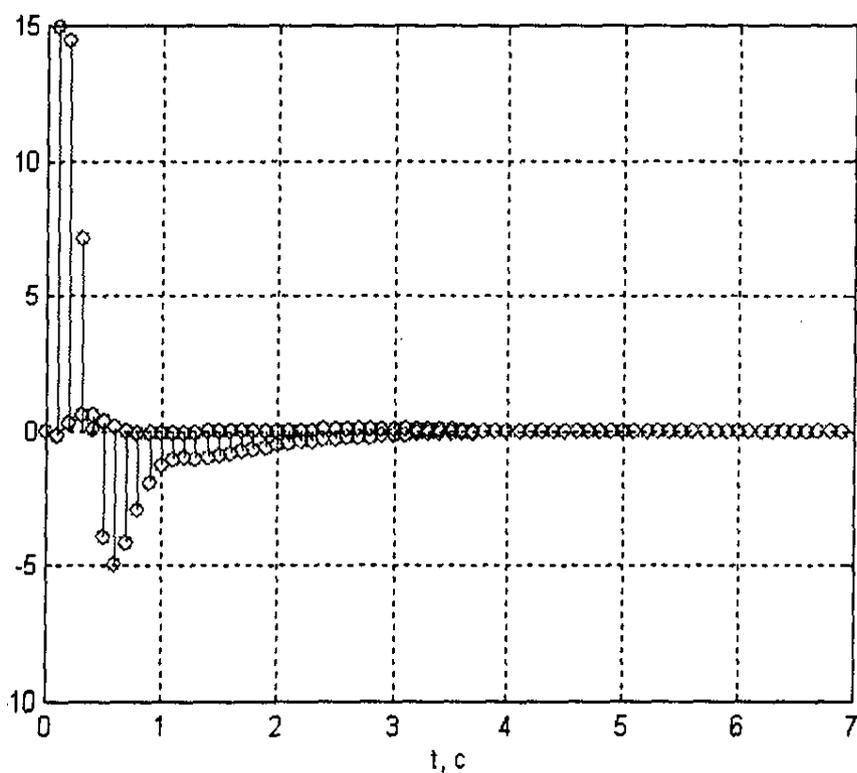
Расм. 2.13

Макроўзгарувчиларни ўтиш жараёнлари.



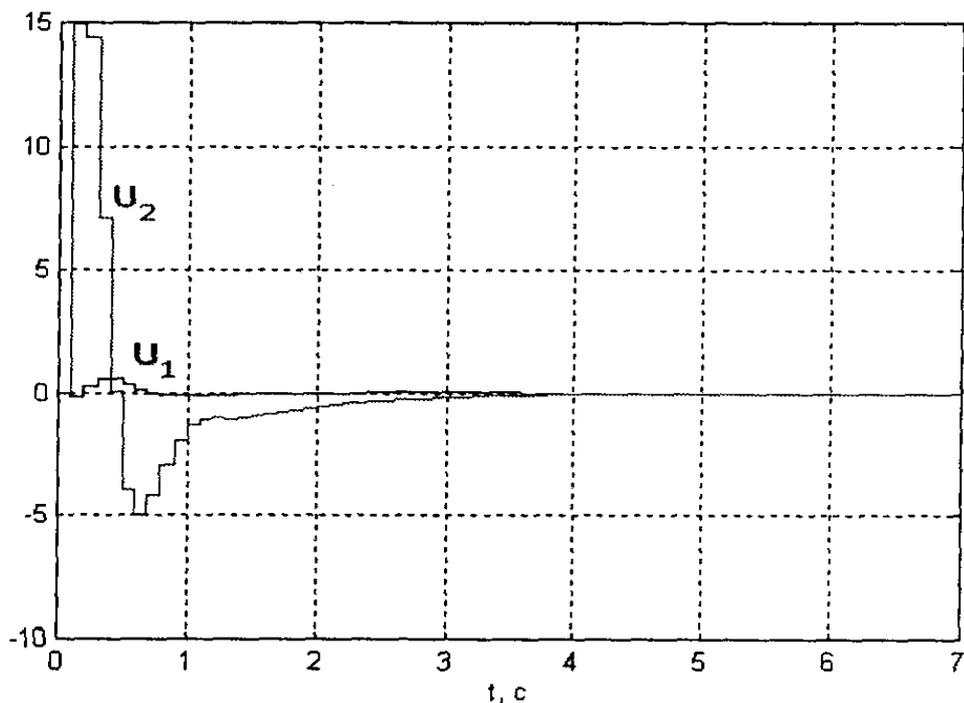
Расм. 2.14

Бошқарувчи таъсирни ўтиш жараёни таъсири ФЭ чиқишда таъсири



Расм. 2.15

Бошқарувчи таъсирни ўтиш жараёни таъсири ФЭ киришдаги таъсири



Расм. 2.16.

Синтезланган ростлагич объектни бошқариш ифодаловчи нуқтани бошланғич ихтиёрий шароитлардан координата бошига фазалар фазосига кўчиши масала ечимини ҳал қилишни таъминлайди. Мувофиқлаштирилган бошқаришни амалга ошириш P^i матрица коэффициентлари ёрдамида бошқариш объектнинг каналлари орасидаги энергияни тақсимлашга имкон беради. Шундай қилиб, бу мисолда, иккинчи канални бошқариш учун кўпроқ энергия ажратилган, буни синтезланган берк бошқариш тизимни моделлаштириш натижалари тасдиқлайди. (Расм. 2.20, Расм. 2.21).

2.4. Боб бўйича асосий натижалар ва хулосалар

Ушбу бобда профессор А. А. Колесников ишларида ривожлантирилган, дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқарув тизим синфлари учун ишлаб чиқилган бошқарув назарияси синергетик ёндашуви қўлланилди. Бунда нозикли дискрет ростлагичларни синтезини синергетик усулини асосий

функционал тенгамаси киритилган (2.8), у қўшилувчи функционал экстремум шартларидан олинган (2.5);

Синергетик ёндашув идеологиясидан фойдаланиб, нозизиқли дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқариш тизимлари учун АКАДР усули ишлаб чиқилган. АКАДР усули тўлиқ чизиқли бўлмаган модел объектлари бўйича дискрет бошқарув вектор қонунларини аналитик синтез қилиш имконини беради, улар инвариантлар тўплами сифатида технологик жараёнга берилган талабларни исталган сифатида таъминлайди $p[k] = 0$;

Синтезланган дискрет-узлуксиз тизимлари киритилаётган инвариант хилма хилликка нисбатан, асимптомик барқарорлик хусусиятига эга, бу берк нозизиқли тизимларни мустаҳкамлигини таъминлайди.

3. Ўзгарувчан ток двигателларини бошқариш тизимларини вектор дискрет ростлагичлари учун синергетик синтез қилиш усуллари.

Ростланувчи электр юритмаларни шаклланишидаги шакллантиришда истиқболли йўналиши бу ўзгарувчан ток двигателли тизимни қўллаш ҳисобланади. Бундай двигателлар энг оддий, ишончли ва тежамкорлар бўлиб барча электр юритувчиларда кенг тарқалган, бу ерда айланиш тезлигини ва катта диапазонда оғиш бурчагини ростлаш талаб қилмайди. Бироқ, назорат электр дисклар АС motors бу буюк хусусиятларидан фойдаланиш учун уринишлар тамойили ва умумий академик табиатнинг муҳим қийинчиликлар билан учрашди.

Аmmo бошқарилувчи электр юритмалардаги ўзгарувчан ток двигателларининг айтиб ўтилган хусусиятларидан фойдаланишда принципиал ва илмий характердаги қийинчиликларга дуч келинди.

Бу бошқарув муаммолари нуқтаи назаридан ушбу двигателлар энг мураккаб электромеханик объектлардан бири эканлиги билан боғлиқ.

Ўзгарувчан ток двигателларини бошқариш масаласини ниҳоят мураккаблиги дифференциал тенгламаларни ночизиклиги ва юқори ўлчамлари уларнинг математик моделларини турли харакат режимлари билан белгиланади.

Ўзгарувчан ток двигателининг самарали ишлаши учун бир вақтнинг ўзида бир нечта ўзаро боғлиқ координаталарни - тезлик, бурчак ҳолати, момент, магнит оқими ва бошқаларни бошқариш керак. Шунга боғлиқ бўлган холда, ўгарувчан ток учун самарали электр юритмаларини яратиш масалаларини ечишда, ўзгарувчан ток двигателини векторли бошқарув тизимни дискрет ростлагичларни синтезини амалий усулларини ишлаб чиқиш зарур бўлмоқда.

3.1. Қисқа туташувли роторни асинхрон двигателни бошқариш тизимини дискрет ростлагичини синтез қилишни амалий усуллари.

Қисқа туташувли роторни асинхрон двигателини математик моделини (АД) двигател координата тизимининг бирига ёзиш қабул қилинган. Асосий координат тизими қуйидагилар [7, 13, 21, 28, 32,]:

статорнинг координат тизими α, β ;

роторнинг координат тизими d, q ;

айланувчи координаталар тизими, u, v .

Агар роторнинг айланиш частотасига тенг α, β айланиш частотасини белгиласангиз координата u, v тизимининг тезлигини нолга тенг қилиб қўйсангиз, d, q координаталар тизимига ўтиш осон бўлгани учун энг кўп тарқалган координата тизими учинчисидир.

Роторнинг оқимли боғланиш вектори йўналишида модел координата тизими u, v Координата тизимида модел тузилиш вариантларини кўриб чиқамиз. [8, 17, 22, 31, 39,]:

$$\begin{aligned}
 u_{sx} &= \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \left(\frac{di_{sx}}{dt} - i_{sy} \omega_k \right) r_s i_{sx} \\
 u_{sy} &= \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \left(\frac{di_{sy}}{dt} - i_{sx} \omega_k \right) + \frac{L_m}{L_r} \psi_r \omega_k + r_s i_{sy} ; \\
 0 &= \frac{d\psi_r}{dt} + \frac{r_r}{L_r} \psi_r - \frac{r_r L_m}{L_r} i_{sx} \\
 0 &= -\psi_r \omega_r + \frac{r_r L_m}{L_r} i_{sy} ; \quad (3.1) \\
 \omega_r &= \omega_k - \omega ; \\
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} \left(\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sy} - m_i \right),
 \end{aligned}$$

Буерда u_{sx}, u_{sy} - статор кучланишининг координата тизими ўқидаги проекцияси; i_{sx}, i_{sy} – статор тоқининг координаталар ўқидаги проекцияси; ψ_r – роторнинг оқимли боғланиш натижавий векторининг модули; ω_r – ротор майдонининг роторга нисбатан айланма сирпаниш частотаси; ω_k – координата ўқларининг бурчак тезлиги; ω – роторнинг бурчак электртезлиги; r_s, r_r - статорваротор чўлғамини актив қаршилиги; L_s, L_r -

роторнинг ва роторнинг тўла қаршилиги L_m –статор ва ротор орасидаги ўзароиндуктивлик; p -қутбж уфтлари сони; J –берилганинерция моменти; m_l – юк моменти. Ротор чулғамига (истемол манбаси кучланиши, тоқлари ва оқимиға) варотор r чулғамларининг параметрларига боғлиқ ўзгарувчилар статор чулғамининг айланишлар сонига берилади деб фараз қилинади.

Қисқа туташув роторли асинхрондвигателни инвариантларини ҳосилқилиш.

Ананавий бошқариш қонунларини таҳлил натижаларидан АД [2, 9, 11, 20, 26, 30,] қуйидаги хулосаларни чиқаришимиз мумкин

- $U_s = U_s(f_s)$ кўринишдаги бошқариш қонунларини синфида) частота ва юк моментининг кенг доирада ўзгаришида двигателнинг қониқарли механик ва энергетик характеристикаларини таъминлаш мумкин эмас.
- Бу ходисанинг асосий сабаби- частота камайганда двигателни алмаштириш схемасига нисбатан статор чўлғамини актив солиштирма оғирлигини қаршилигини ошиши, ва двигателнинг магнит холатига валдаги юкни ўзгариши ноужа таъсирларни ошириш;
- Хусусий бошқариш назариясида двигателнинг магнит холатини частотаси хамда кучланиш тушгандаги юкланиш компенсацияси ўзгарганда стабиллаш тушунчаси кенг кўламда тарқалган. Бу бошқариш синфин қуйидаги кўринишида хамда уларнинг турли кўринишларида хам мумкин бўлади $U_s = U_s(f_s, m)$;
- Юкланиш ўзгарганда статор чўлғамининг тўлиқ оқим уланишини стабиллаш (демак схема шохларидаги токни хам) кучланиш амплитудасини ростлаш зарур, $\dot{E}_s = \dot{U}_s - r_s \dot{I}_s$ қийматга таъсирни компенсациялаш учун статор чўлғамини актив қаршилиқда

кучланишни тушишини, $E_s/f_s = const$ шартни бажарган ҳолда таъминлайди.

- асосий магнит оқимини стабиллаш учун элементларда кучланишни пасайшини компенсация қилади r_s ва f_s^* , x_s шартга асосан $E_m/f_s = const$.

- агар кучланишни ростлаш йўли билан элементларда кучланишни натижавий тушиши компенсацияси қилинса r_s, f_s^*, x_s ва $f_s^* x_r'$ шарт бўйича $E_r'/f_s = const$ ротор чўлғамини доимий тўлиқ оқимлараро

боғланиш бошқаришни хусусий режими олинади. Бу ҳолда асинхрон двигателнинг механик характеристикалари компенсацияланган доимий ток двигатели характеристикалари билан бир хил. Кўриб чиқилган бошқариш қонунлари бошқариладиган асинхрон электр юритмаларнинг механик характеристикалари ва иш режимларини амалда қўллашнинг бир қатор ҳолатларига компенсация мақбул бўлишини таъминлайди. Бироқ электр юритувчига замон талаблари асосида бу қонунлар оптимал эмас. Улар фақат асинхрон двигателни салбий хусусиятлари бир бошқариш объекти сифатида компенсация қилади.

Асинхрон электр юритувчиларнинг (АЭП) компенсациясини бошқариш қонунлари назарияси ва амалиётида кенг тарқалган битта каналли назорат тамойилларига асосланган, масалан, статорнинг кучланиш амплитудаси (аслида мустақил канал), бошқасига боғлиқ (частотанинг). Табиийки, бундай ёндашув (АЭП)нинг назорат диапазони, механик характеристикаларнинг пухталиги каби муҳим хусусиятларини амалга оширишга ва ҳоказоларга чеклов қўяди. Ҳозирги вақтда машина таҳлили энг қийин масала мураккаб вазифалари муайян мезон учун

оптималлаштирилган ёпиқ чизиқли бўлмаган электр тизимлари мажмуасининг бир қисми сифатида олдинги планга қўйилади. Бу ерда машина модели автомобилга ташқи таъсирлар билан бошқариладиган бу хил қийматларни таъминловчи истеъмолнинг оптимал режимларини топиш учун ишлатилади. Охиргилар вақт ва ҳолат координата тизимининг изланаётган функцияларида тўпламига айланади, модел эса унинг бошқарув қисмини синтез қилиш воситасидир.

Ночизиқли АЭПнинг векторли бошқариш қонунларини синтез қилиш масаласини ҳал қилиш учун бошқариш назариясининг синергетик принциплари ва усулларидадан фойдаланилади. Бошқариш мезонларининг мажмуи ёки синергетик бошқариш назариясида лойиҳаловчи истаклари тўплами одатда тегишли инвариантлар тизими шаклида ифодаланади. Бунда инвариантлар бошқарув мақсади сифатида кўринади, улар жараён вазифаларини бажарилишини таъминлайди ва (ёки) белгиланган энергия (физик, кимёвий ва бошқалар билан қўллаб-қувватладилар.) муносабатлари ва синергетик синтез жараёни бу инвариантлар аниқланган назорат қонунларини топишдан иборат.

Барча хилма-хилликлардан иккита асосий гуруҳларни ажратиш мумкин [40] технологик ва электромагнит. Двигателнинг магнит оқимининг доимийлиги билан боғланган электромагнит инвариантларнинг АЭП инвариантлари катта қизиқиш ўйфотади.

Индукцион машиналарнинг магнит ҳолатини барқарорлаштириш ғояси АЭПнинг частоталарни бошқаришнинг маълум қонунларида кенг тарқалган ва аниқ амалий аҳамиятга эга. Бундай электромагнит инвариантларга қуйидагилар киради:

$\Psi_s = const$ – статорнинг доимий оқимлараро боғланиш;

$\Psi_r = const$ – роторнинг доимий оқимлараро боғланиш;

$\Phi = const$ – доимий тўлиқ магнит оқими.

Аниқ инвариантлар тўпламини танлаш АЭПнинг дискрет бошқариш қонунларини синергетик синтез қилиш вазифасини ҳал қилишда муҳим

кадам ҳисобланади. Инвариантлар тўплами лойиҳачининг АЭПнин механик, электромагнит ва бошқа хоссаларига бўлган истакларига жавоб бериши ва ўзига хос технологик масалалар талабларини қондириш керак. Берилган инвариантлар сони мустақил бошқариш каналлари сони билан аниқланади. Шунлай қилиб, АЭПнинг икки каналли амплитуда-частотали назорати икки хил инвариантлар тўпламини ҳосил қилиш имконига эга бўлади.

Шуни тақидлаш керакки, синергетик ёндошув асосида АЭПнинг векторли бошқарув синтез қонунида, яъни технологик ва инвариантларни қўллаш, умуман аънанавий мавжуд бўлган АЭПнинг хусусий бошқариш назарияларини амплитуда ва кучланиш ва токни таъминловчи тушунчалар умуман қўлланилмайди.

АЭПнинг тўлиқ динамик ва статик ҳолатини ифода қилиш учун, валнинг берилган айланиш частотаси- технологик инвариант, ҳамда АЭПмагнит занжир ҳолат белгиловчи қийматни кўрсатиш етарли бўлади. Мисолда, роторнинг оқим алоқа қиймати - электромагнитли $\Psi_r = const$ инвариант. Бу ҳолда бошқарувнинг мақсади АЭП магнит занжирини оптимал ҳолатида берилган частотани қўллаб туришдир. Лойиҳачи томонидан танлаган мос келувчи инвариант комбинацияларга мос равишда АЭПнинг бошқа турларини ҳам келтириш мумкин.

Албатта, АЭПнинг ҳолатини кучланишлар ва оқимларнинг амплитудаси ва частотаси тушунчаларини таърифлаш ва улардан фойдаланиш учун эквивалент бўлиши мумкин (валдаги момент маълум деб фараз қиламиз). Бироқ, кўрсатилган ўзгартириш операция АЭПнинг вектор бошқариш қонунлари синергетик синтез нуқтаи назаридан кераксиз ҳисобланади. Талаб қилинаётган электрйоритгичлар частотали назариясига мос ҳолда таъминловчи кучланишни амплитуда ва частота қийматлари табиий равишда ўрнатилади бу ифодаловчи нуқтани берк АЭП бошқариш тизимларини инвариант хилма хиллик ва улар кесишиши бўйлаб ҳаракатланади. Буни, синергетик ёндашувда, таъминловчи кучланиш ва

бошқариш частота ва амплитуда орасида, бир қийматли боғланиш борлиги билан тушунтириш мумкин. Бошқача қилиб айтганда, бу ерда таърифланган АЭПнинг динамик ва статик ҳолатларини тавсифлашга икки ёндашув тўлиқ эквивалентдир. Биз бу бобда дискрет бошқариш қонунлари аналитик синтез учун синергетик ёндашув унинг тўлиқ ночизикли динамик моделлари фойдаланиш билан АЭП вектор юқори эффектив вектор АЭП турли дастурлар қуриш назарияси ва усулларини яратиш имконини беради.

3.2. Қисқатуташув роторли АД вал айланиш бурчагини дискрет бошқарувини вектор тизимини синтез қилиш усулларини ишлаб чиқиш.

Координаталар айланиш тизимида ёзилган тўлиқ ночизикли модел АД (3.1)ни, куйидагича ифодалаш мумкин:

$$\dot{x}(t) = A(x)x + Bu(t) + Gw(t) \quad (3.2)$$

бу ерда $x(t) \in R^5$ - фазали координаталар вектори, уларнинг компонентлари бўлиб:

$x_1 = \theta$ –валнинг айланиш бурчаги АД;

$x_2 = \omega$ – валнинг айланиш частотаси АД;

$x_3 = \psi_r$ – роторнинг оқимлараро боғланиш;

$x_4 = i_{sx}$ –статор токининг х-ўқи айланувчи координата тизимидаги проекцияси;

$x_5 = i_{sy}$ - статор токининг у -ўқи айланувчи координата тизимидаги проекцияси;

$$A(x) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3p^2 L_m x_3}{2 J L_r} \\ 0 & 0 & -\frac{r_r}{L_r} & \frac{L_m r_r}{L_r} & 0 \\ 0 & x_5 & \frac{L_m r_r}{L_r(L_s L_r - L_m^2)} & -\frac{L_m^2 r_r + r_r L_r^2}{L_r(L_s L_r - L_m^2)} & \frac{L_m r_r x_5}{L_r x_3} \\ 0 & -x_4 & \frac{L_m x_2}{L_s L_r - L_m^2} & -\frac{L_m r_r x_5}{L_r x_3} & -\frac{L_m^2 r_r + r_r L_r^2}{L_r(L_s L_r - L_m^2)} \end{bmatrix}$$

$u(t) \in R^2$ – бошқариш таъсирлар вектори:

уларнинг $u_1 = u_{sx}$ статор кучланишининг x -ўқи айланувчи координата тизимида проекцияси;

$u_2 = u_{sy}$ – статор кучланишининг y -ўқи айланувчи координата тизимидаги проекцияси;

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \end{bmatrix}$$

$\vartheta(t)$ ғалаёнланувчи таъсирлар вектори.

Айтайлик берилган ҳолатда АДга доимий ўлчаниб турувчи ғалаён таъсир қилиб туради $\vartheta_1(t)$,

$$G = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{P}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

унда дискрет ростлагичларни синтез процедураси учун (3.2) тенгламага фарқ аппроксимациясини қўллаш зарур, масалан Эйлер формуласи бўйича АД фарқ тенгласини қуйидаги кўринишда ёзамиз:

$$\begin{aligned}
& x[k+1] \\
& = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_0 \frac{3p^2 L_m x_3}{2 J L_r} \\ 0 & 0 & 1 - T_0 \frac{r_r}{L_r} & T_0 \frac{L_m r_r}{L_r} & 0 \\ 0 & T_0 x_5 & T_0 \frac{L_m r_r}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} & 1 - T_0 \frac{L_m^2 r_r + r_r L_r^2}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} & T_0 \frac{L_m r_r x_5}{L_r x_3} \\ 0 & -T_0 x_4 & -T_0 \frac{L_m x_2}{L_s L_r - L_m^2} & -T_0 \frac{L_m r_r x_5}{L_r x_3} & 1 - T_0 \frac{L_m^2 r_r + r_r L_r^2}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} \end{bmatrix} x[k] \\
& + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ T_0 \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} & 0 \\ 0 & T_0 \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \end{bmatrix} u[k] + \begin{bmatrix} 0 \\ T_0 P \\ -\frac{J}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_1(t) \quad (3.3)
\end{aligned}$$

Тизим (3.3) учун дискрет ростлагичларни синтез процедурасига биноан , агрегирланган макроўзгарувчиларни параллел жамламасини киритамиз [19, 22]:

$$\Psi^1[k] = x^2[k] + \varphi^1[k] \quad 3.4$$

Бу ерда $\Psi^1[k] = \Psi_1^1, \Psi_2^1$ -макроўзгарувчилар вектори; $x^2[k] = [x_4, x_5]^T$; $\varphi^1[k] = [\varphi_1^1, \varphi_2^1]^T$ -ички бошқарув вектори.

Макро ўзгарувчиларнинг параллел тўплами (3.4) вектор дифференциал тенглама ечимини қаноатлантириши керак:

$$\Psi^1[k+1] + \Lambda^1 \psi^1[k] = 0$$

бу ерда $\Lambda^1 = \text{diag}[\lambda_1^1, \lambda_2^1]$ Тенглама ечимининг асимптотик барқарорлигини таъминлаш учун (4.5) қуйидаги шартларни қаноатлантириш зарур:

$$|\lambda_1^1| < 1, |\lambda_2^1| < 1. \quad (3.6)$$

Ўтиш жараёнларининг охирида $\psi^1[k] = 0$ оқим тезлиги қийматлар билан белгиланади λ_1^1 ва λ_2^1 ёпиқ тизимнинг динамик декомпозицияси содир бўлади:

$$\bar{x}^3[k+1] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - T_0 \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix} \bar{x}^3[k] - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} T_0 \frac{p^2 L_m x_3}{J L_r} \\ T_0 r_r \frac{L_m}{L_r} & 0 \end{bmatrix} \varphi^1[k] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_0 p}{J} \\ 0 \end{bmatrix} v_1[k] \quad (3.7)$$

бу ерда $\bar{x}^3[k] = [x_1, x_2, x_3]^T$ – холатни декомпозицияланган вектори.

Тизим иккита бошқариш каналига эга бўлгани учун иккита инвариантни киритиш мумкин. Жараённи (АДнинг айланиш бурчагини барқарорлаштириш) ва электромагнитни (роторнинг оқимлараро боғланишини барқарорлаштириш) киритамиз, у ҳолда макро ўзгарувчиларнинг иккинчи parallel тўпламини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$\Psi^2[k] = P(\bar{x}^3[k] - \bar{x}^3_0[k]) \quad (3.8)$$

бу ерда $x_0^3[k] = [x_{10}, 0, x_{30}]^T$ - таъсирларни берувчи вектор, $P = \begin{bmatrix} p & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ Бунда вектор $\psi^2[k]$ бир турдаги фарқ тенгламани қониқтириш керак:

$$\Psi^2[k+1] + \Lambda^2 \Psi^2[k] = 0 \quad (3.9)$$

(3.7)-(3.9) биргаликдаги ечими ички тенгламалар учун ифодани белгилайди.:

$$\varphi^1[k] = -(P\tilde{D}^3)^{-1} \left((P\tilde{F}^3 + \Lambda^2 P) \bar{x}^3[k] - (P + \Lambda^2 P) x_0^3 \right) + PH^3 v_1 \quad (3.10)$$

Бу ерда $H^3 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_0 p}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$, $\tilde{F}^3 \bar{x}^3[k] = \begin{bmatrix} 1 & T_0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - T_0 \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix}$,

Тескар иматрица, ёки

$$\tilde{D}^3 \bar{x}^3[k] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} T_0 \frac{p^2 L_m x_3}{J L_r} \\ T_0 r_r \frac{L_m}{L_r} & 0 \end{bmatrix}, (\cdot)^{-1}$$

ўзгаргандан сўнг: (3.11)

$$\varphi^1[k] = \hat{R}(\bar{x}^3[k])\bar{x}^3[k] + \tilde{R}(\bar{x}^3[k])x_0^3 + \bar{R}(\bar{x}^3[k])v_1 \quad (3.11)$$

бу ерда

$$\begin{aligned} \hat{R} &= -(P\tilde{D}^3)^{-1}(P\tilde{F}^3 + \Lambda^2 P); \quad \tilde{R} = (P\tilde{D}^3)^{-1}(P + \Lambda^2 P); \quad \bar{R} \\ &= -(P\tilde{D}^3)^{-1} P H^3 \end{aligned}$$

Ташқи бошқаришлар вектори учун ифода $u[k]$ тенгламаларнинг биргаликдаги ечимидан (3.3)-(3.5):

$$\begin{aligned} u[k] &= -(D^2)^{-1} \{ F^2(x[k])x[k] + \Lambda^1(x^2[k] + \varphi^1[k]) \\ &\quad + \varphi^1[k+1] \}, \quad (3.12) \end{aligned}$$

бу ерда

$$D^2 = \begin{bmatrix} T_0 \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} & 0 \\ 0 & T_0 \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \end{bmatrix},$$

$F^2(x[k])$

$$= \begin{bmatrix} 0 & T_0 x_5 & T_0 \frac{L_m r_r}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} & 1 - T_0 \frac{L_m^2 r_r + r_s L_r^2}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} & T_0 \frac{L_m r_r x_5}{L_r x_3} \\ 0 & -T_0 x_4 & -T_0 \frac{L_m x_2}{L_s L_r - L_m^2} & -T_0 \frac{L_m r_r x_5}{L_r x_3} & 1 - T_0 \frac{L_m^2 r_r + r_s L_r^2}{L_r (L_s L_r - L_m^2)} \end{bmatrix}$$

(3.11) ни (3.12) га қўйиб ва ўзгаришларни бажариб:

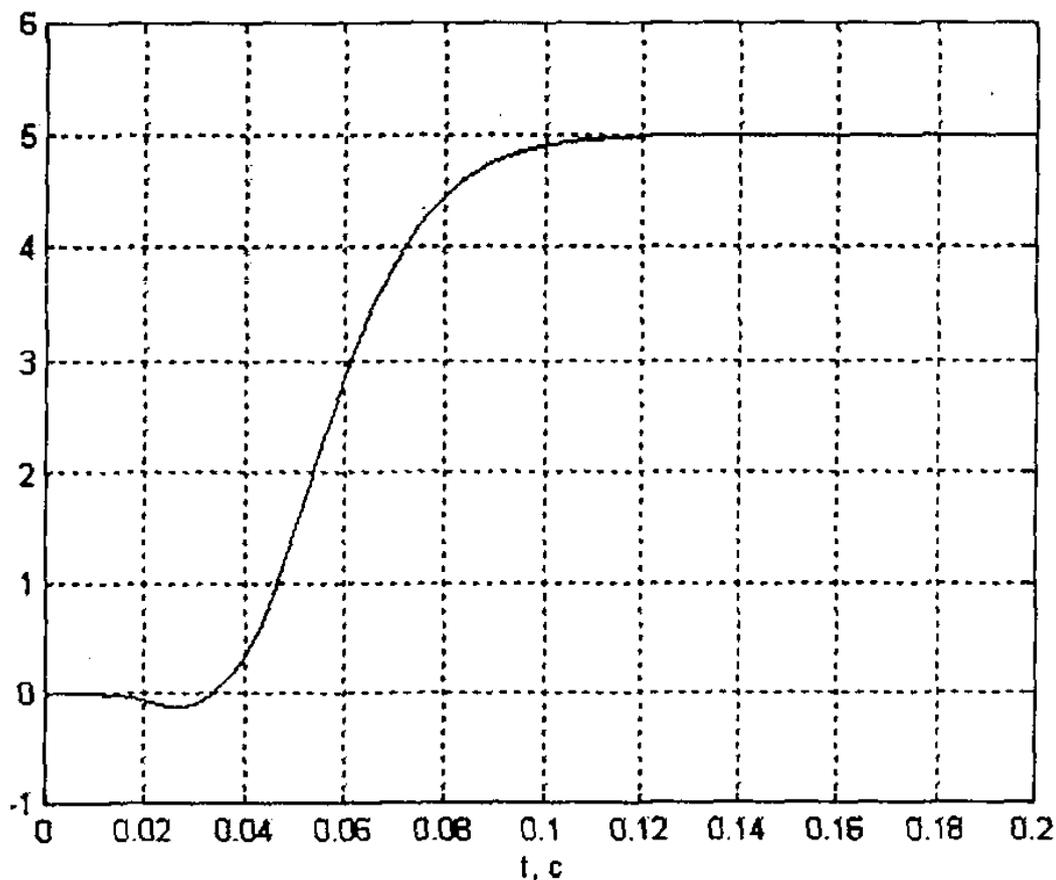
$$u[k] = \hat{L}(x[k])x[k] + \tilde{L}(x[k])x_0 + \bar{L}(x[k])v_1 \quad (3.13)$$

Оламиз

$$\hat{L}(x[k]) = -(D^2)^{-1} \left(F^2(x) + \Lambda^1 \left(I^x + \hat{R}^x(x) \right) + \hat{R}^{xk}(x) \right)$$

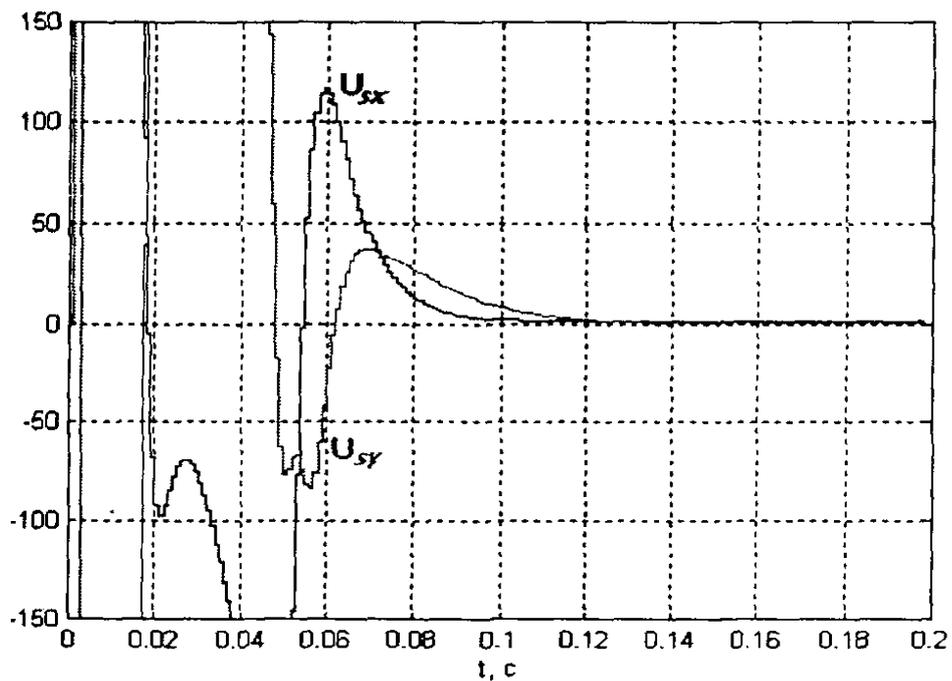
Берк дискрет-узлуксиз тизимнинг моделлаштириш натижалари (3.2), (3.13) Расм. 3.1 - Расм.3.4, кўрсатилган АД параметрлари бўлганда: $r_s = 0,03$; $J = 0,968$; $r_r = 0,0172$; $L_r = 0,0158$; $L_s = 0,0158$; $L_m = 0,0154$; $p = 2$; доимий таъсир қилувчи ғалаён $\vartheta_1 = 10$ ва ростлагич параметрларида: $\lambda_1^1 = -0,9$; $\lambda_2^1 = -0,8$; $\lambda_1^2 = -0,8$; $\lambda_2^2 = 0,8$; $\rho = 100$; $T_0 = 0,001$.

Айланиш бурчагини ўтиш жараёнлари.



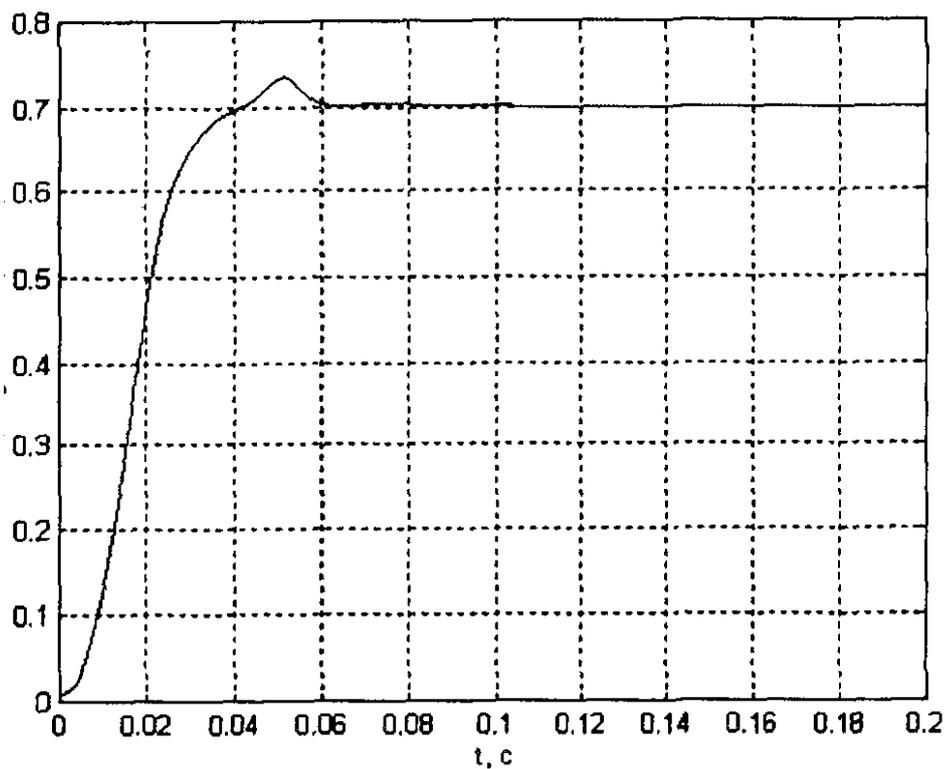
Расм.3.1

Двигател валини статор кучланишини ўтиш жараёнини проекцияси



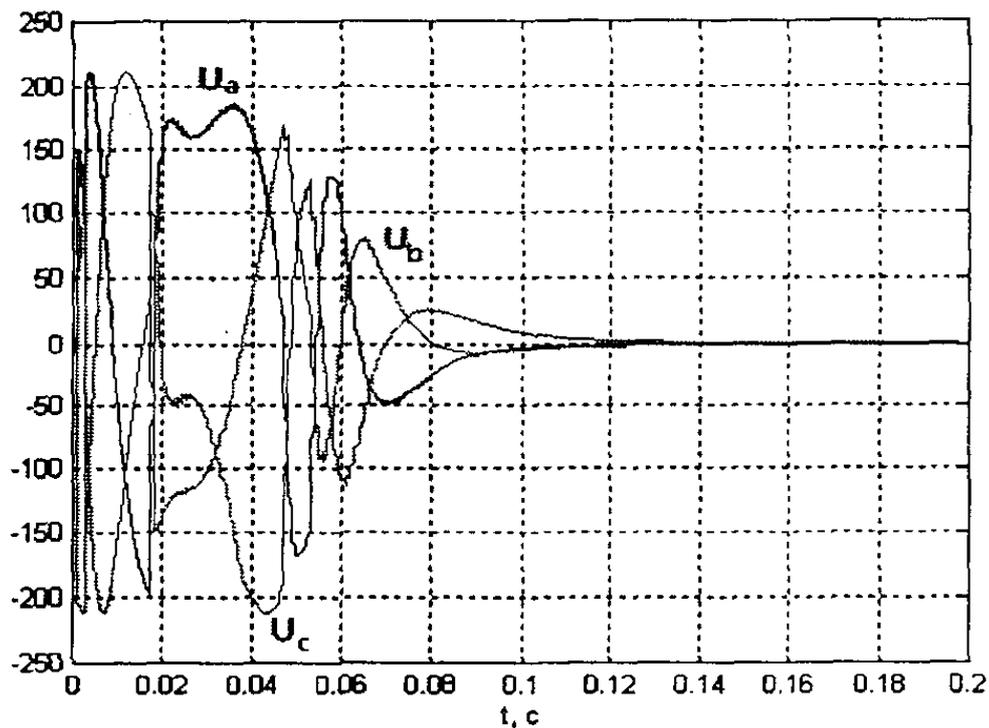
Расм. 3.2

Роторнинг оқимлараро боғланишини ўтиш жараёни



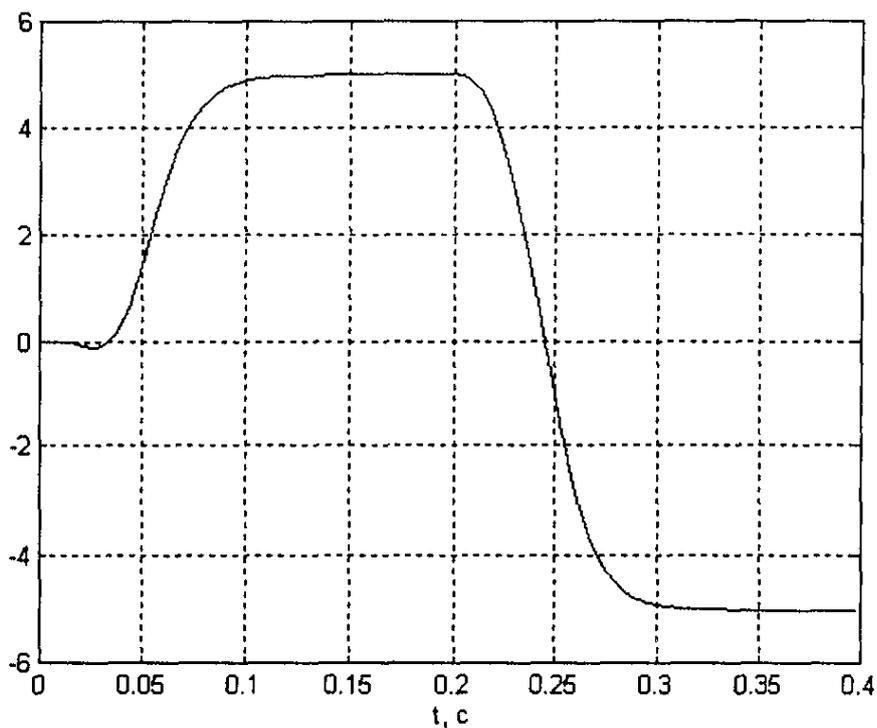
Расм. 3.3

Оқувчан боғланишнинг ўткинчи жараёни ретроперитонеал
жараёнлар



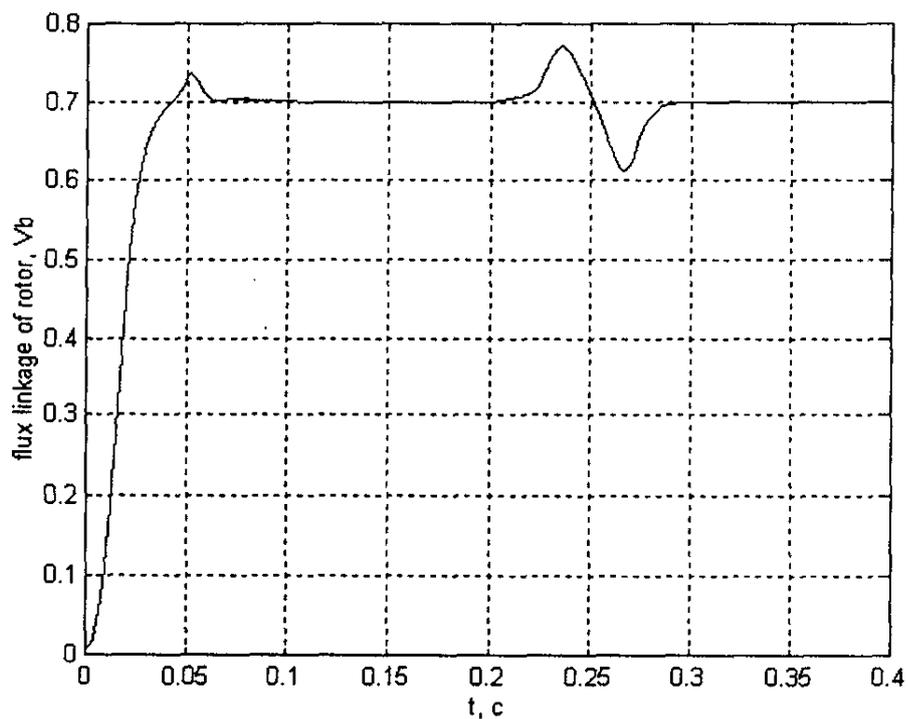
Расм. 3.4.

Двигател валини бурилиш бурчагини ўтиш жараёни.



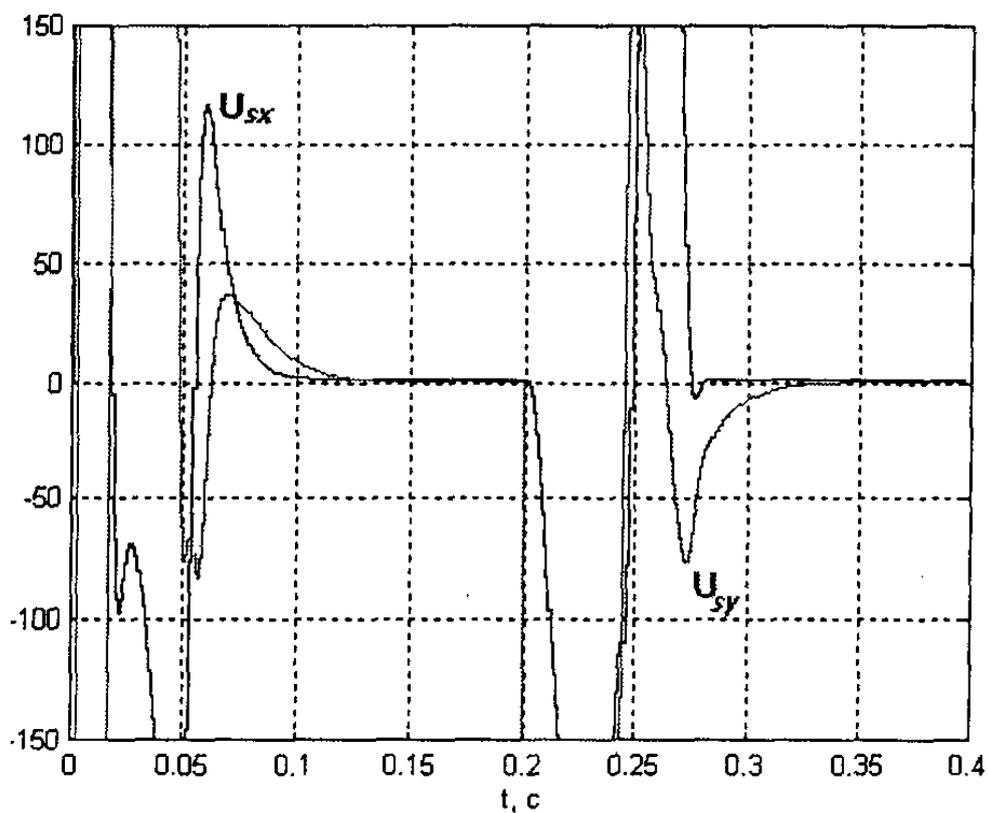
Расм 3.5

Роторнинг оқимли боғланишини ўтиш жараёни.



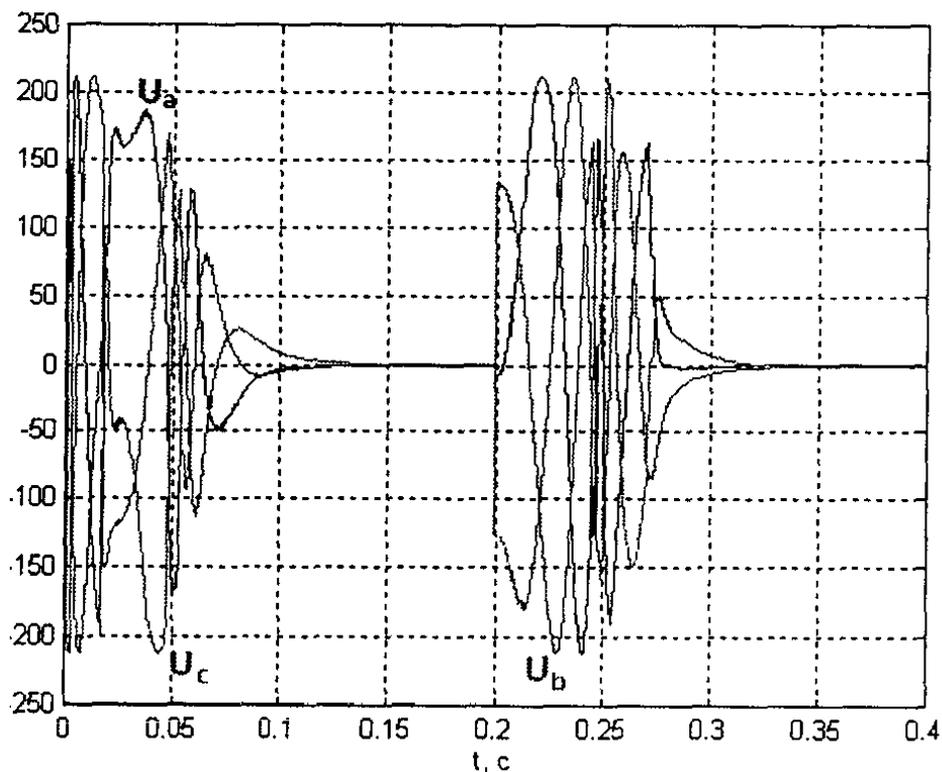
Расм 3.6

Статор кучланишини проекциясини ўтиш жараёни.



Расм 3.7

Статорни фазали кучланишини ўтиш жараёни.



Расм 3.8

Моделлаштириш натижалари бўйича қўйидаги хулосалар қилиш мумкин, синтезлаштирилган берк дискрет-узлуксиз тизимни АД бошқаруви, бошқарув таъсири остида киритилган (технологик ва электромагнит)инвариантлархудудига тушиб қолади ва юқори аниқликда берилган технологик уставкаларни қайта ишлаб беради.

Аmmo берилган тизим бошқариш каналлари бўйича кечикишни ҳисобга олмаган холда синтезлаштирилган, бу эса вақт бўйича дискретизация қадамини эркин ўзгартиришга имкон бермайди. 2 бобда баён этилган динамик дискрет ростлагичларни синтез усулига биноан, бошқариш каналлари бўйича кечикишни инобатга олиб дискрет ростлагични АД валини бурилиш бурчагини барқаролигини синтез қиламиз.

Бунинг учун ўзгарувчиларни алмаштираемиз

$$u[k - 1] = y[k](3.14)$$

Бу ерда $y[k] \in \mathfrak{R}^2$ - ростлагични фазо ҳолат вектори. Унда математик модел (3.3) қуйидаги кўринишда ифодалаш мумкин:

$$\begin{aligned}x[k + 1] &= F(x[k])x[k] + Dy[k] + H_0\vartheta_1 \\y[k + 1] &= v[k]\end{aligned}\quad (3.15)$$

Унда (3.14) модел учун агрегирланган макроўзгарувчилар учун параллел мажмуани киритамиз :

$$\Psi^0[k] = y[k] - \varphi^0[k]\quad (3.16)$$

Бу ерда $\Psi^0[k] = [\Psi_1^0, \Psi_2^0]^T$; $y[k] = [y_1, y_2]^T$; $\varphi^0[k] = [\varphi_1^0, \varphi_2^0]^T$; $v[k] = [v_1 v_2]^T$

Макроўзгарувчилар параллел мажмуаси (3.16) вектор фарқ тенгламасини кониқтириш керак.

$$\Psi^0[k + 1] + \Lambda^0\Psi^0[k] = 0 \quad (3.17)$$

Бу ерда $\Lambda^0 = \text{diag}[\lambda_1^0, \lambda_2^0]$ - рақамли диагонал матрица, (3.17)ни асимптомик барқарорлик ечимини таъминлаб беради.

(3.15) ва(3.17) биргаликдаги ечими, векторни сохта бошқарув тенгламасини белгилаб беради:

$$v[k] = -\Lambda^0 y[k] + \Lambda^0 \varphi^0[k] + \varphi^0[k + 1]\quad (3.18)$$

Аниқ бўлдики вектор $\varphi^0[k]$ тенглама (3.13) билан аниқланади, унда ўзгарувчиларни алмашишини инобатга олиб (3.14) динамик дискрет ростлагич қуйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\begin{aligned}u[k - 1] &= \bar{M}(\bar{x}[k - 1])u[k - 2] + \dot{M}(\bar{x}[k - 1], u[k - 2])\bar{x}[k - 1] \\ &+ \tilde{M}(\bar{x}[k - 1], u[k - 2])\bar{x}_0 + \bar{M}(\bar{x}[k - 1], u[k - 2])\vartheta_1, \end{aligned}\quad (3.19)$$

Бу ерда

$$\dot{M} = E^{-1} \left(\Lambda^0 \dot{L}(x[k]) + \dot{L}(x[k + 1])F(x) \right);$$

$$\tilde{M} = E^{-1} \left(\Lambda^0 \tilde{L}(x[k]) + \tilde{L}(x[k + 1]) \right);$$

$$\bar{M} = E^{-1} \left(\Lambda^0 \bar{L}(x[k]) + \dot{L}(x[k + 1])H + \bar{L}(x[k + 1]) \right);$$

$$\bar{\bar{M}} = E^{-1} \left(\dot{L}(x[k + 1])D - \Lambda^0 \right)$$

E- бир такт орқага оператор силжиши.

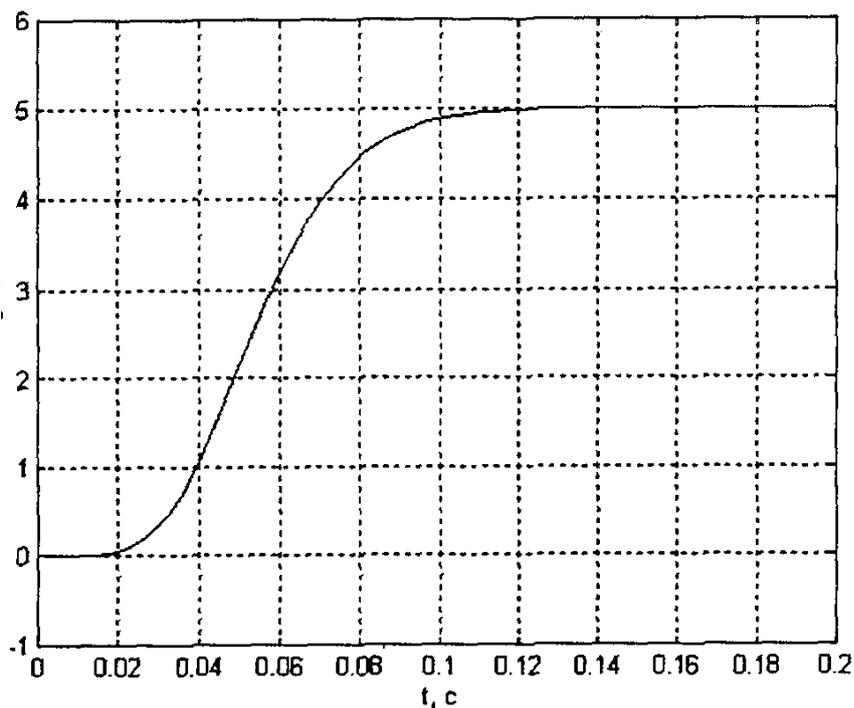
3.9 ва 3.12 Расмларда берк дискрет-узлуксиз тизимни моделлаштириш натижалари келтирилган, ростлагични қуйидаги параметрларида(3.2), (3.19):

$$\lambda_1^0 = -0,9, \lambda_2^0 = -0,9, \lambda_1^1 = -0,8, \lambda_2^1 = -0,9, \lambda_1^2 = -0,8, \lambda_2^2 = -0,8; \quad \beta = 100; \quad T_0 = 0,001.$$

Синтезлаштирилган динамик дискрет ростлагич вақт бўйича дискрет қадамини кўпайтиришга имкон беради. 3.16 ва 3.20 Расмларда берк дискрет-узлуксиз бошқариш тизимини моделлаштириш натижалари келтирилган ростлагични қуйидаги параметрларида(3.2), (3.18):

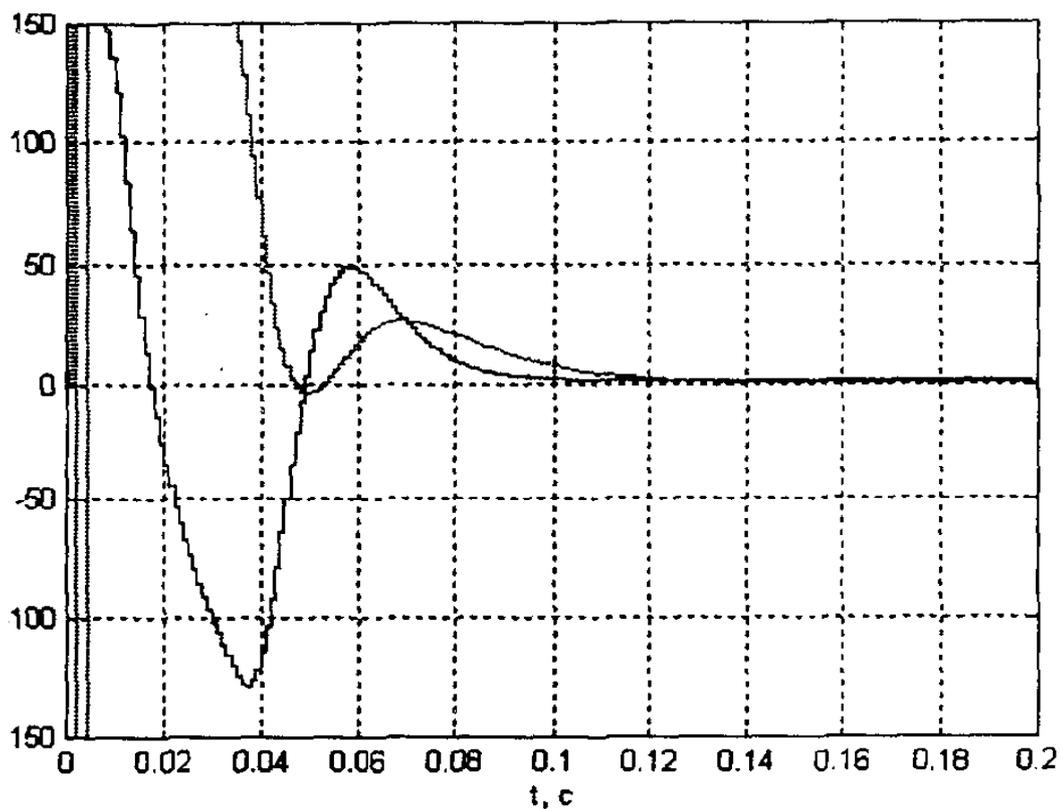
$$\lambda_1^0 = -0,8, \lambda_2^0 = -0,8, \lambda_1^1 = -0,8, \lambda_2^1 = -0,9, \lambda_1^2 = -0,8, \lambda_2^2 = -0,8, \\ \beta = 40; \quad T_0 = 0,007$$

$T_0=0.001$ бўлганда двигател валини бурилиш бурчагини ўтиш жараёни.



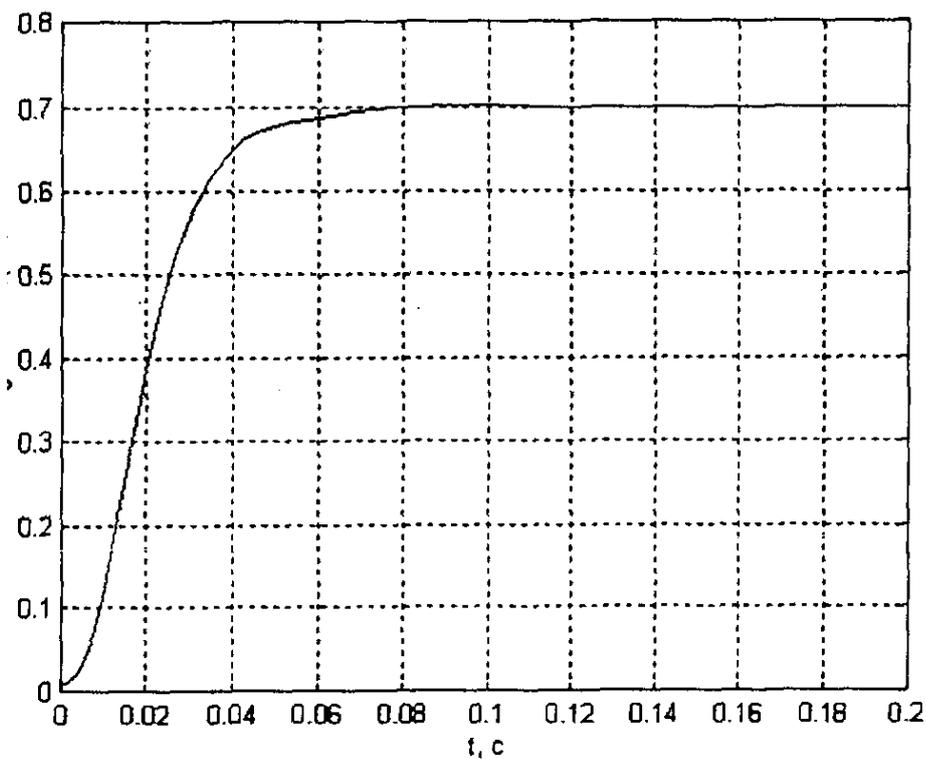
Расм 3.9

$T_0=0.001$ бўлганда статор кучланиш проекциясини ўтиш жараёни



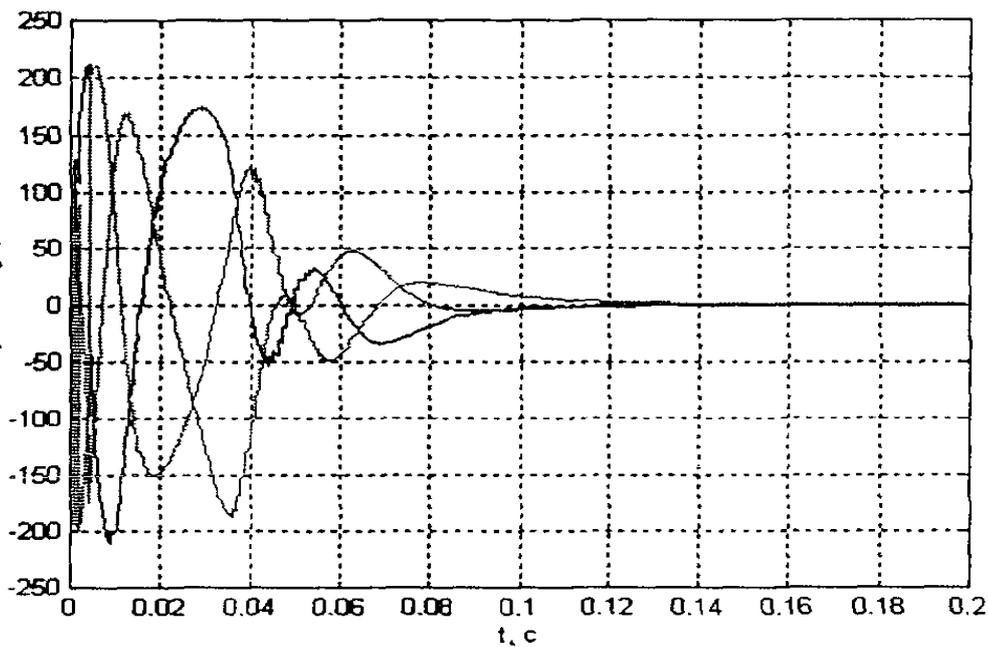
Расм 3.10.

$T_0=0.001$ бўлганда роторнинг оқимли боғланишини ўтиш жараёни.



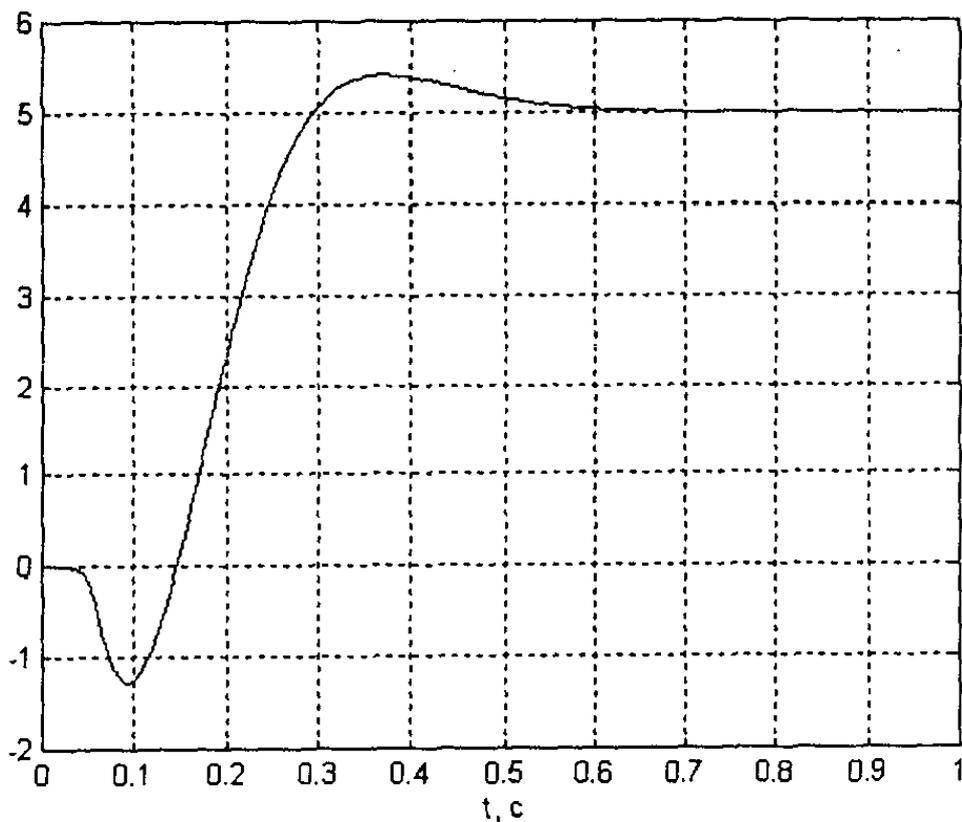
Расм 3.11

$T_0=0.001$ бўлганда статорни фазали кучланишини ўтиш жараёни.



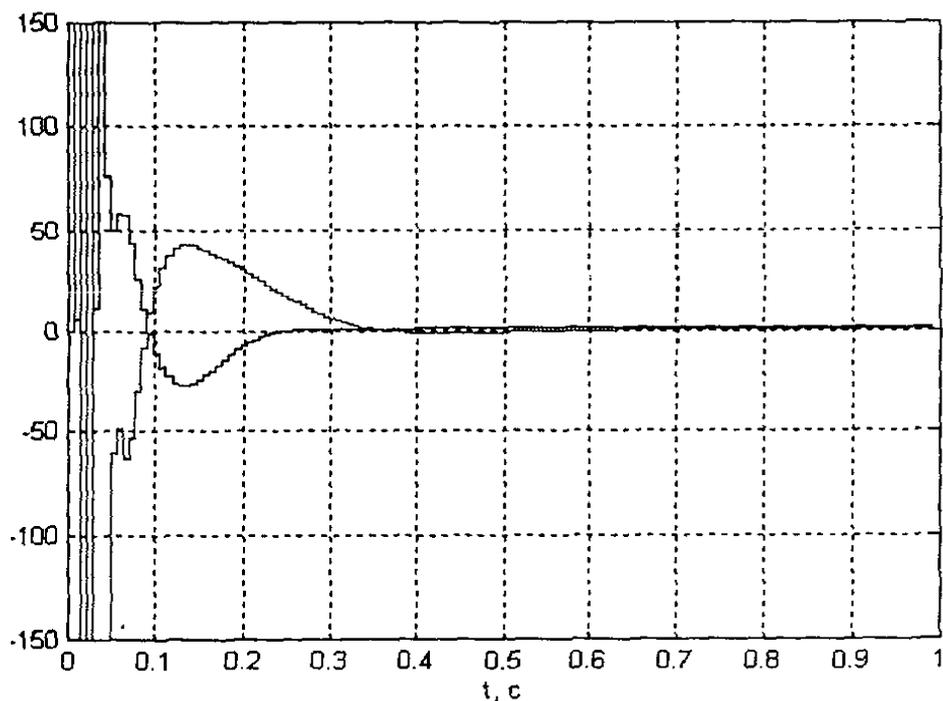
Расм 3.12

$T_0=0.007$ бўлганда двигател валини бурилиш бурчагини ўтиш жараёни.



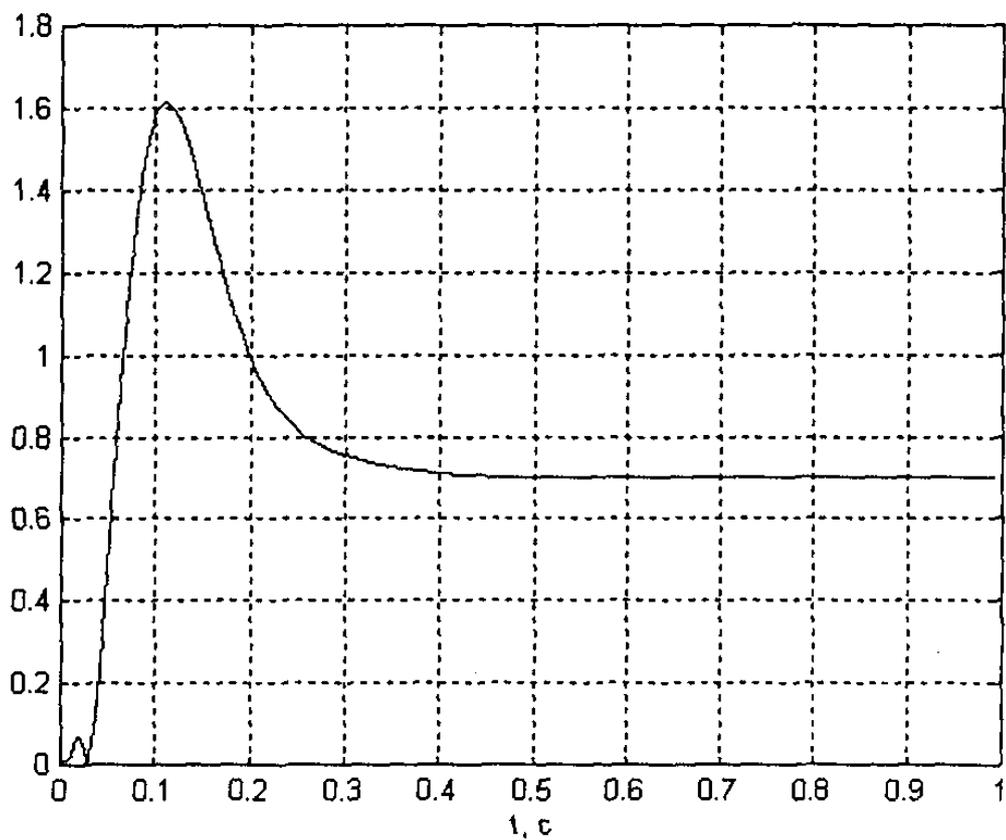
Расм 3.13

$T_0=0.007$ бўлганда статор кучланиш проекциясини ўтиш жараёни.



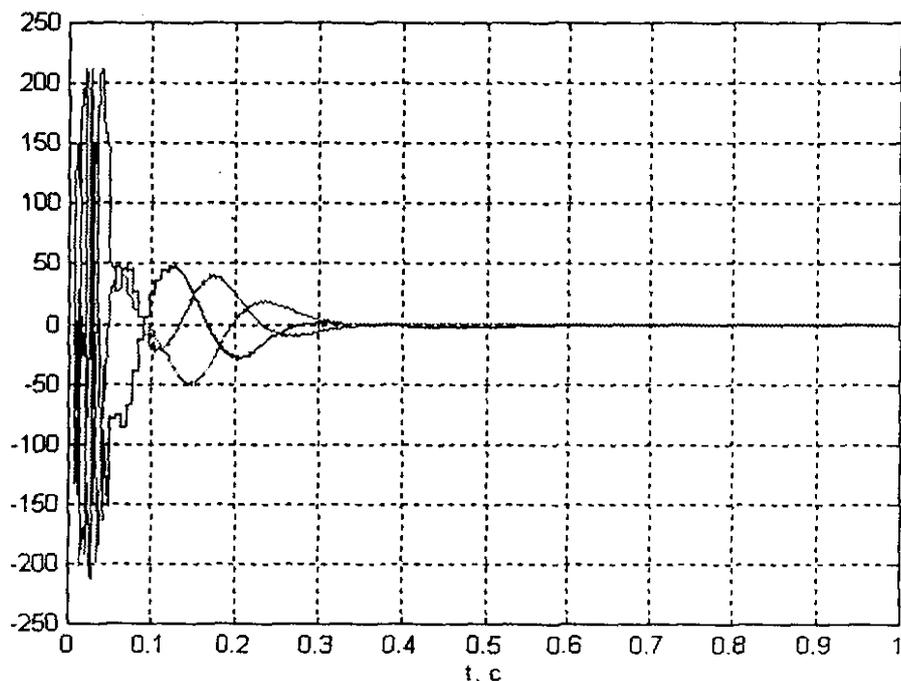
Расм 3.14

$T_0=0.007$ бўлганда роторнинг оқимли боғланишини ўтиш жараёни.



Расм 3.15

$T_0=0.007$ бўлганда статорни фазали кучланишини ўтиш жараёни.



Расм 3.16

Қуйидаги бўлимда, позиционлаш масалаларни ечишда асинхрон двигателларни бошқаришни базавий алгоритмларни амалий синтез усули ишлаб чиқилган. АДни ўзини тутиш динамикасини таърифловчи бошқаришни базавий алгоритмини синтези тўлиқ нозизиқли моделлар бўйича олиб борилади. АДни позициялашни нозизиқли дискрет ростлагичларни аналитик синтез дастури 1 иловада келтирилади.

3.3.1 Қисқатуташув роторли АД валини айланиш частотасини дискрет бошқариш вектор тизимини синтез қилиш усулини ишлаб чиқиш.

Агрегирланган дискрет ростлагичнинг АД валини айланиш частотасини синтез масаласини ечиш учун, берк тизимда иккишарт бажарилишини талаб қиламиз: АД валини айланиш частотасини барқарорлиги ва роторнинг оқим боғланиши доимий бўлиши керак. АД валини айланиш частотасини барқарорлигини таъминловчи, вектор дискрет ростлагич синтез процедураси, биринчи босқичда позицион ростлагич синтез процедураси билан мос келмайди. Шунга боғлиқ бўлган холда ростлагични айланиш частотасини синтезини иккинчи босқичдан кўриб

чиқиш мумкин. Унда декомпозицияланган модел (3.7) учун макроўзгарувчиларни иккинчи мажмуи киритилади.

$$\Psi^2[k] = \tilde{P}(\bar{x}^2[k] - \bar{x}_0^2[k]), \quad (3.20)$$

Бу ерда $\tilde{P} = \|p_{ij}\|$ -рақамли матрица, $\dim \tilde{P} = 2 \times 2$, $\bar{x}_0^2 = [x_{20}, x_{30}]^T$ -топшириқберувчи таъсир вектори. (3.7) (3.9) ва (3.20) биргаликдаги ечими ички бошқариш векторини аниқлайди.

$$\begin{aligned} \varphi^1[k] = & -(\tilde{P}\tilde{D}^2)^{-1} \left((\tilde{P}\tilde{F}^2 + \Lambda^2\tilde{P})\bar{x}^2[k] - (\tilde{P} + \Lambda^2\tilde{P})\bar{x}_0^2 \right. \\ & \left. + \tilde{P}H^2v_1 \right). \end{aligned} \quad 3.21$$

Ёки

$$\varphi^1[k] = \hat{S}(x^2[k])\bar{x}^2[k] + \tilde{S}(x^2[k])\bar{x}_0^2 + \bar{S}(\bar{x}^2[k])v_1, \quad 3.22$$

Бу ерда

$$\begin{aligned} \hat{S} &= -(\tilde{P}\tilde{D}^2)^{-1}(\tilde{P}\tilde{F}^2 + \Lambda^2\tilde{P}); \\ \tilde{S} &= -(\tilde{P}\tilde{D}^2)^{-1}(\tilde{P} + \Lambda^2\tilde{P}); \\ \bar{S} &= -(\tilde{P}\tilde{D}^2)^{-1}\tilde{P}\tilde{H}^2 \end{aligned}$$

Ифода (3.12) га (3.22) қўйиб векторли бошқарув учун қуйидаги ифодани оламиз

$$u[k] = \hat{C}(x[k])x[k] + \tilde{C}(x[k])x_0 + C(x[k])v_1 \quad 3.23$$

Бу

ерда

$$\begin{aligned} \hat{C} &= -(D^2)^{-1}(F^2 + \Lambda^1(I^x + \hat{S}^x) + \hat{S}^{xk}), \\ \hat{S}^x &= \hat{S} : O^2, & I^x &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ \hat{S}^{xk} &= \hat{S}^x(x[k+1])|_{(x[k+1])=F_x+D_u+H_v} \cdot F(x[k]), \end{aligned}$$

$$\tilde{C}(x[k]) = -(D^2)^{-1}(\Lambda^1)\tilde{S}^{xk}(x[k]) = \tilde{S}^x(x[k+1])|_{x[k+1]=F_x+D_u+H_v},$$

$$C(x[k]) = -(D^2)^{-1}(\Lambda^1 S^x(x[k]) + S^{xk}(x[k])),$$

$$S^x = [S, O^1],$$

$$S^{xk}(x[k]) = S^x(x[k + 1])|_{x[k+1]=Fx+Du+Hv}$$

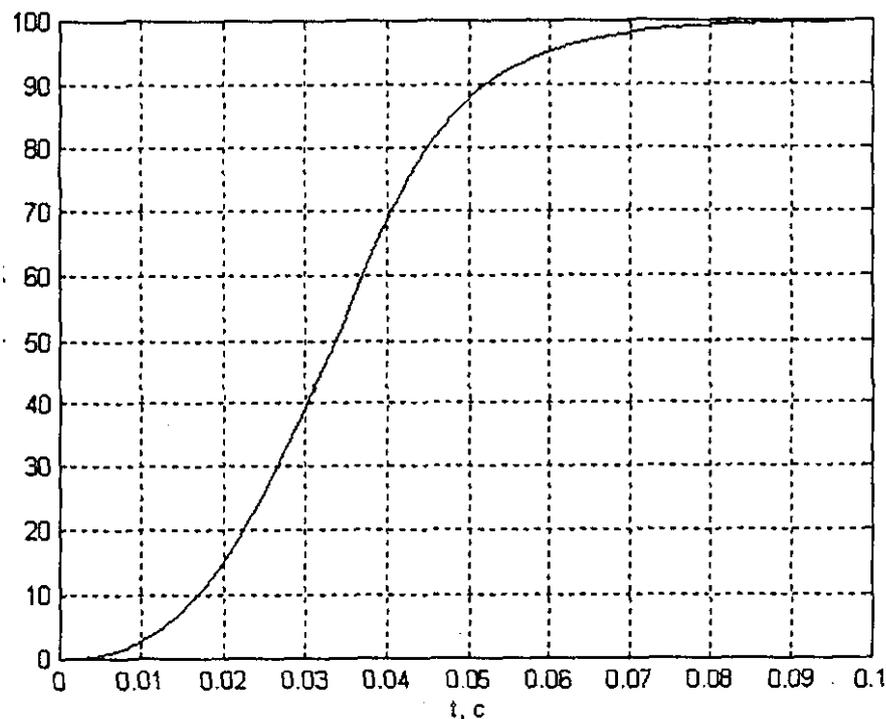
$$x_0 = [x_{20}, x_{30}, 0, 0]$$

Берк дискрет-узлуксиз бошқариш тизимини моделлаштириш натижалари 3.21 ва 3.22 расмларда келтирилган. Моделлаштириш, олдинги бўлимдаги двигателни берилган параметрлари ва ростлагични қуйидаги параметрлари учун ўтказилган.

$$\lambda_1^1 = -0.9; \quad \lambda_2^1 = -0.8; \quad \lambda_1^2 = -0.9; \quad \lambda_2^2 = -0.9; \quad T_0 = 0.001;$$

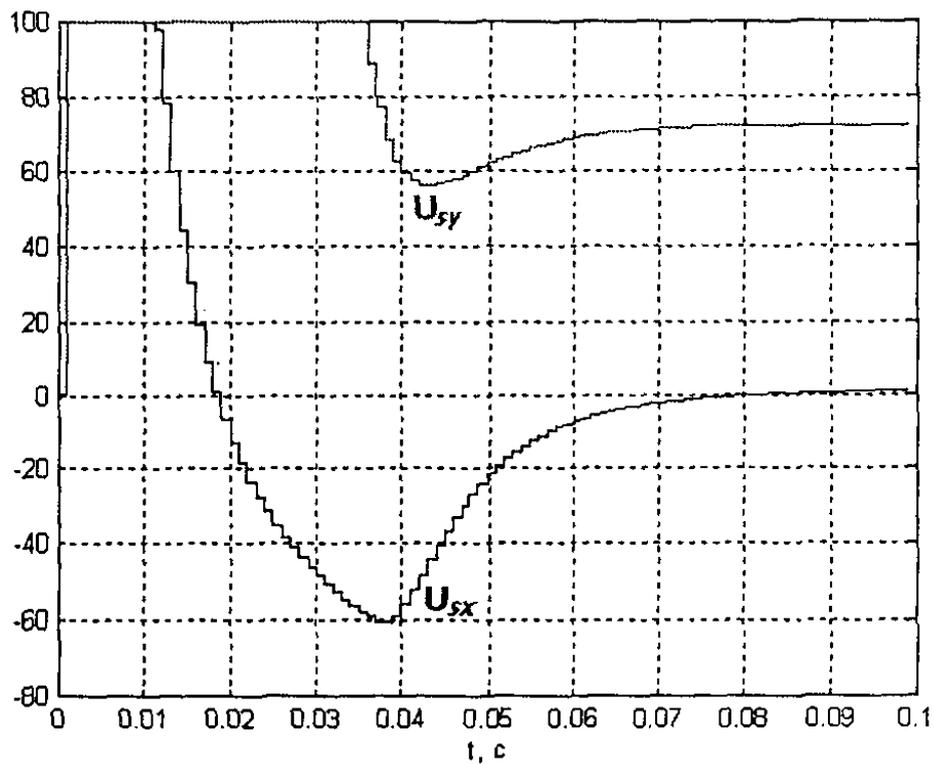
$$p_{11} = 2; \quad p_{12} = 1 \quad p_{21} = 1; \quad p_{22} = 2$$

Двигател валини айланиш частотасини ўтиш жараёни.



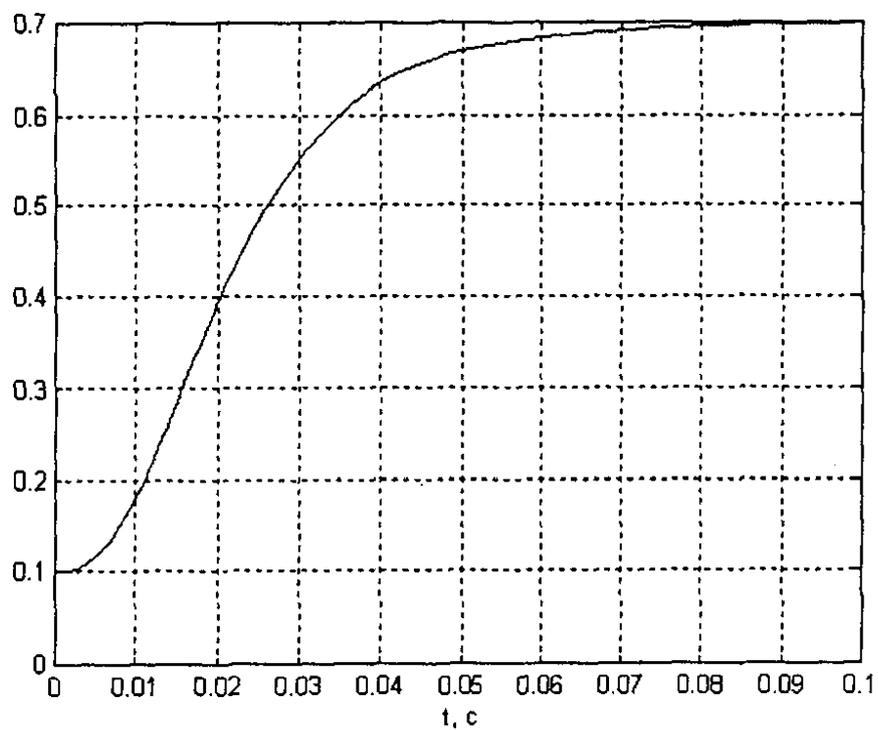
Расм 3.17

Роторнинг оқим боғланишини ўтиш жараёни.



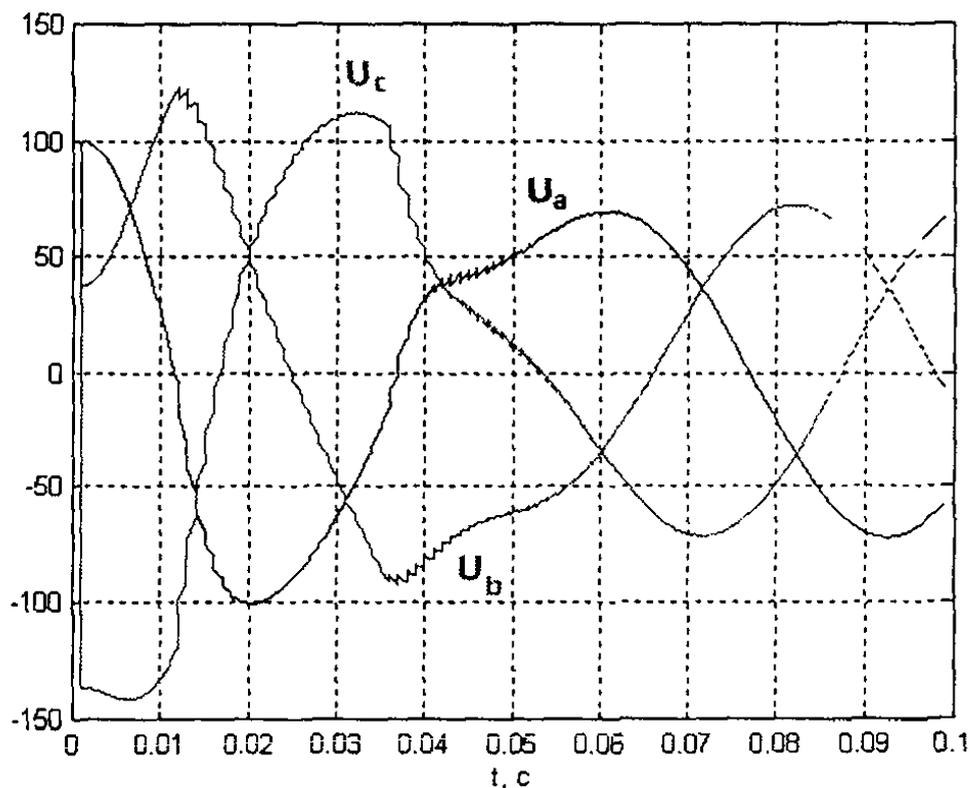
Расм 3.18

Роторнинг оқим боғланишини ўтиш жараёни



Расм 3.19

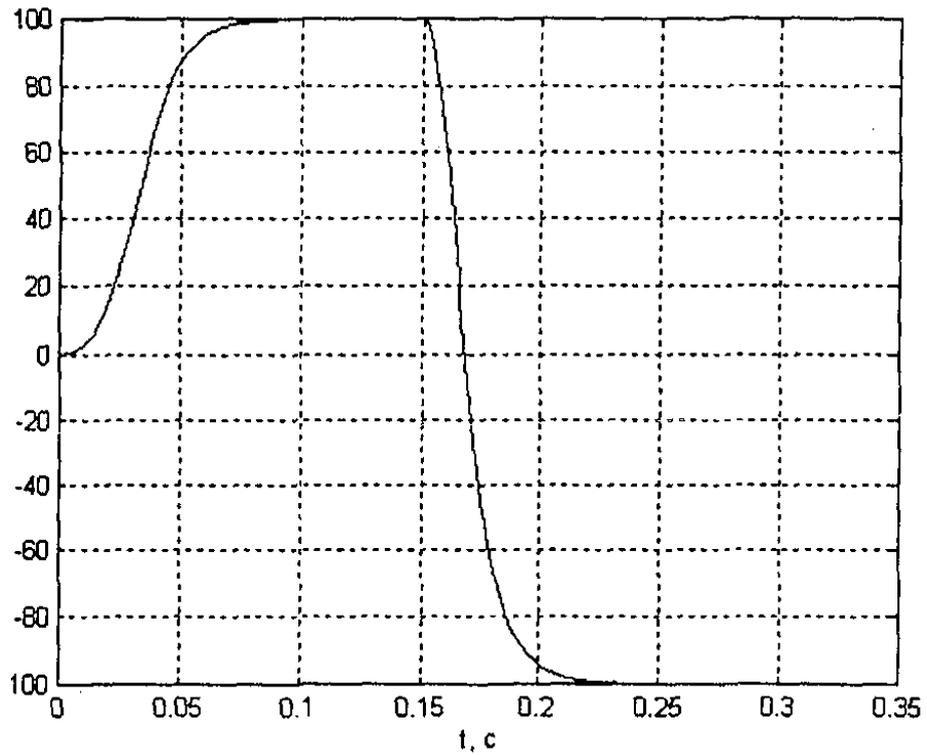
Статорнинг фазали кучланиш ўтиш жараёнлари.



Расм 3.20

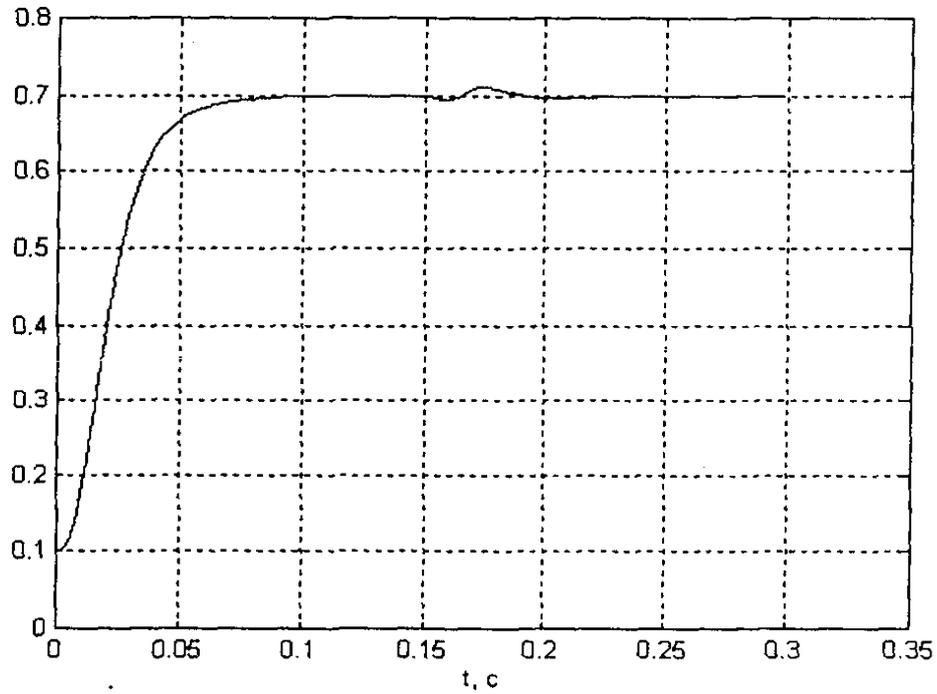
3.21 ва 3.28 Расмда АДни реверс (машина ҳаракатини тесқари томонга буришга имкон берадиган механизм) режимида бошқарувнинг ва фазо ҳолат координаталарини ўтиш жараёни кўрсатилган.

Двигател валини айланиш частотасини ўтиш жараёни.



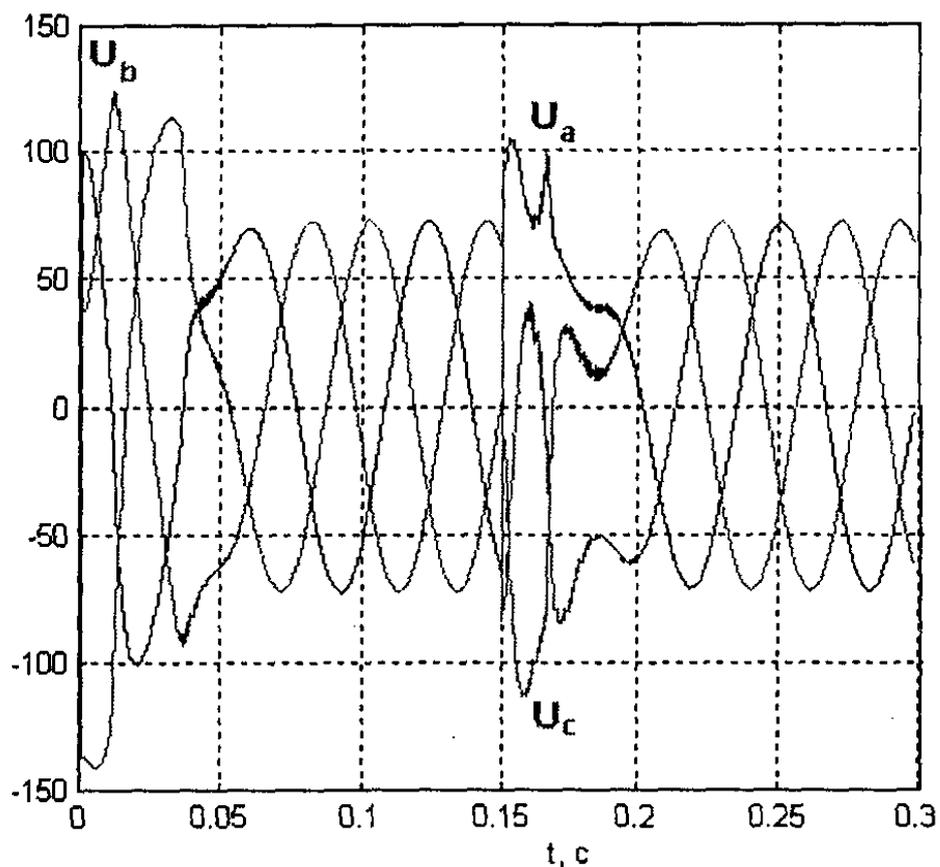
Расм 3.21

Роторнинг оқим боғланишини ўтиш жараёни.



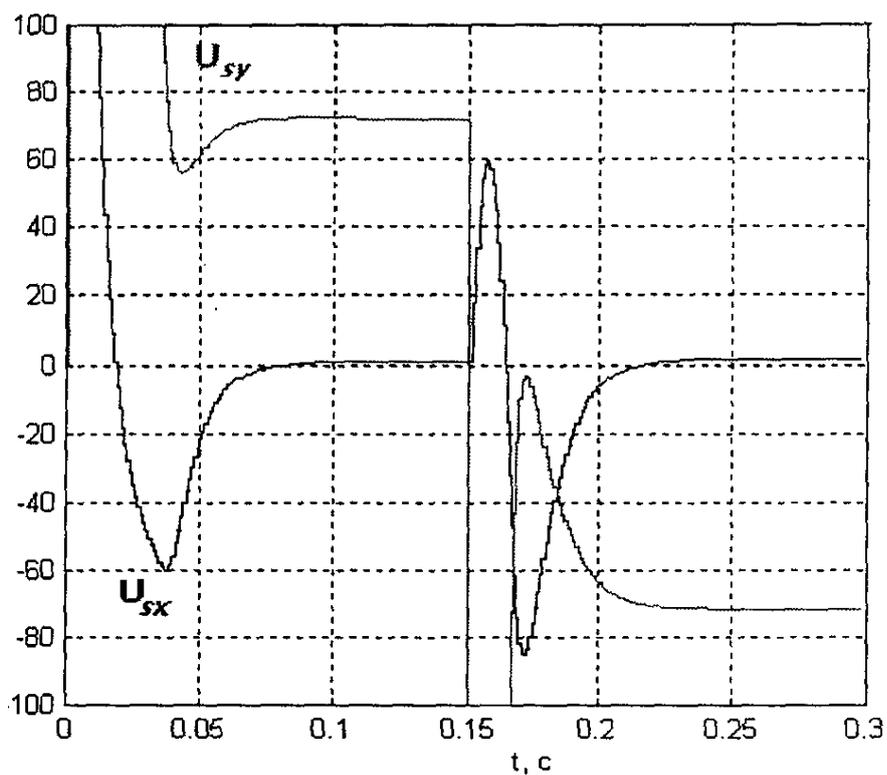
Расм 3.22

Статор кучланишини ўтиш жараёнларини проекцияси



Расм 3.23

Статорнинг фазали кучланиш ўтиш жараёнлари.



Расм 3.24

Динамик дискрет ростлагич, бошқариш каналлари бўйича кечикишни инобатга олган холда синтезлаштирилган, бу аввалги бўлимда динамик ростлагични синтезлаштирилган иш тартибига ўхшаш:

$$\begin{aligned}
 u[k-1] = & \bar{M}(\bar{x}[k-1])u[k-2] + \dot{M}(\bar{x}[k-1], u[k-2])\bar{x}[k-1] \\
 & + \tilde{M}(\bar{x}[k-1], u[k-2])\bar{x}_0 \\
 & + \bar{M}(\bar{x}[k-1], u[k-2])\vartheta_1, \quad (3.24)
 \end{aligned}$$

$$\dot{M} = E^{-1} \left(\Lambda^0 \dot{C}(\bar{x}[k]) + \dot{C}(\bar{x}[k+1])F(\bar{x}[k]) \right);$$

$$\tilde{M} = E^{-1} \left(\Lambda^0 \tilde{C}(\bar{x}[k]) + \tilde{C}(\bar{x}[k+1]) \right);$$

$$\bar{M} = E^{-1} \left(\Lambda^0 C(\bar{x}[k]) + \dot{C}(\bar{x}[k+1])H + \bar{C}(\bar{x}[k+1]) \right);$$

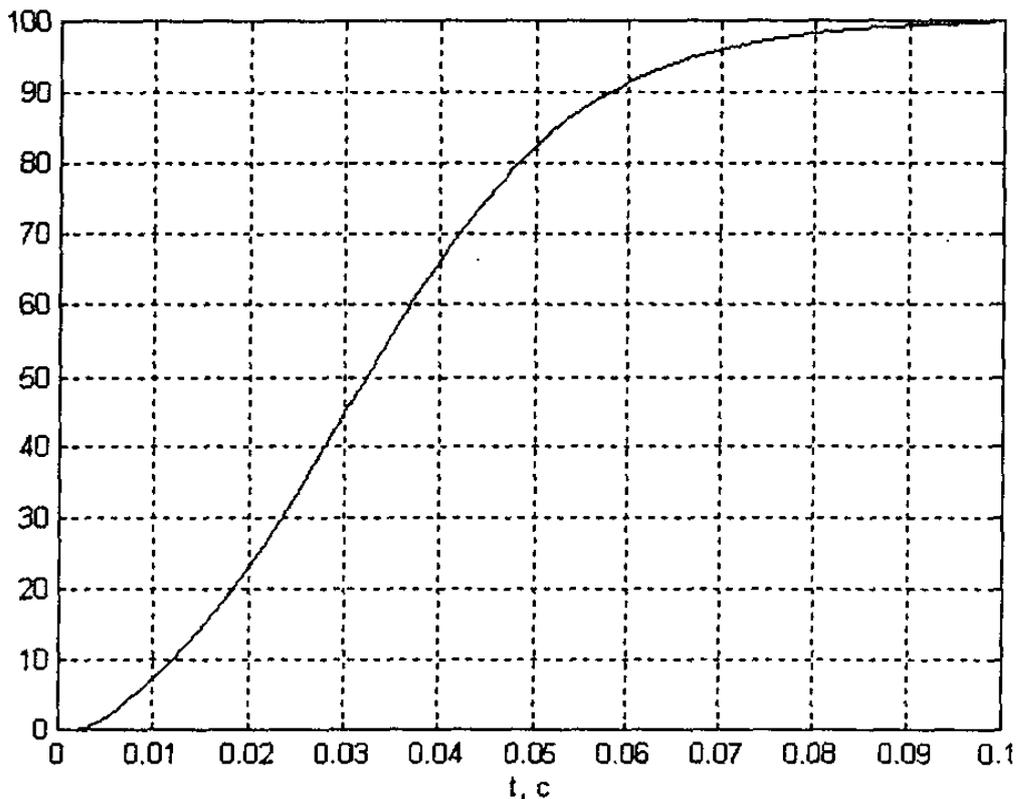
$$\bar{\bar{M}} = E^{-1} \left(\dot{C}(\bar{x}[k+1])\bar{D} - \Lambda^0 \right);$$

Берк дискрет-узлуксиз бошқариш тизимини моделлаштириш натижалари, ростлагич параметрлари (3.2), (3.24) бўлганда:

$$\begin{aligned}
 \lambda_1^1 = -0,9, \lambda_2^1 = -0,8, \lambda_1^2 = -0,9, \lambda_2^2 = -0,9, \lambda_1^0 = -0,9, \lambda_2^0 = -0,8, T_0 \\
 = 0,001, \quad p_{11} = 2, p_{12} = 1, p_{21} = 1, p_{22} = 2,
 \end{aligned}$$

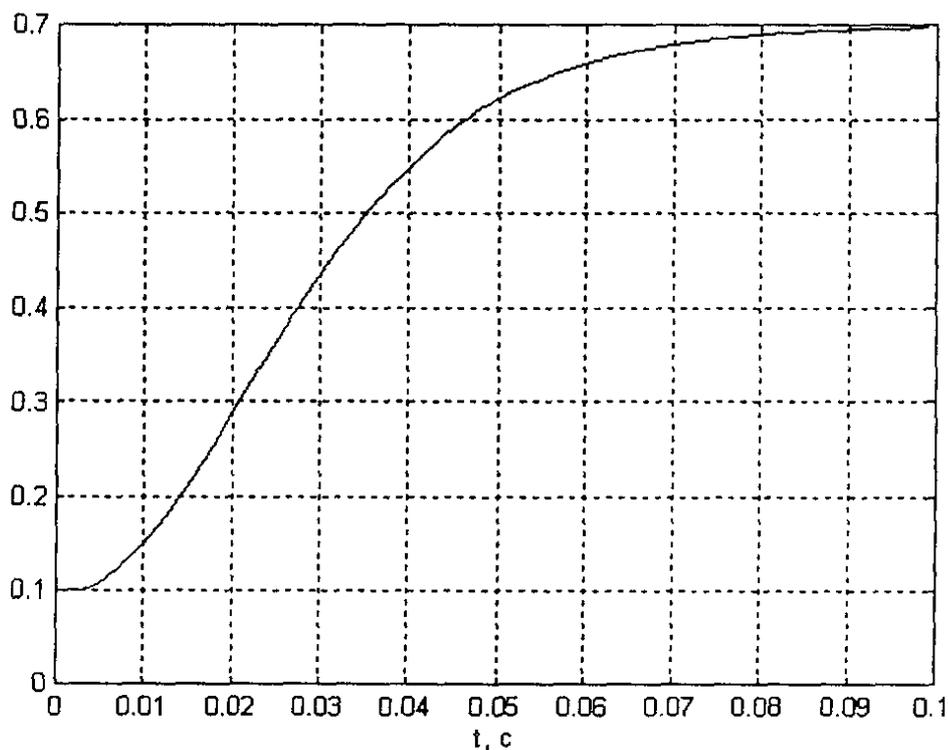
Расм 3.29 ва 3.34 келтирилган

**$T_0=0.001$ бўлганда двигател валини айланиш частотасини ўтиш
жараёни**



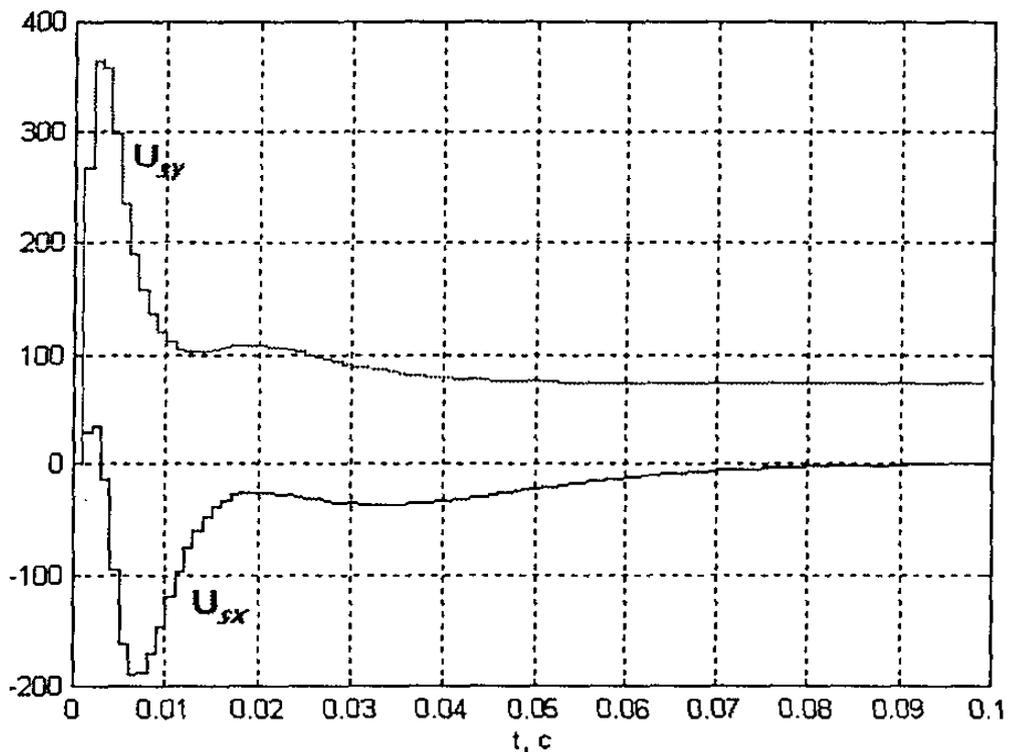
Расм(3.25)

$T_0=0.001$ бўлганда роторнинг оқим боғланишини ўтиш жараёни



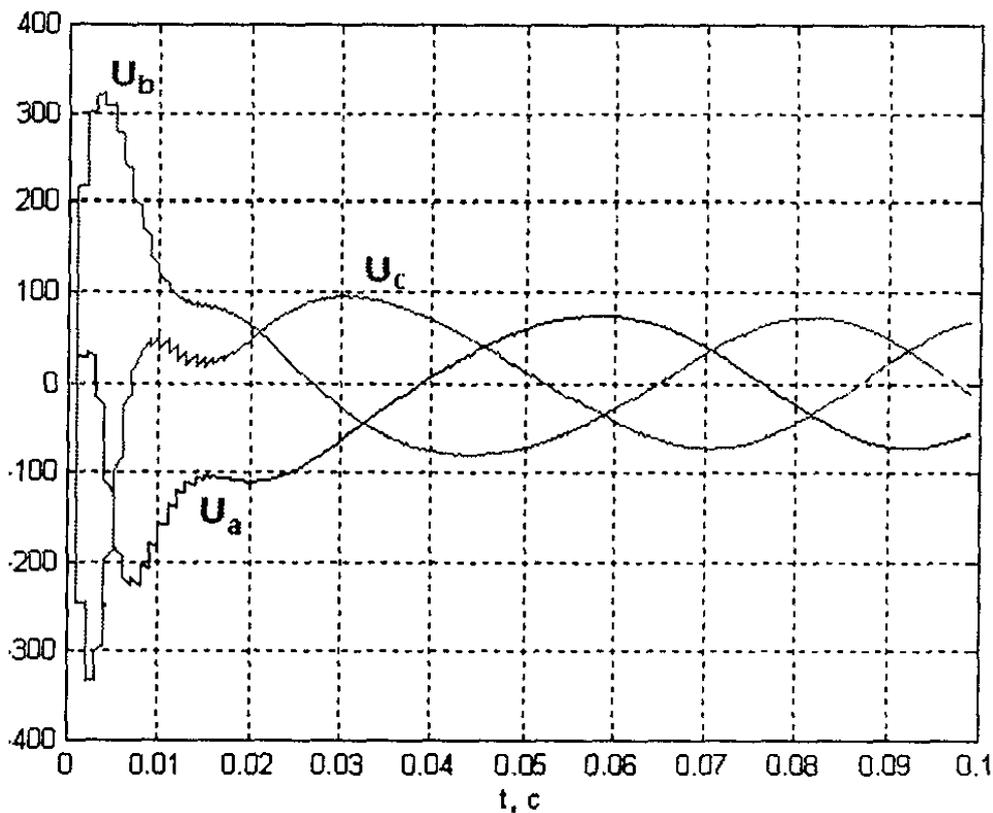
Расм(3.26)

$T_0=0.001$ бўлганда статор кучланишини проекцияси ўтиш жараёни.



Расм(3.27)

$T_0=0.001$ бўлганда статор кучланишини проекцияси ўтиш жараёни.

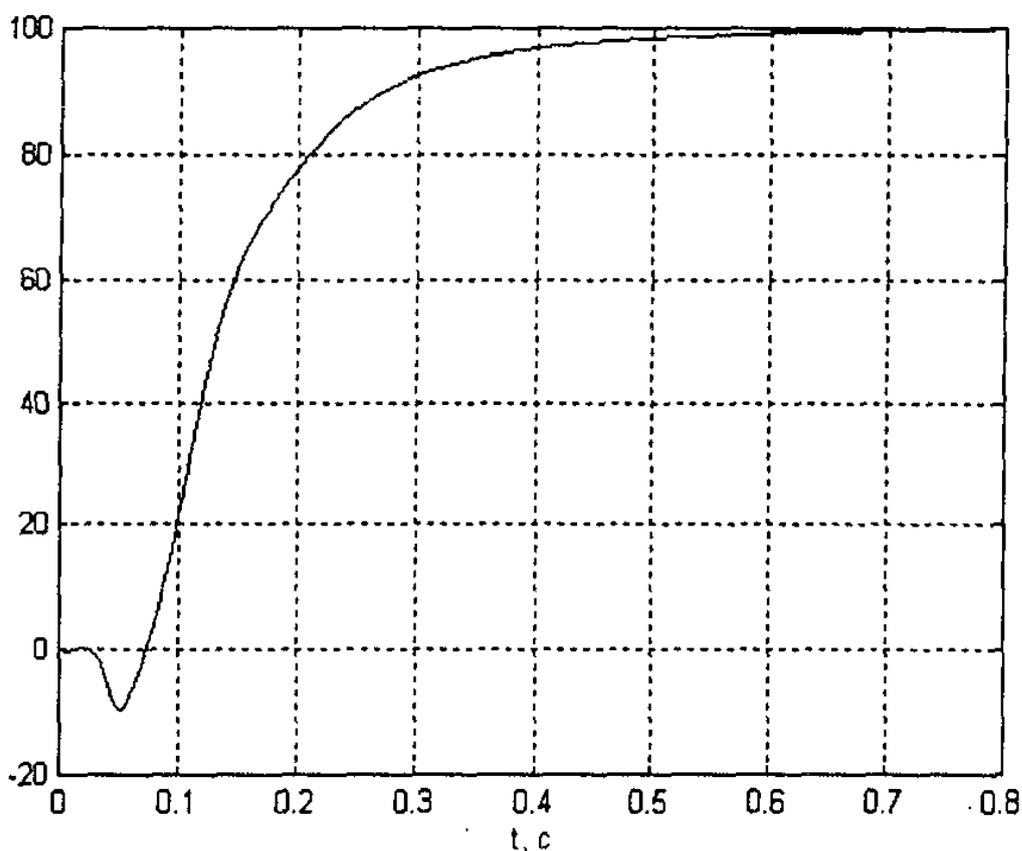


Расм(3.28)

Синтезлаштирилган динамик ростлагич (3.24) тизим (3.2),(3.24) тизимда дискретизация қадами кўпайтириш имконини беради. Расм 3.29 ва 3.32да дискретизация қадами $T_0=0.007$ в ростлагич параметлари куйидагича бўлганда моделлаштириш натижалари келтирилган:

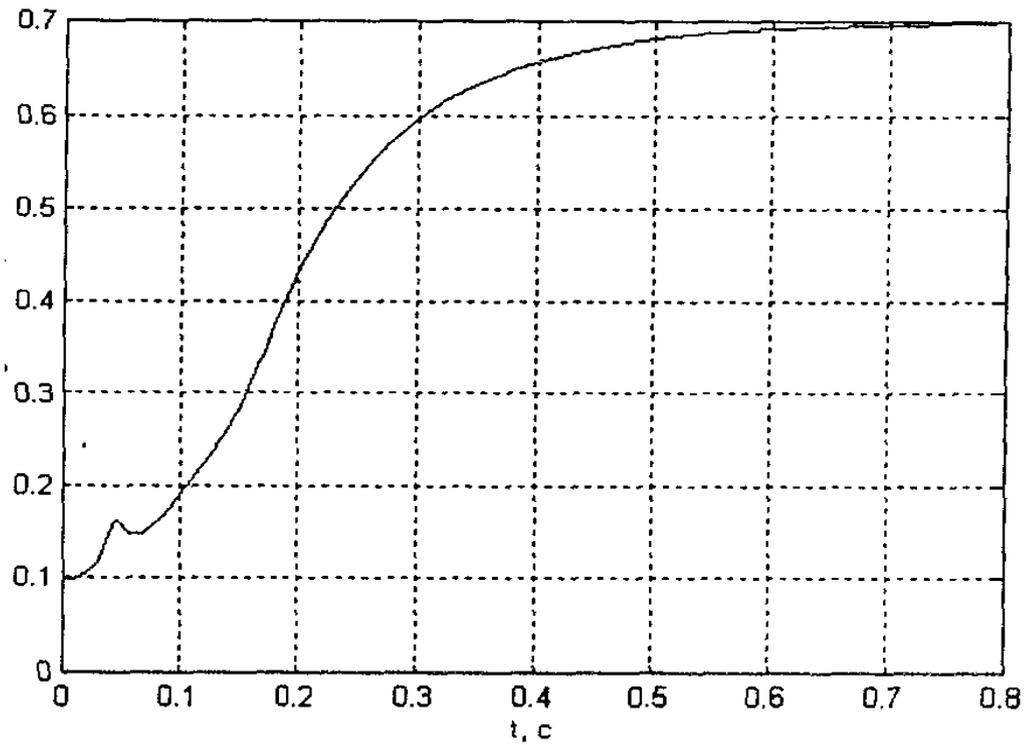
$$\lambda_1^1 = -0,8, \lambda_2^1 = -0,8, \lambda_1^2 = -0,6, \lambda_2^2 = -0,6, \lambda_1^0 = -0,9, \lambda_2^0 = -0,9, T_0 = 0,007; p_{11} = 2, p_{12} = 1, p_{21} = 1, p_{22} = 2.$$

$T_0=0.007$ бўлганда двигател валини айланиш частотасини ўтиш жараёни



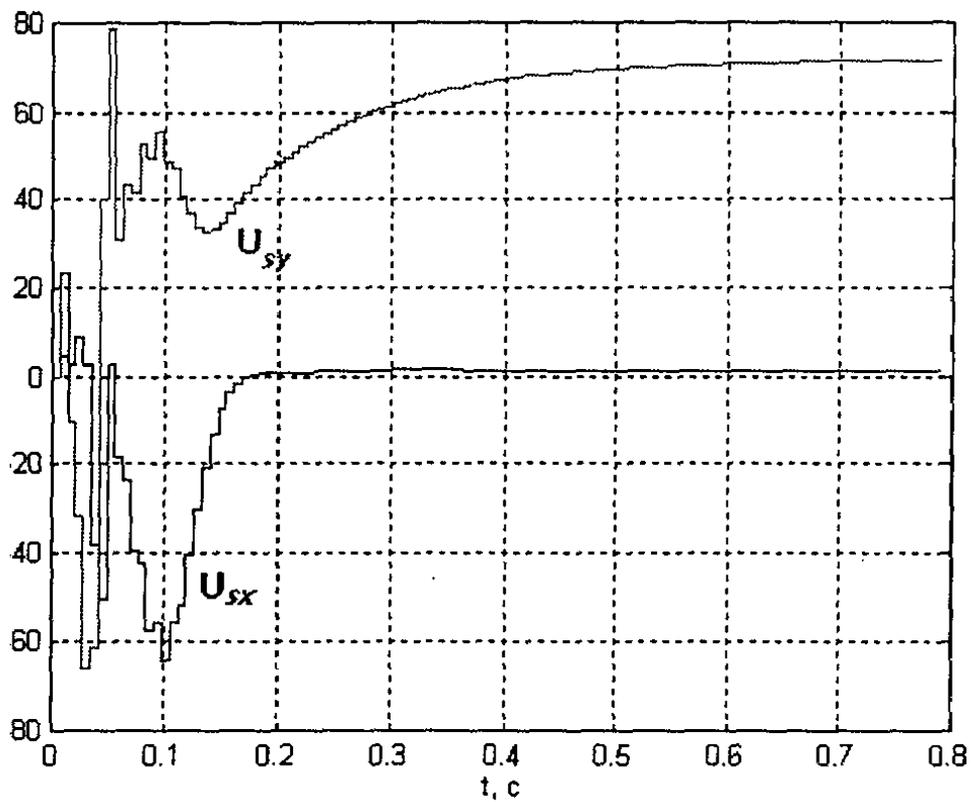
Расм(3.29)

$T_0=0.007$ бўлганда роторнинг оқим боғланишини ўтиш жараёни



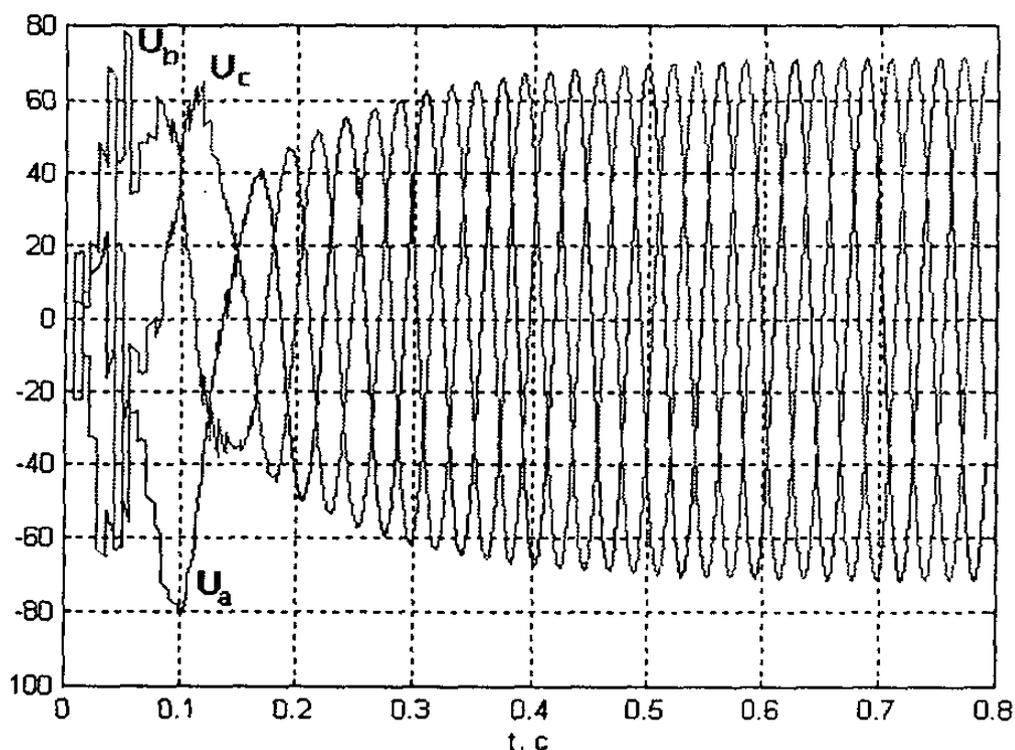
Расм(3.30)

$T_0=0.007$ бўлганда статор кучланиш проекциясини ўтиш жараёни.



Расм (3.31)

$T_0=0.007$ бўлганда статорни фазали кучланишини ўтиш жараёни.



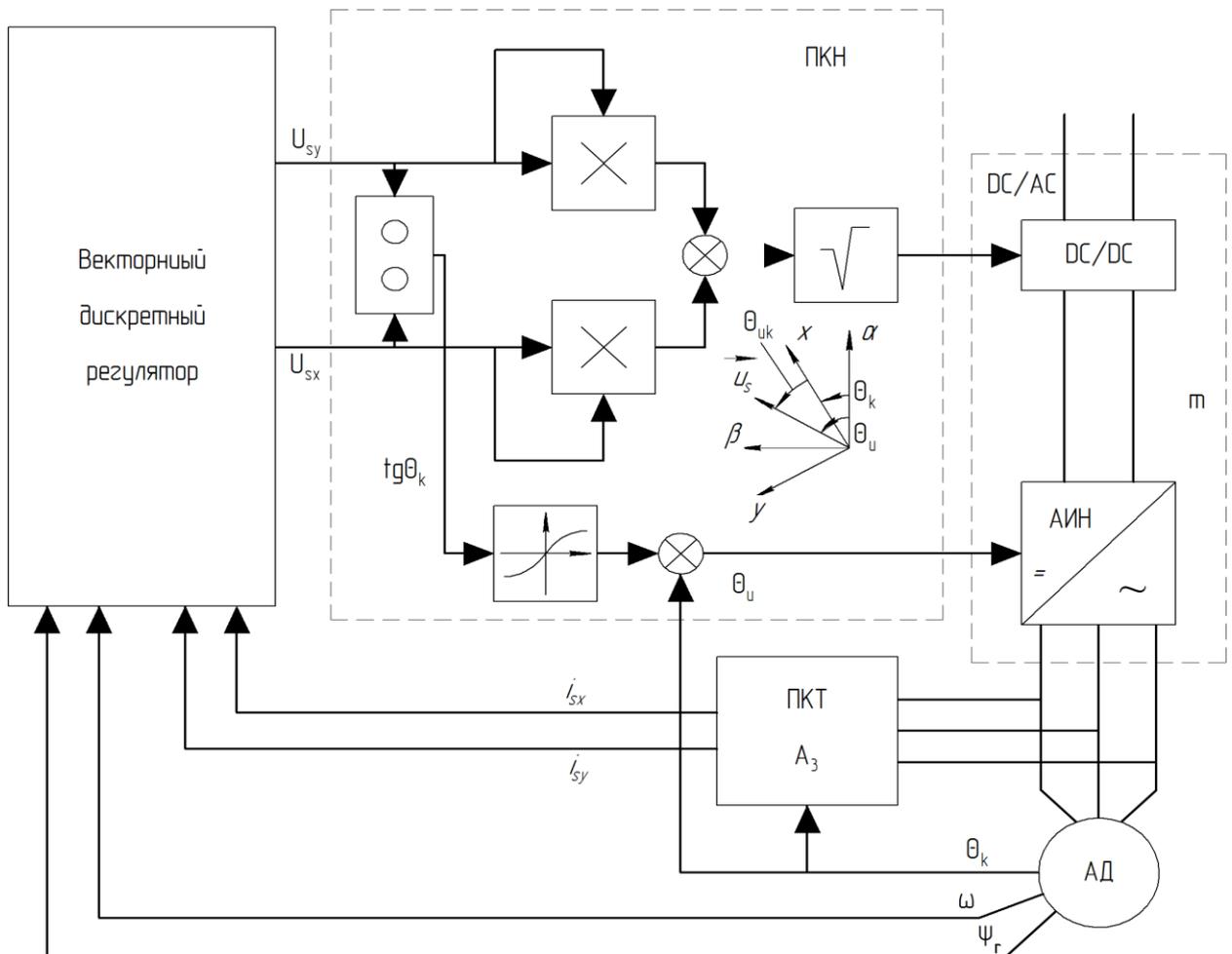
Расм (3.32)

Шундай қилиб, моделлаштириш натижалари бўйича қуйидаги хулоса қилиш мумкин, синтезлаштирилган АД ни базавий алгоритм бошқаруви, двигател ваolini айланиш частотасини стабиллаш режимида технологик талабларни (инвариантларни) бажаришини таъминлайди. Синтезлаштирилган берк тизимларда ўтиш жараён вақти биринчи навбатда вақт бўйича дискретизация қадами қиймати билан T_0 , матрица коэффиценти билан аниқланади $\Lambda^r = \|\lambda_{ij}^r\|; \tau = \overline{0,2}; i, j = \overline{1,2}$ ва хилма хиллик параметрлари билан $\tilde{P} = \|p_{ij}\|, i, j = \overline{1,2}$. Ночизикли дискрет ростлагичларни АД ваolini айланиш частотасини стабиллашни аналетик синтез дастури Зиловада келтирилган. Дастур аналетик ҳисоблаш пакети Wmaple V Release 4 учун ёзилган.

3.3.2. Ночизикли асинхрон электроюртмани вектор дискрет бошқарув қонунини амалга ошириш.

Умумий ҳолда, таъминоти доимий ток тармоғидан бўлган АДни бошқариш тизимини структура схемасини қуйдагича ифодалаш мумкин.

АД бошқаришини структура схемаси.



Расм (3.33)

Бу ҳолда, “ доимий ток- ўзгарувчан ток” турдаги вентилли ўзгартиргич – DC\AC икки қисмдан иборат: конвертор DC\DC ва кучланишнинг автоном инвертори (КАИ). Бунда конвертор DC\DC статор кучланиш вектор узунлигини шакллантиради \vec{u}_s^F , КАИ-эса унинг фазовий ҳолати. Ток координаталарини ўзгартиргич (ТКЎ) айланувчи системалар координатида статор токи векторини шакллантиради. Бошқарувчи вектор иайланиш системасида, ўзгартиргич DC\AC киришида координаталар

билан берилган $u_s = [u_{sx} u_{sy} 0]^T$, унинг узунлиги u , айланиш бурчаги
Оберилган системада қуйидагича аниқланади

$$u_s = \sqrt{u_{sx}^2 + u_{sy}^2}; \cos \theta_{uk} = \frac{u_{sx}}{u_s}; \sin \theta_{uk} = \frac{u_{sy}}{u_s} \quad (3.26)$$

Декарт координаталарни матрицали ўзгариш шакли $u_s^{F_s} = A_s^{-1} u_s$ ва тескари
ўзгариш матрицасини қуйидагича кўрсатамиз [25] кўринишда

$$A_s^{-1}(\theta_k) = A_1^{-1} A_2^{-1}(\theta_k) A_2^{-1}(\Delta_k) A_2(\Delta_k) = A_s^{-1}(\theta'_k) A_2(\Delta_k)$$

Бу ерда $\theta'_k = \theta_k + \Delta_k$, Δ_k -ихтиёрий катталиқ. Унда $A_s^{-1} u_s$ ўзгаришни,
формулларга тегишли бўлган ҳолда икки босқичда ишлаб чиқиш мумкин:

$$\begin{aligned} u'_s &= A_2(\Delta_k) u_s \\ u_s^{F_s} &= A_2^{-1}(\theta'_k) u'_s \quad (3.27) \end{aligned}$$

Ўзининг геометрик мазмуни бўйича биринчи босқич янги ортогонал
координаталар системасига ўтишни ифодалайди $\vec{u}_s u$ Охуз системани Оз
ўқи атрофида Δ_k бурчака бурилиши натижасида олинган. Вектор u
координаталари $u'_s = [u_{su} u_{sv} u_{sw}]^T$ бу системада (3.26) ва (3.27) ҳисобга
олган ҳолда

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = A_2(\Delta_k) \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \\ u_{sz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_s \cos(\theta_{uk} - \Delta_k) \\ u_s \sin(\theta_{uk} - \Delta_k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Алмаштиришнинг мақсадга мувофиқлиги қуйидагилардан иборат. Агар
бурчакни Δ_k ўзгартирсак ва u_u ва u_v координаталарни кузатадиган бўлсак,
янги тизимни шундай ҳолатини топиш мумкинки бунда

$$u_v = 0, \text{ а } u_u > 0 \quad (3.29)$$

(3.28)дан бунда координаталар бўлади

$$u_v = u, \quad \text{а } \Delta_k = \theta_{uk} \quad (3.30)$$

Шундай қилиб, (3.28)дискерт координаталарни ўзгартириш ёрдамида
(3.29)шарт бажарилганда бошқариш векторини кутб координаталарини

аниқлаш мумкин. Бунда, биринчи навбатда координата (u) ни доимий ток ДС\АС звеносига бошқариш таъсири сифатида қўллаш мумкин.

Декарт координаталарни ўзгаришини иккинчи босқичи u_j функциясига f_j вентил инвенторларини бошқаришни ишончли далили бўла олади.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_s \end{bmatrix} = A_s^{-1}(\Theta'_k) \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \cos \Theta_u \\ u \cos(\Theta - \Delta) \\ u \cos(\Theta + \Delta) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\Theta_u = \Theta_k + \Delta_k = \Theta_k + \Theta_{uk} ; \quad \Delta = \frac{2\pi}{3}$$

Илова 2да қисқа роторли АДни дискрет позицион бошқаруви қонунлари келтирилган. Позицион регуляторни тенгламасини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$\begin{aligned} u_1[k] = & -a_1 \left(x_5[k] + \left(a_2 + a_3 \frac{(1 - a_4 T_0 + \lambda_2^2)(1 - a_4 T_0 + \lambda_1^1)}{T_0^2} \right) x_3[k] \right. \\ & \left. + \frac{2 - a_5 T_0 + \lambda_1^1 + \lambda_2^2}{T_0} x_4[k] + \frac{a_9 x_5^2[k]}{a_1 x_3[k]} - a_3 \frac{(1 + \lambda_1^1)(1 + \lambda_2^2)}{T_0^2} x_{30} \right) \\ u_2[k] = & -a_1 \left(a_6 \rho \frac{1 + \lambda_1^2}{T_0^2} \left(\frac{\lambda_2^1}{x_3[k]} + \frac{1}{(1 - a_4 T_0)x_3[k] + a_7 T_0 x_4[k]} \right) x_1[k] \right. \\ & \left. + \left(-x_4[k] + \frac{a_6}{T_0^2} \left(\frac{\lambda_2^1(pT_0 + 1 + \lambda_1^2)}{x_3[k]} + \frac{(1 + pT_0)(1 + \lambda_1^2) + pT_0}{(1 - a_4 T_0)x_3[k] + a_7 T_0 x_4[k]} \right) \right) x_2[k] \right. \\ & \left. - \frac{a_8}{a_1} x_2[k] x_3[k] - \frac{a_9 x_5[k] x_4[k]}{a_1 x_3[k]} \right. \\ & \left. + \frac{1}{T_0} \left(1 - a_{10} T_0 + \lambda_2^1 \frac{pT_0 + 1 + \lambda_1^2}{(1 - a_4 T_0)x_3[k] + a_7 T_0 x_4[k]} x_3[k] \right) x_5[k] \right. \\ & \left. - \frac{a_6}{T_0^2} \rho (1 + \lambda_1^2) \left(\frac{\lambda_2^1}{x_3[k]} + \frac{1}{(1 - a_4 T_0)x_3[k] + a_7 T_0 x_4[k]} \right) x_{10} \right. \\ & \left. - \frac{a_{11}}{T_0^2} \left(\frac{\lambda_2^1}{x_3[k]} + \frac{pT_0 + 2 + \lambda_1^2}{(1 - a_4 T_0)x_3[k] + a_7 T_0 x_4[k]} \right) v[k] \right) \quad (3.32) \end{aligned}$$

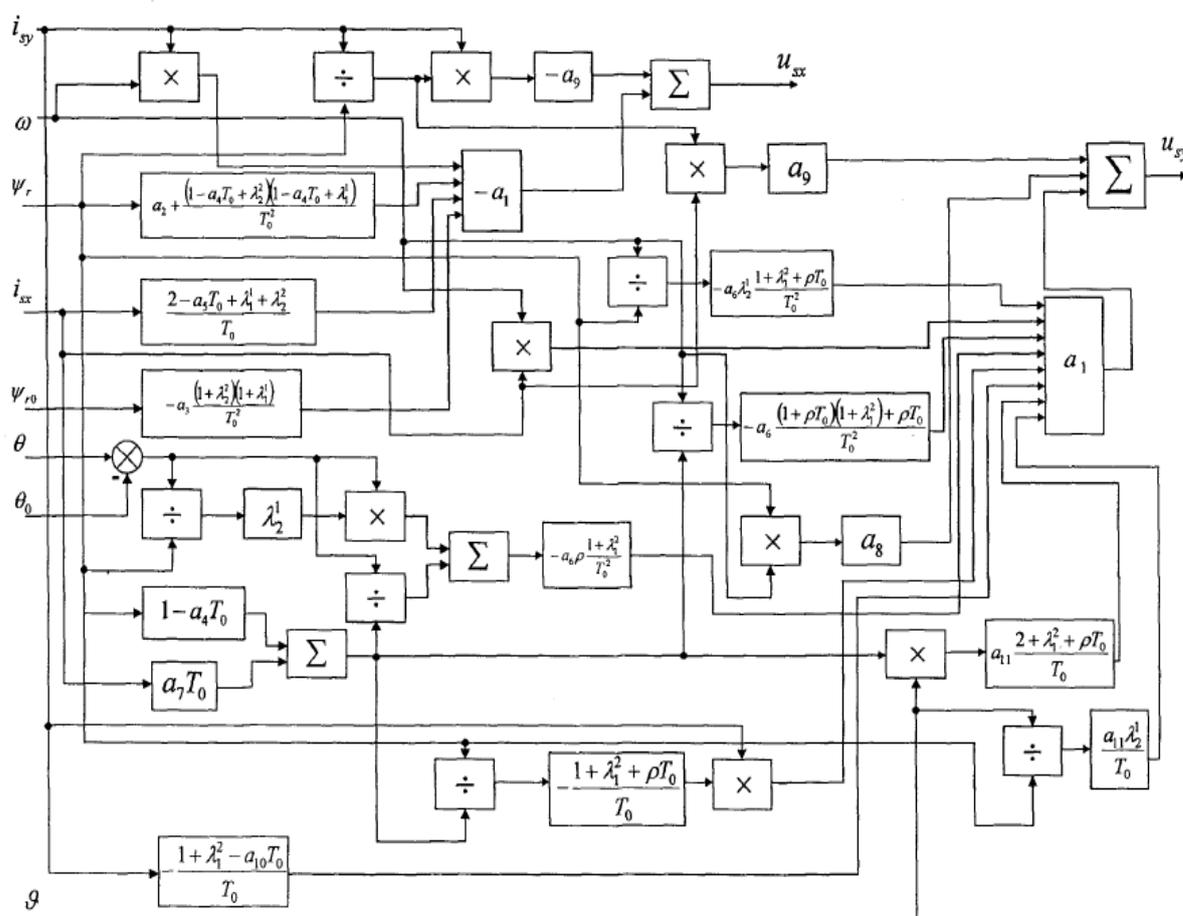
Бу ерда a_i коэффициентлари АД параметрларига боғлиқ. АД учун танланган параметрлар қуйдаги қийматларга эга:

$$a_1 = 0.00001324, a_2 = 1343.3139, a_3 = 59.6497, a_4 = 1.0886,$$

$$a_7 = 0.01676, a_8 = 0.9749, a_9 = 0.00001324, a_{10} = 58.6678, a_{11} = 0.34199$$

Ночизикли вектор позиционн дискрет ростлагичнинг структура схемаси (3.32) расм 3.34 кўрсатилган.

Шу каби, динамик дискрет позицион ростлагич АД (илова1) ва АД валининг айланиш частотасини дискрет ростлагичларни (илова2)ифодалари бўйича АД бошқариш тизимини векторли дискрет ростлагичларни структура схемасини олиш мумкин. Ишлаб чиқилган АД бошқариш алгоритмларини амалга оширишнинг энг мақбул кўриниши бу замонавий микропроцессор воситалари билан амалга ошириш, масалан микропроцессор контроллерларда СТБ-2-216ШЛ.



3.34-расм

3-БОБ БЎЙИЧА АСОСИЙ НАТИЖАЛАР ВА ХУЛОСАЛАР

Берилган боб доирасида қилинган асосий тадқиқотлар натижалари қуйидагилар :

- ўзгарувчан ток двигателини бошқаришнинг анъанавий қонунларини таҳлил қилиш шуни кўрсатдики, энг кенг тарқалган АД бошқариш тизимлари ночизиқлик компенсация билан ягона-канал тизимлари (бошқариш каналларидан бир бошқа канал боғлиқ бўлган ҳолда) ва шунга бўйсунган бошқариш тизимлар эканлигини кўрсатди, уларни қўллаш учун ночизиқлик компенсация ва объектнинг ички боғланишларини нейтраллаш қўлланилади;
- АКАР усули асосида ишлаб чиқилган ва инвариантлар мажмуасида шаклланган, тўлиқ бўлган ночизиқли моделлар бўйича АЭПдискрет ростлагичларни амалий синтез усули тақдим қилинди ;
- синхронэлектр юритмаларни ночизиқли вектор дискрет ростлагичларни амалий синтез усули ишлаб чиқилди;
- бошқарилувчи таъсирларлардан олинган ифодалар асосида ўзгарувчан ток электроюритмасини бошқариш структура схемаси таклиф этилади.

Электромагнит майдонининг инсон организмга таъсири

Электромагнит майдонининг инсон организмга таъсири электр ва магнит майдонларининг кучланиши, энергия оқимининг интенсивлиги тебраниш частотаси, нурланишнинг тананинг маълум юзасида тўпланиши ва инсон организмнинг шахсий хусусиятларига боғлиқ бўлади. Электромагнит майдонининг инсон организмга таъсир кўрсатишининг асосий сабаби инсон танаси таркибидаги атом ва молекулалар бу майдон таъсирида мусбат ва манфий кутбларга бўлина бошлайди. кутбланган молекулалар електромагнит майдони тарқалаётган йўналишга қараб ҳаракатлана бошлайди. Электромагнит майдонининг инсон организмга таъсири натижасида қон, хужайралар оралиқидаги суюқликлар таркибида ташқи майдон таъсиридан ионлашган тоқлар ҳосил қилади. Ўзгарувчан электр майдони инсон танаси хужайраларини ўзгарувчан диелектрик кутбланиш, шунингдек, ўтказувчи тоқлар ҳосил бўлиши ҳисобига қиздиради. Иссиқлик самараси електромагнит майдонларининг энергия ютиши ҳисобига бўлади. Энергия ютилиши ва ионлашган тоқларнинг ҳосил бўлиши биологик хужайраларга махсус таъсир кўрсатиши билан кечади, бу таъсир инсон ички органлари ва хужайраларидаги нозик электр патенциаллари ишини бузиш ва суюқлик айланиш функцияларининг ўзгариши ҳисобига бўлади. Ўзгарувчи магнит майдони атом ва молекулаларнинг магнит моментлари йўналишларининг ўзгаришига олиб келади. Бу эффект инсон организмга таъсир кўрсатиш жихатидан кучсиз бўлсада, лекин организм учун бефарқ деб бўлмайди. Майдоннинг кучланиши қанча кўп бўлиб унинг таъсир даври давомли бўлса, организмга кўрсатувчи таъсири шунча кўп бўлади [9].

Тебраниш частотасининг ортиши тана ўтказувчанлиги ва энергия ютиш нисбатини оширади, аммо кириб бориш чуқурлигини камайтиради. Узунлиги 10 см дан қисқа бўлган тўлқинларнинг асосий қисми тери хужайраларида ютилиши тажриба асосида тасдиқланган. 10-30 см

диапазондаги нурланишлар тери хужайраларида кам ютилади (30-40%) ва асосан уларнинг ютилиши инсоннинг ички органларига тўғри келади. Бундай нурланишлар ниҳоятда хавфли ҳисобланади. Организмда ҳосил бўлган ортиқча иссиқлик маълум чегарагача инсон организмнинг терморегулятсияси ҳисобига йўқотилиши мумкин. Иссиқлик чегараси деб аталувчи маълум миқдордан бошлаб ($I > 10 \text{ мВт/см}^2$), инсон организмда ҳосил бўлаётган иссиқликни чиқариб ташлаш имкониятига эга бўлмай қолади ва тана ҳарорати кўтарилади, бу эса ўз навбатида организмга катта зарар этказади. Иссиқлик ютилиши инсон организмнинг сувга сероб қисмларида яхши кечади (қон, мускуллар, ўпка, жигар ва х.к). Аммо иссиқлик ажралиши қон томирлари суст ривожланган ва терморегулятсия таъсири кам бўлган органлар учун жуда зарарлидир. Буларга кўз, бош мия, буйрак, овқат хазм қилиш органлари, ўт ва сийдик халталари киради. Кўзнинг нурланиши кўз қорачиғининг хиралашишига (катарактага) олиб келади. Одатда кўз қорачиғининг хиралашиши бирданига ривожланмасдан, нурлангандан кейин бир неча кун ёки бир неча ҳафтадан кейин пайдо бўлади.

Электромагнит майдони инсон организмга маълум ўтказувчанликка эга бўлган диелектрик моддий сифатида хужайраларга иссиқлик таъсирини кўрсатибгина қолмасдан, балки бу хужайраларга биологик объект сифатида ҳам таъсир кўрсатади. Улар тўғридан-тўғри марказий нерв системасига таъсир кўрсатади, хужайраларнинг йўналишини ўзгартиради ёки молекула занжирини электр майдони кучланиш чизиқлари йўналишига айлантиради, қон таркиби оқсил молекулалари биокимё фаолиятига таъсир кўрсатади. Қон томир системасининг функцияси бузилади. Организмдаги углевод, оқсил ва минерал моддалар алмашинувини ўзгартиради. Аммо бу ўзгаришлар функционал характерда бўлиб, нурланиш таъсири тўхтатилиши билан уларнинг зарарли таъсири ва оғриқ сезгилари йўқолади. Электромагнит майдонини нормалаш ва ундан ҳимояланиш Республикамизда йўлга қўйилган нурланишнинг рухсат этилган

даражалари жуда кам бирликни ташкил қилади. Шунинг учун организм узок вақт нурланиш таъсирида бўлган тақдирда ҳам ҳеч қандай ўзгариш бўлмаслиги мумкин [8].

Санитар меъёрлар бўйича кўзда тутилган “Юқори, ўта юқори ва хаддан ташқари юқори частотадаги электромагнит майдонлари манбаларида ишлаганлар учун санитар норма ва қоидалар” қуйидагича рухсат этилган норма ва чегараларни белгилайди: иш жойларида электромагнит майдони радиочастота кучланиши электр таркиби бўйича 100 кГц-30 МГц частота диапазонида 20 В/м, 30-300 МГц частота диапазонида 5 В/м дан ошмаслиги керак. Магнит таркиби бўйича эса 100 кГц- 1,5 МГц частота диапазонида 5 В/м бўлиши керак. СВЧ 30-300 000 МГц диапазонида иш куни давомида рухсат этиладиган максимал нурланиш оқим кучланиши 10 мк Вт/см² , иш кунининг 2 соатидан ортиқ бўлмаган вақтдаги нурланиш 100 мк В/см² дан ошмаслиги керак. Бунда албатта муҳофаза кўзойнаги тақилиши керак. қолган иш вақти давомида нурланиш интенсивлиги 10 мк Вт/см² дан ошмаслиги керак. СВЧ диапазонида каби нурланиш билан боғланмаган кишилар ва доимий яшовчилар учун нурланиш оқими зичлиги 1мк Вт/см² дан ошмаслиги керак. Юқорида келтириб ўтилган формулаларни таҳлил қилиш, электромагнит майдонидан иш жойларини узокроқ жойлаштириш ва электромагнит майдонлари оқимларини йўналтирувчи антенналар билан иш жойлари орасидаги масофани ўзгартириш, генераторнинг нурланиш кучланишини камайтириш, иш жойлари билан нурланиш оқимлари узатилаётган антенналар орасига ютувчи ва камайтирувчи экранлар ўрнатиш, шунингдек, шахсий муҳофаза аслахаларидан фойдаланиш иш жойларидаги электромагнит майдонларидан муҳофазалашнинг асосий воситалари ҳисобланади. Ораликни узайтириш йўли билан эришиладиган муҳофаза усули энг оддий ва энг самарали ҳисобланади. Бу усулдан иш жойлари электромагнит майдонларидан ташқарида бўлган ишчилар ва шунингдек, нурланувчи қурилмаларни узокдан туриб бошқариш

имкониятини берадиган ҳолларда фойдаланиш мумкин. Бу усулдан фойдаланиш имконияти иш бажарилаётган хона етарлича катталиқда бўлгандагина мувоффақиятли чиқади. Нурланишни камайтиришнинг яна бошқа усули кучли нурланиш генераторини, кучсизроқ нурланиш генератори билан алмаштиришдир. Лекин бу усулда технологик жараёни хисобга олиш зарур. Нурланиш кучини камайтиришнинг бошқа усули сифатида антеннага эквивалент бўлган нурланишни ютувчи ёки камайтирувчи қурилмаларни антенюаторларни қўллаш, генератордан нурланиш тарқаётган қурилмагача бўлган оралиқдаги нурланиш кучини йўқотиши ёки камайтириши мумкин [10].

ХУЛОСА.

Синергетик ёндашув ғоясидан фойдаланиб, ночизиқли дискрет ва дискрет-узлуксиз бошқарув тизимлари учун АКАР усули ишлаб чиқилди. АКАР усули технологик жараёнга керакли инвариантлар $\rho[k] = 0$ комбинацияси кўринишидаги белгиланган талабларни таъминловчи объектларнинг тўлиқ ночизиқли моделлари асосида дискрет назорат вектор қонунларини аналитик синтез қилиш имконини беради. Синтезланган дискрет-узлуксиз тизимлар ёпиқ ночизиқли тизимларининг умумий ҳолда мустаҳкамлигини таъминловчи инвариант хилма-хиллигига нисбатан асимптотик барқарорлик хусусиятига эга, бу эса берк ночизиқли бошқариш тизимларни чидамлилигини таъминлайди.

вақтинчалик дискретизация қадамини ҳисобга олган ҳолда динамик дискрет ростлагичларнинг синергетик синтез процедураси ишлаб чиқилган, бу эса вақт бўйича дискретизация қадами диапазонини кенгайтириш имконини беради.

релектив-инвариант динамик дискрет ростлагичларни ташқи ўлчанмайдиган ғалаёнларга таъсири синтез процедураси ишлаб чиқилган.

Синтезланган ростлагичлар ғалаёнланувчи таъсирларни “сингдириб” юборади, улар мос келувчи дифференциал тенгламалар синфига нисбата аниқликда берилган.

Синергетик назорат назариясининг асосий қоидалари ва ишлаб чиқилган АКАР усули асосида дискрет ночизиқли контроллерларни лойиҳалаш масаласини ечишнинг асосий босқичларининг умумлаштирилган формуласи берилган.

электр юритгичнинг электромагнит хоссаларини оптималлаштириш билан ўзгарувчан ток моторларини бошқарув тизимларига қўйиладиган асосий талабларни акс эттирувчи технологик ва электромагнит инвариантлар тўплами тузилди;

Бошқарувчи таъсирлар ифодалари асосида ўзгарувчан ток электр юритмаларини бошқарув тизимининг структура схемаси тақдим этилган.

ҲОЙДАЛАНИЛГАН АДАБИЁТЛАР РУЙХАТИ

1. Ш.М.Мирзиёев. Нияти улуғ халқнинг-иши ҳам улуғ, ҳаёти ёруғ ва келажаги фаровон бўлади./ - Тошкент: Ўзбекистон, 2019й.
2. Ш.М.Мирзиёев. “Тараккиёт йулимизнинг шиддати ошаверади”. Ўзбекистон Республика Президент Ш.Мирзиёевнинг Олий Мажлисга Мурожаатномаси. 28 декабр 2018 йил.
3. Ш.М.Мирзиёев. 2017-2021 йилларда Ўзбекистон Республикасини ривожлантиришнинг бешта устувор йуналишлари бўйича ҳаракатлар стратегияси. Уз.Р.Президентининг ПФ №4947-сонли фармони. 07.02.2017й. Илова№ 1.
4. Ш.М.Мирзиёев. Танқидий таҳлил, катъий тартиб-интизом ва шахсий жавобгарлик - ҳар бир раҳбар фаолиятининг кундалик қондаси бўлиши керак./- Тошкент: Ўзбекистон, 2017. - 104;
5. Ш.М.Мирзиёев. Буюк келажагимизни мард ва олижаноб халқимиз билан бирга қураимиз. Тошкент: Ўзбекистон, 2017. - 4916.
6. Ш.М.Мирзиёев. "Ахборот технологиялари ва коммуникациялари соҳасини янада такомиллаштириш чора-тадбирлари тўғрисида"ги ПФ-5349- сонли фармони./ Тошкент., 19.02.2018 й
7. Веселов Г.Е. Аналитическое конструирование агрегированных дискретных регуляторов//Сборник РАЕН «Синтез алгоритмов сложных систем», Москва - Таганрог, 2000, №9, с. 122 - 134.
8. Веселев Г.Е. Аналитическое конструирование агрегированных дискретных регуляторов на основе последовательно-параллельной совокупности инвариантных многообразий. //Сборник РАН: Новые концепции общей теории управления./Под ред. А.А. Красовского. Москва -Таганрог: ТРТУ, 1999, с.141 - 151.
9. Веселов Алтуни А.Е., Семухин М.В. Модели и алгоритмы принятия решений в нечетких условиях/ Монография. - Тюмень: Издательство Тюменского государственного университета, 2000. - 352 с.

10. Колесников А.А. Синергетическая теория управления. - М.: Энергоатомиздат, 1997.
11. Колесников А.А., Гельфгат А.Г. Проектирование многокритериальных систем управления промышленными объектами. - М.: Энергоатомиздат, 1996.
12. Колесников А.А. Основы синергетической теории синтеза нелинейных динамических систем//Сборник РАН Новые концепции общей теории управления/Под ред. А.А. Красовского, Москва - Таганрог: ТРТУ, 1999, с.66-101.
13. Колесников А.А. Синергетический подход в нелинейной теории управления. //Сборник избранных работ по грантам в области информатики, радиоэлектроники и систем управления. СПб., 1999. С.38-49.
14. Колесников А.А., Балалаев Н.В. Синергетический синтез нелинейных систем с наблюдателями состояния//Сборник РАН Новые концепции общей теории управления/ Под. Ред. А.А.Красовского. - Москва -Таганрог: ТРТУ, 1998. с. 101-115.
15. Колесников А.А., Веселой Г.Е. Аналитическое конструирование нелинейных дискретно-непрерывных систем управления//В кн. Синергетическая теория управления. -М.: Энергоатомиздат, 2001.
16. Колесников А.А., Веселов Г.Е., Попов А.Н. Формирование критериев управления асинхронными электроприводами.//Отчет о научно-исследовательской работе «Виртуальная моделирующая установка для основанной на РЕВВ энергосистемы корабля», № гос. рег. 01.9.70003729, Таганрог, 2003г. кн.1, с. 24-56.
17. Колмановский В.Б. Об ограниченности некоторых дискретных систем.//Автоматика и телемеханика, 1997, №4, с. 121-132.
18. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. -М.: Высшая школа, 2005.
19. А. В. Елисеев. Нечеткое управление мульти структурным

объектом // Мехатроника, автоматизация, управление. 2005. - №11. - С. 36 — 42.

20. Колесников А.А. Синергетический подход в нелинейной теории управления. //Сборник избранных работ по грантам в области информатики, радиоэлектроники и систем управления. СПб., 1994. С.38-49.

21. Колесников А.А., Веселой Г.Е. Аналитическое конструирование нелинейных дискретно-непрерывных систем управления//В кн. Синергетическая теория управления. -М.: Энергоатомиздат, 1994.

22. Колмановский В.Б. Об ограниченности некоторых дискретных систем.//Автоматика и телемеханика, 1997, №4, с. 121-132.

23. Analysis and Design of Controllers for AQMR outers Supporting TCP Flows / C.V.Hollot, V. Misra, D.Towsley, W.Gong // IEEE Transactionson Automatic Control. — 2002. — Vol.47.—P.945-959.

24. Абуталиев Ф.Б., Бычков Е.Д., Салахутдинов Р.З. Вопросы технического диагностирования электронных систем и теория нечетких множеств // Препринт Р-7- 66. - Ташкент: НПО «Кибернетика» АН УзССР, 1991.-30с.

25. Электрические системы: Управление переходными режимами электроэнергетических систем/Под ред. В,А, Веникова, Э.И. Зуева и М.Г. Портного, -М.: Высшая школа, 2011,

26. Колесников А,А, Синергетическая теория управления, -М.: Энергоатомиздат, 2012,

27. Современная прикладная теория управления: Синергетический подход в теории управления/Под ред. А,А, Колесникова, -Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004, ¹1. II,

28. Колесников А,А,, Беляев В.К.. Попов Л.И. Свойства управляемости нелинейных электроприводов и турбогенераторов//Синтез алгоритмов сложных систем: Межведомственный тематический научный сборник, - Москва - Таганрог, 2007, -Вып, 9, -С, 147180.

29. Колесников А,А,, Веселов Г.К.. Попов АН.. Колесников Ал,А,, Кузьменко А,А, Синергетическое управление нелинейными электромеханическими системами, -М.: Исиосервис, 2005.
30. Баринов В.А., Допалов, С.А. Режимы энергосистем: Методы анализа и управления. -М.: Энергоатомиздат, 2000.
31. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. -М.: Энергия, 2012.
32. Винер Н. Кибернетика, или управление и связь в животном и машине. -М.: Наука; Главная редакция изданий для зарубежных стран, 2003.
33. Андриевский Б.Р., Фрадков А.Л. Избранные главы теории автоматического управления с применением на языке MATLAB. -СПб: Наука, 2009.
34. Веселов Г.Е., Кондратьев И.В., Медведев М.Ю. Антихаотическое управление широтноимпульсными преобразователями/ /2-я Всероссийская научная конференция «Управление и информационные технологии». Сборник докладов. 21-24 сентября, -Пятигорск, 2004. -Т. 2. -С. 9-13.
35. Сиддиков и.х Измаилова Р.Н Юнусов Р.Н синтез алгоритмов управления асинхронными приводами: Современные материалы, техника и технологии машиностроения 2012
36. Сиддиков И.Х, Сапаев М синтез локальных систем управления динамическими объектами //РНКТ Современные технологии и инновации горнометаллургической отрасли г Навои 2012
37. <http://www.asutp.ru/>
38. <http://ug-proekt.ru>
39. <http://www.vmasshtabe.ru>
40. www.ziyonet.uz
41. www.arxiv.uz