

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД**  
**«НАЦІОНАЛЬНИЙ ГІРНИЧИЙ УНІВЕРСИТЕТ»**



**В.С. Хілов**

**СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИМИ**  
**ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ КАР'ЄРНИХ ВЕРСТАТІВ**  
**ШАРОШКОВОГО БУРІННЯ**

**Монографія**

**Дніпропетровськ**  
**НГУ**  
**2013**

УДК 622.233.6:-83:68.3  
ББК 31.291-01:33.131  
Х-45

Рекомендовано до друку вченою радою Державного ВНЗ “НГУ”  
(протокол №11 від 21.12.2012 року)

**Рецензенти:**

**Волков І.В.** – доктор технічних наук, професор, член-кореспондент НАН України, завідувач відділу стабілізованих джерел живлення Інституту електродинаміки НАН України;

**Садовой В.О.** – доктор технічних наук, професор, проректор з наукової роботи Дніпродзержинського державного технічного університету, завідувач кафедри електротехніки та електромеханіки.

**Хілов, В.С.**

**Х-45** Системи керування автоматизованими електроприводами кар’єрних верстатів шарошкового буріння: монографія / В.С.Хілов. – Д.: Національний гірничий університет, 2013. – 256 с.

ISBN 978-966-350-386-8

Наведено узагальнювальні результати теоретичних і прикладних досліджень та описано подальший розвиток теорії функціонування складного гірничого обладнання, до якого належать кар’єрні бурові верстати. Розглянуто проблеми енерго- і ресурсозбереження при бурінні вибухових свердловин та питання динамічної сумісності частотних характеристик швидкодійних приводних систем з характеристиками багатомасних механізмів. Розроблено концепцію побудови автоматизованих приводів, відповідно до якої з метою енерго- і ресурсозбереження формується на долоті механічна характеристика з постійною або змінною жорсткістю та обмеженням поперечних і крутильних коливань бурового поставу, а також коливань у гідро- і канатно-поліспастовій системах.

Для науковців та інженерно-технічних фахівців, працюючих у сфері розробки і дослідження складних систем керування електромеханічними процесами, а також для студентів і аспірантів, які займаються сучасними проблемами в теорії та практиці автоматизованих електроприводів.

ISBN 978-966-350-386-8

© В.С.Хілов, 2013

© Державний ВНЗ “НГУ”, 2013

## ПЕРЕДМОВА

У загальній технології видобутку корисних копалин відкритим способом на залізорудних кар'єрах Криворізького басейну вартість буропідливних операцій становить 16–36% від загальних витрат на проведення робіт по міцних скельних породах. Через постійне зростання цін на енергоносії та електроенергію задача застосування енерго- і ресурсозберігаючих технологій при видобутку корисних копалин на кар'єрах України набуває все більшої актуальності.

Ефективність буріння підливних свердловин шарошковим способом визначається рівнем удосконаленості систем електропривода. Зараз стає можливим використання швидкодіючих привідних систем у загальнопромисловому виконанні з регульованими асинхронними двигунами, що живляться від автономних інверторів напруги з повністю керованими ключами. Це дозволяє застосувати на кар'єрних верстатах шарошкового буріння вибухових свердловин найбільш економічно і технічно виправданих привідних систем.

На сьогодні проблема сумісності динамічних характеристик швидкодіючих транзисторних електроприводів змінного струму і частотних характеристик трансмісії бурових верстатів вивчена не в повній мірі, а тому потребує подальшого дослідження і є актуальною. Це пов'язано з уведенням в роботу бурових верстатів як з новими конструктивними рішеннями, так і з приводами нового покоління, що істотно змінило власні частоти коливань систем електрогідромеханічної подачі і спуско-піднімальних операцій, електромеханічного обертання поставу.

Впровадження привідних систем і бурових верстатів нового покоління потребує вирішення науково-прикладної проблеми частотної сумісності динамічних характеристик поставу, гідро- і канатно-поліспастової систем з динамічними характеристиками транзисторних привідних систем змінного струму, оскільки власні частоти коливань об'єкта керування знаходяться у смузі пропускання системи керування. Вирішенню цієї проблеми присвячені дослідження, що розглянуті у монографії.

Автор визнає за свій приємний обов'язок висловити щирі вдячність ректору Державного вищого навчального закладу “Національний гірничий університет”, акад. НАН України, д-ру техн. наук, проф. Г.Г. Півняку за постійну підтримку під час виконання досліджень, проректору з наукової роботи, член.-кор. НАН України, д-ру техн. наук, проф. О.С. Бешті за корисні консультації, а також завідувачу відділу стабілізованих джерел живлення Інституту електродинаміки член.-кор. НАН України, д-ру техн. наук, проф. І.В. Волкову, заступнику проректора з наукової роботи Національного університету “Львівська політехніка”, д-ру техн. наук, проф. А.О. Лозинському, проректору з наукової роботи Дніпродзержинського державного технічного університету, д-ру техн. наук, проф. В.О. Садовому за критичні зауваження, які сприяли покращенню якості досліджень.

## ВСТУП

Світова потреба і ціни на залізорудну сировину щорічно зростають. Це пов'язане з дефіцитом руди на зовнішньому ринку, який за оцінками фахівців почне ліквідуватися не раніше, ніж з 2017–2018 років. Залізної руди на світовому ринку на сьогодні не вистачає. Відповідно до світових цін очікується їх зростання і на внутрішньому ринку України [1–5].

Світові запаси залізної руди оцінюються за вмістом заліза і перевищують 213,42 млрд т. Підтверджено, що в основному запаси залізорудної сировини (більше 3 млрд т) зосереджено в 11 країнах: Росії, Австралії, США, Україні, Канаді, Бразилії, Китаї, Казахстані, Індії, ПАР, Швеції. Сумарна частина залізорудної сировини цих країн у світових підтверджених запасах становить 79,7% (170,1 млрд т). Основний обсяг видобутку залізорудної сировини (92,2% світової товарної продукції) також припадає на ці 11 країн і Венесуелу (табл.В.1).

Таблиця В.1

Світові запаси залізної руди, середній вміст заліза та видобуток товарних залізних руд

Країна	Загальні запаси, млн т	Підтверджені запаси, млн т	Частина у світовому обсязі, %	Вміст заліза, %	Добуто, млн т	Частина у світі, %
Росія	43075	29281	16,9	36	70,9	6,7
Австралія	32200	18000	10,4	64	157,1	14,9
Канада	26000	12000	6,9	40	37,3	3,5
США	25000	16000	9,3	24	63	6
Україна	19387	16836	9,7	35	53	5
Бразилія	17000	11000	6,4	58	188	17,8
Індія	12000	5400	3,1	61	69	6,6
ПАР	9300	4000	2,3	62	30,7	2,9
Китай	9000	9000	5,2	33	250	23,7
Казахстан	7392	5504	3,2	39	12,6	1,3
Швеція	4600	3000	1,7	53	21,9	2
Венесуела	4500	2000	1,2	60	18,7	1,8

В Україні базою залізорудної сировини, в основному, є Криворізький залізорудний басейн. Вона складається з АТ “Криворізький залізорудний комбінат” – з підземним видобутком 8 млн 357 тис. т на рік при балансових запасах близько 300 млн т; ВАТ “Суша балка” – з річним видобутком 3,5 млн т, при балансових запасах близько 220 млн т; шахтоуправління ВАТ “Криворіжсталь” – з річним підземним видобутком багатих залізних руд

1 млн 473 тис. т при балансових запасах 130,5 млн т; ЗАТ “Запорізький залізорудний комбінат” – з річним видобутком 4 млн т багатих залізних руд при балансових запасах 177 млн т.

Крім того, база залізорудної сировини складається ще й з шести гірничо-збагачувальних комбінатів, які видобувають бідні магнетитові кварцити відкритим способом, збагачуючи до 65% заліза. До них належать ВАТ «Інгулецький ГЗК» з річним видобутком магнетитових кварцитів 34,5 млн т і одержанням концентрату 13,7 млн т при балансових запасах магнетитових кварцитів на одному підприємстві більш ніж 1 млрд т; ВАТ «Південний ГЗК» – з річним видобутком руди приблизно 18 млн т і концентрату 8 млн т при балансових запасах 1 млрд 800 млн т; ГЗК ВАТ “Криворіжсталь” при балансових запасах 3,5 млрд т з річним видобутком 15,6 млн т, у концентраті – 6,8 млн т; ВАТ “Центральний ГЗК”, балансові запаси якого складають 370 млн т, з річним видобутком бідних магнетитових кварцитів більш ніж 12 млн т і виробництвом концентрату більш ніж 5 млн т; ВАТ “Північний ГЗК” – з річним виробництвом 21,5 млн т, концентрату 9,5 млн т та запасами приблизно 2 млрд т; ВАТ “Полтавський ГЗК” – з річним видобутком 23 млн т і виробництвом концентрату 7,5 млн т при балансових запасах 1 млрд 670 млн т.

Попереднє десятиліття характеризувалося спадом промислового виробництва України, у тому числі й у гірничій промисловості, що призвело до зниження темпів відновлення основних фондів і відповідно до зменшення попиту на машинобудівну продукцію й комплектуючі системи автоматизованого електропривода, оскільки гірничо-металургійні підприємства є найбільшими споживачами продукції металургії й машинобудування.

Відродження вітчизняної важкої промисловості відбувається й на відкритих гірничих розробках, де першочерговим, досить трудомістким і найбільш дорогим виробничим процесом є буріння підричних свердловин. Питома вага бурових робіт у загальній собівартості видобутку корисних копалин становить 30% і більше. Тому для виконання значного обсягу робіт з підготовки гірничої маси й видобутку корисних копалин у гірничо-видобувній промисловості треба в першу чергу зберегти парк гірничих машин шляхом модернізації техніки, а потім створити, освоїти й впровадити високопродуктивні бурові верстати. У зв'язку з цим питання вдосконалення техніки й технології буріння на відкритих розробках набувають важливого значення для гірничої промисловості України.

При різних способах проходки свердловин у гірських породах з коефіцієнтом міцності  $f=6-16$  за шкалою Протодьяконова в країнах ближнього й далекого зарубіжжя найбільш ефективним є спосіб шарошкового буріння. Створенням вітчизняних верстатів шарошкового буріння займаються колективи спеціальних конструкторських бюро інститутів при ВАТ “Новокраматорський машинобудівний завод”

(м.Краматорськ), ВАТ “КриворіжНІППрудмаш”, ООВ “Завод бурової техніки ДСД”, “Інженерна група Сотта” (м.Кривий Ріг) [ 6–8].

Верстати шарошкового буріння для підривних свердловин серійно виготовляють на Воронежському заводі гірничо-збагачувального обладнання ПО “Рудгормаш” (м.Вороніж, Росія).

Найбільшого розповсюдження на гірничих підприємствах на теперішній час набули верстати 2СБШ - 200 - 32 (2СБШ - 200), 2СБШ – 200 - 40 (2СБШ-200Н), 4СБШ- 200-40 (2СБШ-200МН), 3СБШ- 200-60 (3СБШ-200Н), СБШ-250) МНА-320 (СБШ-250МН) і СБШ- 250-55 (СБШ-250С); у дужках наведені колишні позначення моделей серійних верстатів, які перебувають в експлуатації на гірничих підприємствах України.

За рубежом створенням і виробництвом верстатів шарошкового буріння займаються фірми “Marion”, “ Bucyrus-Ire”, « Robin-Joys”, “ Ingersolle-Rend”, “Gardner-Denver” (США), “ Atlas-Cop со” (Швеція), “Hasher” (ФРН) та інші.

Численні спостереження за експлуатацією бурових верстатів, вивчення зауважень і пропозицій гірничих підприємств дозволило конструкторським бюро й інститутам разом із заводами–виробниками вдосконалити конструкцію верстатів, підвищити їх технічний рівень і збільшити продуктивність. Відмінна риса верстатів останніх поколінь – буріння вертикальних і похилих свердловин на глибину до 55–60 м, що дозволяє розширити сферу застосування найбільш економічної позатранспортної системи розробки із частковою перевалкою шару верхніх порід вибухом у внутрішні відвали. Комплекс конструктивних заходів, досягнутих у цей час при побудові бурових верстатів і спрямованих на збільшення продуктивності, підвищення технічного рівня, оснований на:

- використанні тиристорного електропривода в механізмах обертання з високою якістю механічних характеристик у всьому діапазоні регулювання;
- застосуванні на верстатах комплектних тиристорних пристроїв, модульному виконанні системи керування, побудованої на цифрових інтегральних мікросхемах і оснащеної пристроєм діагностування відмов, що забезпечує компактність, зручність обслуговування, мінімальні витрати часу на пошук і усунення несправностей.

Таким чином, для конструкції верстатів шарошкового буріння характерна складність і різноманітність механізмів, приводів і систем керування. Однак дотепер ще не вивчені важливі зміни в механізмах, приводах і системах керування буровими верстатами. Особливої уваги потребує автоматизація керування буровими верстатами, реалізація якої дозволить істотно підвищити технічний рівень і ефективність бурових робіт.

У цей час для знову розроблених і існуючих типів бурових верстатів, що застосовуються для буріння міцних порід, питання застосування об’єктно-орієнтованого автоматизованого приводу нового покоління вивчені недостатньо, а тому є актуальними, що пов’язано зі значною вартістю буропідривних робіт.

Подальший розвиток шарошкового способу буріння свердловин багато в чому визначається рівнем розвитку систем електропривода. Зараз на ринку України з'явився клас привідних систем з регульованими асинхронними двигунами, що живляться від автономних інверторів з повністю керованими ключами. Це дозволяє застосовувати економічно виправдані привідні системи на верстатах шарошкового буріння, що й було вперше зроблено в 2003 році в умовах ЦГЗК (Україна, м.Кривий Ріг).

Заміна тиристорного приводу постійного струму з помірною швидкодією на швидкодійний транзисторний привід змінного струму у механізмі обертання поставу на існуючих бурових верстатах, а також упровадження швидкодійного транзисторного приводу змінного струму в механізмах обертання, подачі і спуско-піднімальних операцій поставу у верстатах нового покоління характеризується підвищенням вібраційних навантажень на усі механічні вузли. Це веде до виділення потоку механічної енергії не тільки в зоні вибою, який спрямований на руйнування гірської породи, але і в конструктивних елементах верстата, що підвищує механічні навантаження, які втомлюють матеріал верстата і призводять до аварійних виходів із експлуатації механічних вузлів (як за правило, бурової щогли). Тому встановлення закономірностей впливу електромеханічних і гідромеханічних характеристик бурових верстатів на режими роботи електроприводів обертання, спуско-піднімальних операцій поставу, а також подальший розвиток на цій основі теорії удосконалення принципів роботи швидкодійних автоматизованих електроприводів кар'єрних бурових верстатів на теперішній час є актуальним завданням. Вирішення такою проблеми дозволяє отримати динамічну сумісність частотних характеристик привідних систем із характеристиками багатомасних механізмів з розподіленими і зосередженими параметрами зі змінними приєднаними масами, що забезпечують зосередження потоку механічної енергії у зоні вибою та енерго- і ресурсозбереження при бурінні підривних свердловин.

Значний досвід експлуатації шарошкових верстатів, теоретичні й експериментальні дослідження дозволили встановити, що правильно вибрані (раціональні) привідні системи сприяють підвищенню працездатності й зниженню вартості бурових робіт. Ефективна робота шарошкових верстатів у процесі буріння може бути досягнута тільки при відповідному функціонуванні привідних систем подачі й обертання поставу.

## Умовні позначення

АД	асинхронний двигун
АН	автономний інвертор напруги
АН-ШІМ	автономний інвертор напруги із широтно-імпульсною модуляцією
АІС	автономний інвертор струму
БВ	буровий верстат
БП	блок порівняння
В	випрямляч
ГД	гідродвигун
ГЗК	гірничо-збагачувальний комбінат
ГС	гідросистема
ДДЛ	додаткова динамічна ланка
СН	сенсор напруги
ДРФ	дробово-раціональна функція
СС	сенсор струму
ДС-АД	джерело струму – асинхронний двигун
СШ	сенсор швидкості
ЕГМП	електрогідромеханічний привод
ЕГМС	електрогідромеханічна система
ЕМП	електромеханічний привод
ЕМС	електромеханічна система
ЕРС	електрорушійна сила
ЗІ	задавач інтенсивності
ЗНПЗ	задавач номінального значення потокозчеплення
ЗЧ	задавач частоти обертання
КНВ	керований нереверсивний випрямляч
КПС	канатно-поліспастова система
ЛАЧХ	логарифмічна амплітудно-частотна характеристика
МС	міст силовий
МСЗ	міст силовий обмотки збудження
НК	нереверсивний напівкерований тиристорно-діодний міст
ОЗД	обмотка збудження двигуна
П1, П2	підсилювачі перший і другий
ПІ	пропорційно-інтегральна динамічна характеристика
ПІД	пропорційно-інтегрально-диференціальна динамічна характеристика
ПІІ <sup>2</sup>	пропорційно-інтегрально-двічі інтегральна динамічна характеристика



## Умовні позначення

---

ПІ <sup>2</sup>	пропорційно-двічі інтегральна динамічна характеристика
Р	реактор
РКС	релейно-контактна схема
РН	регулятор напруги
РПЗ	регулятор потокозчеплення
РС	регулятор струму
РС1	регулятор поперечної складової струму
РС2	регулятор поздовжньої складової струму
РЧО	регулятор частоти обертання вала двигуна
РШ	регулятор швидкості
СІФК	система імпульсно-фазового керування
СІФКЗ	система імпульсно-фазового керування збудника
СМП	силовий магнітний підсилювач
СПО	спуско-піднімальні операції
СПОП	спуско-піднімальні операції і подача
СКЗ	система керування збудженням
СКР	система керування реверсом
СКН	система керування напругою
ТВ	тривалість вмикання
ТП-Д	тиристорний перетворювач – двигун
ТС	Трансформатор струму
КВ	керований випрямляч
Ф	фільтр
ФП	функціональний перетворювач
ШНМ	штучна нейронна мережа
Я	якірне коло двигуна

## РОЗДІЛ 1

### СТАН І ШЛЯХИ ВДОСКОНАЛЕННЯ ПРИВІДНИХ СИСТЕМ БУРОВИХ ВЕРСТАТІВ ДЛЯ КАР'ЄРІВ УКРАЇНИ

При проведенні відкритих гірничих робіт буріння підричних свердловин – одна з основних трудомістких і дорогих операцій. До числа основних проблем відкритого способу видобутку корисних копалин відноситься фізичне і моральне старіння бурового устаткування [1–4]. Тому модернізація устаткування і створення нового покоління БВ є важливою науково-технічною проблемою, від вирішення якої залежить успішне функціонування гірничого виробництва у цілому.

Придбання бурової техніки у країнах найближчого зарубіжжя вимагає значних інвестицій і не забезпечить підвищення техніко-економічних показників гірничого виробництва, оскільки машинобудівна та електротехнічна промисловості країн ближнього зарубіжжя за останні п'ятнадцять-сімнадцять років зазнали найважчого періоду в їхньому існуванні, що негативно позначилося на розробці і виготовленню нової техніки.

Вітчизняними машинобудівними заводами створені верстати УСБШ-250А (працює на Полтавському ГЗК з 2004 р.) – аналог верстата СБШ-250МН-32 і принципово нові верстати, які розроблені ВАТ “Новокраматорський машинобудівний завод” (НКМЗ) спільно з інститутом “КриворіжНДПІ-рудмаш” , СБШ-250/270-32 (впроваджено на Інгулецькому ГЗК у 1999 р.) і СБШС-250Н (працює на Центральному ГЗК з 2003 р.) [5–7].

Порівняльна характеристика створених верстатів з існуючими, що випускаються серійно, наведена у табл.1.1, з якої видно, що за технічними параметрами верстати нового покоління відповідають середньому типу, а за енергооснащеністю – верстатам важкого типу. Це визначає їхню підвищену продуктивність.

Разом з удосконаленням механічної частини БВ необхідно модернізувати і приводну систему, що має відповідати досягнутому рівню у світовій електро-технічній промисловості. Тільки у цьому разі можливо створити конкурентоспроможну гірничу машину в цілому [8].

Починаючи з 1997 року колективами співробітників Інституту електроенергетики Національного гірничого університету і ТОВ "ОРКІС" ведуться науково-технічні розробки, спрямовані на створення енерго- і ресурсозберігаючих привідних систем для гірничих машин як нового покоління, так і тих, що знаходяться в експлуатації на ГЗК України.

У рамках проведеної роботи в процесі модернізації устаткування для верстатів шарошкового буріння СБШ-250МН-32, які експлуатуються на Центральному ГЗК впроваджені такі унікальні привідні системи змінного струму: тиристорний привід змінного струму із джерелом струму на модернізованому БВ (період експлуатації з 1998 по 2006 р.); транзисторні приводи змінного

струму з джерелом напруги на модернізованих верстатах (період експлуатації з 2005 р.); транзисторні привіди змінного струму з джерелом напруги (фірма "Triol Corporation", м. Москва) на унікальному верстаті СБШС-250Н (з 2003 р.).

Країнами дальнього зарубіжжя в БВ використовуються, як за правило, електрогідравлічні або дизель-гідравлічні приводні системи. За рубежем бурові верстати оберտального буріння випускаються фірмами Atlas Copco, Ingersoll-Rand, Bucyrus-Erie, Tamrock-Driltech, Harnischfeger P&H та іншими. Ними створені верстати оберտального буріння, що дозволяють використовувати не тільки шарошкові, але ріжучі долота, а також пневмоударники. Конструктивні рішення, які характерні для верстатів, що виготовляються фірми дальнього зарубіжжя, – це стійка тенденція гідрофікації основних приводів. До них відноситься гідрофікація приводів усіх систем верстата на основі використання єдиного первинного дизельного двигуна, що приводить у дію компресор і насосну станцію. Остання живить головні гідравлічні приводи верстата.

Верстати Atlas Copco, Tamrock, Reedrill та інших західних фірм у порівнянні зі СБШ-250МНА-32 більше продуктивні за рахунок застосування дизельного приводу, що робить їх незалежними від відключення енергії на кар'єрі й дає вигоду при переміщенні верстата з одного бурового блоку на інший. У той самий час витрати енергоносіїв на дизельних верстатах перевищують витрати на бурових станках СБШ-250МНА-32 майже у 6 разів.

У країнах ближнього зарубіжжя заводом УМГК-Рудгормаш (РФ) уперше впроваджено (2008 р.) у Хакасії комплексний частотний електропривід з використанням частотного перетворювача ATV 71 виробництва фірми Schneider Electric (Франція).

### **1.1. Привідні системи постійного струму**

На сьогодні накопичено досвід експлуатації привідних систем для шарошкових верстатів оберտального буріння, що широко використовуються на кар'єрах ГЗК України. Парк БВ, який залишився в експлуатації на ГЗК, укомплектований в основному верстатами типу СБШ-250МН-32 заводу "Рудгормаш" (м.Вороніж, РФ). На таких верстатах використовуються: привід обертання за системою тиристорний перетворювач–двигун (ТП-Д), гідравлічний серводвигун з поршнями приводу подачі, живлення яких здійснюється від шестеренного гідронасоса постійної продуктивності з асинхронним нерегульованим приводом. У гідросистему включений пропорційний регулятор витрат мастила.

Верстати оснащені уніфікованим тиристорним електроприводом за системою ТП–Д з реверсом струму в обмотці збудження двигуна (рис.1.1) [9]. Двигун обертання типу ДЭВ-808 потужністю 68 кВт. Нереверсивний перетворювач якірного кола виконаний на тиристорах із природним охолодженням за трифазною мостовою симетричною схемою випрямлення КНВ. Система регулювання – аналогова, з активною послідовною корекцією динамічних

Таблиця 1.1

Порівняльні характеристики бурових верстатів, які застосовані на відкритих гірничих роботах України

Параметри верстага	Технічні характеристики бурових верстатів						
	2СБШ-200Н	СБШ-250МН-32	СБШ-320	СБШ-250/270-32	СБШС-250Н	УСБШ-250А	
Виробник	РФ	РФ	РФ	Україна	Україна	Україна	
Діаметр долота, мм	214; 244	244; 269	320	250	250	250	
Глибина буріння, м	40	34	40	32	44	32	
Осьове навантаження, кН	245	294	588	300	350	300	
Кутова швидкість долота, рад/с	0-33	0-16	0-13,6	0-12	0-12	0-13	
Швидкість подачі, мм/с	21,7	15,0	16,7	15,0	16,0	15,0	
Потужність двигуна обертання поставу, кВт	50,0	50,75	100,0	90,0	90,0	90,0	
Продуктивність компресора, м <sup>3</sup> /с	0,416	0,416	0,833	0,416	0,533	0,416	
Сумарна потужність двигунів, кВт	282	386	712	420	545	390	
Вага верстага, т	50	65	110	68	79	69	

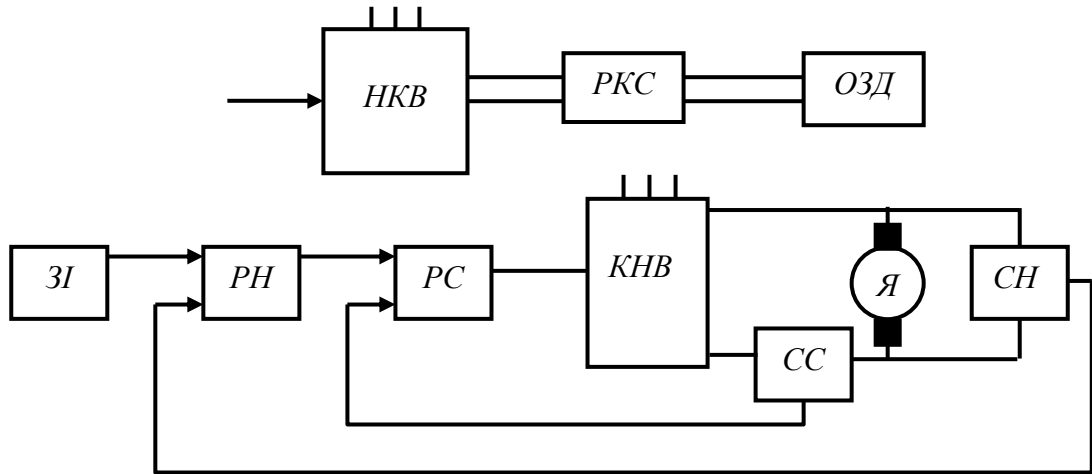


Рис.1.1. Функціональна схема уніфікованого тиристорного приводу постійного струму бурових верстатів СБШ-250МН-32 (розробник – Електроапаратний завод, м. Запоріжжя)

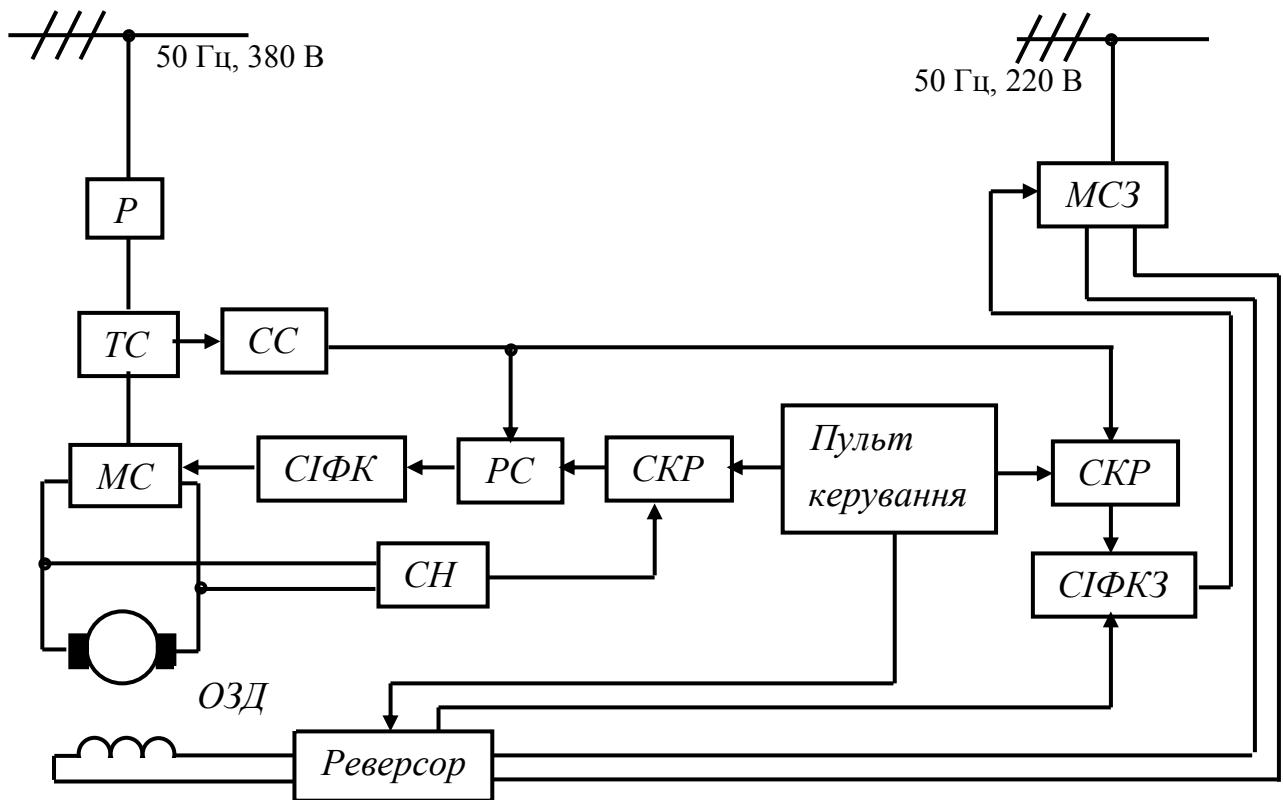


Рис.1.2. Функціональна схема тиристорного приводу постійного струму бурового верстата (розробник – НВО "Енергія", м. Москва)

параметрів приводу, яка одноразово інтегрує і містить два контури керування: зовнішній контур напруги і внутрішній контур струму. Обмотка збудження двигуна одержує живлення від нереверсивного напівкерованого тиристорно-

діодного моста НКВ. Реверс якірного струму виконується релейно-контакторною схемою Р. Система збудження дозволяє плавно змінювати напругу збудження від 20 до 100% максимального значення. Тиристорний електропривід обертання має жорсткі механічні характеристики з малим значенням статизму, що при бурінні гірських порід з міцністю, більшою 15 балів за шкалою Протодьяконова, призводить до прискореного зносу оснащення долота. Перехід на знижені частоти обертання з метою ресурсозбереження долота виконується оператором у ручному режимі. Номінальна частота обертання якоря електродвигуна – 126 1/с, а максимальна при ослабленому полі збудження – 174 1/с. Привід допускає двократне (із тривалістю до 10 с) перевантаження [10].

Більш удосконаленою є система керування приводом постійного струму механізму обертання БВ розробки НПО «Енергія» (рис.1.2). У цій системі підтримується постійна потужність двигуна в режимі буріння по міцних породах. Були отримані високі техніко-економічні результати в умовах експлуатації на Дніпровському кар'єрі Полтавського ГЗК. Система керування має цифрове регулювання із зовнішнім контуром контролю напруги. Регулятором струму є нелінійний адаптивний підсилювач з динамічною ПІ-характеристикою.

Силовий тиристорний міст МС приєднаний до трифазної мережі через реактор Р. Контакторний реверсивний міст використовується як реверсор. Регульоване джерело збудження працює як у режимі заданого струму збудження  $I_B$ , так і в режимі залежного регулювання, що визначається величиною струму якірного кола двигуна. Малі навантаження приводять до послаблення магнітного потоку збудження, тобто до збільшення швидкості двигуна при зменшенні струму якоря і, навпаки, до зменшення швидкості при збільшенні струму. При такому способі буріння механічна характеристика в зоні регулювання поля наближена до характеристики постійної потужності, тобто до характеристики гіперболічного вигляду, а це приє підвищенню стійкості долота [11–13].

Таким чином, при бурінні по міцних скельних породах, які характерні не тільки гірничо-геологічним умовам Полтавського ГЗК, але й умовам Криворізького басейну, на тиристорному приводі постійного струму експериментально випробуваний і отримав позитивні результати відносно стійкості долота режим регулювання з підтримкою постійної потужності приводу обертання в процесі руйнування гірничої породи шарошковым долотом. Недоліком системи приводу постійного струму з підтримкою потужності, що реалізовано, є робота з послабленим полем двигуна обертання поставу за умови номінального струму якоря, що негативно позначається на комутаційних процесах і знижує експлуатаційну надійність двигуна. Крім того, привід подачі оснащений нерегульованим асинхронним двигуном з можливістю керування тиском на постав шляхом дроселювання потоку мастила.

У 1999 р. на Інгулецькому ГЗК проводилися промислові випробування верстата нового покоління СБШ-250/270-32 розробленого ВАТ "НКМЗ" за

спільним з ВАТ "КриворіжНППрудмаш" проектом [14]. Верстат оснащено приводом обертання за системою ТП–Д постійного струму. Для спуско-піднімальних операцій поставу застосовано тиристорний привід постійного струму, що обертає гідронасос змінної продуктивності для забезпечення живлення гідродвигуна. Через редук-тор ГС створюється натяг у КПС. Таке конструктивне рішення дозволило відмовитися від гідроциліндрів подачі. Для операції буріння використано нерегульований АД з гідронасосом постійної продуктивності і пропорційним регулятором витрати мастила. Як привід ходу верстата застосовано гідравлічні двигуни, що при русі БВ одержують живлення від гідронасосів зі змінною продуктивністю. Під час промислових випробувань було встановлено, що через малий ресурс напрацювання на відмову гідропривід ходу обмежував працездатність усього верстата [15].

Істотний недолік у системах електропривода постійного струму бурового механізму – це наявність колекторів у двигунах, що при роботі в агресивному струмопровідному середовищі негативно позначається на міжремонтних термінах. Цього недоліку можливо уникнути, якщо впровадити асинхронні короткозамкнені двигуни у приводи кар'єрних БВ. Таке технічне рішення має відповідні переваги: двигуни постійного струму в порівнянні з асинхронними двигунами при однакових швидкостях і потужності у півтора – два рази важчі та у три рази дорожчі; момент інерції і відношення його до пускового моменту, що визначають швидкодію, у асинхронного двигуна в два – два з половиною рази менші, ніж у двигунів постійного струму, що збільшує швидкодію у нестационарних процесах.

## **1.2. Привідні системи змінного струму**

Широке застосування асинхронного частотно-регульованого електропривода обумовлено його високими техніко-економічними показниками та досягнутими значними успіхами у розвитку силової перетворювальної техніки та автоматичних засобів керування [16–20]. На сьогодні основним напрямом розвитку асинхронного регульованого електропривода є створення частотно-регульованого приводу на основі перетворювачів частоти з автономним інвертором струму (АІС) і напруги (АІН), а також з автономним інвертором напруги із широтно-імпульсною модуляцією (АІН-ШІМ).

Спостерігається інтенсивне впровадження частотно-керованих асинхронних двигунів із живленням від АІН-ШІМ і некерованим випрямлячем у загальнопромислового виконання. Такі привідні системи серійно поставляються на ринок України фірмами "ABB", "SCHNEIDER ELECTRIC", "HITACHI", "DANFOSS", "OMRON", "Triol Corporation" та ін.

Для підвищення експлуатаційної надійності приводу обертання в 1998 р. при модернізації верстата СБШ-250МН-32 на Центральному ГЗК (м. Кривий Ріг) замість тиристорного приводу постійного струму встановлено тиристорний привід змінного струму з перетворювачем частоти на основі інвертора

струму з прямою цифровою системою керування (рис.1.3), який успішно відпрацював без капітального ремонту до 2006 р.

Як привідний двигун використано спеціально розроблений унікальний АД типу АМРУ280М4БУ2 з більш ніж шестикратною перевантажувальною здатністю виробництва Ново-Каховського електромеханічного заводу. Двигун обертання має такі номінальні параметри: потужність 90 кВт, частота обертання 1480 об/хв при тривалості вмикання ТВ = 100 %. Тиристорний перетворювач частоти має регульований випрямляч напруги та інвертор струму з колом постійного струму, у яке ввімкнений дросель для згладжування пульсацій струму. Завданням на струм статора є вихідний сигнал функціонального перетворювача, в якому реалізується нелінійна залежність струму статора від частоти ковзання. У системі використовується контур з регулятором швидкості [21, 22]. Частота обертання ротора двигуна встановлюється спостерігачем. У привідній системі реалізовано частотно-струмовий принцип керування. Досвід експлуатації цієї привідної системи засвідчив її високу надійність, незважаючи на складну структуру перетворювача частоти.

З урахуванням проведених промислових досліджень розроблено і створено експериментальний буровий верстат СБШС-250Н, що був змонтований і уведений в експлуатацію на Центральному ГЗК (м. Кривий Ріг) у 2003 році. Верстат обладнано частотно-керованими транзисторними приводами змінного струму. Електропривід реалізовано на базі дволанкового перетворювача частоти на IGBT транзисторах (АІН-ШІМ). Частотно-керовані короткозамкнені АД встановлені у приводах: обертання поставу (АМРУ280М4БУ2, 1480 об/хв, 90 кВт); обертання гідронасоса змінної продуктивності для СПО і подачі поставу (4АМ225М4БУ2, 1470 об/хв, 55кВт); ходу верстата (4АМУ250М8БУ2 740 об/хв, 45 кВт). Для створення натягу поліспасти у період операцій буріння застосовано нерегульований привід (двигун мастилонасоса АМУ132М4У2 1500 об/хв, 7,5 кВт).

У перетворювачах частоти керовані вентиля силового каналу керування мають модульне виконання з безпотенційними (ізольованими) корпусами. У схемі автономного інвертора напруги використані інтелектуальні силові модулі, де разом із силовими транзисторними ключами задіяні інтегровані сенсори струму, напруги, температури, пристрої керування (драйвери) і захисту.

Для керування електроприводами використовується спеціальний сигнальний процесор (DSP), що дозволяє оптимізувати алгоритми ШІМ транзисторного АІН, а також здійснювати пряме цифрове векторне керування. Блоки електроніки ви-готовлені за технологіями, що застосовуються в авіаційній промисловості, і розраховані на високий рівень вібрацій та ударних навантажень.



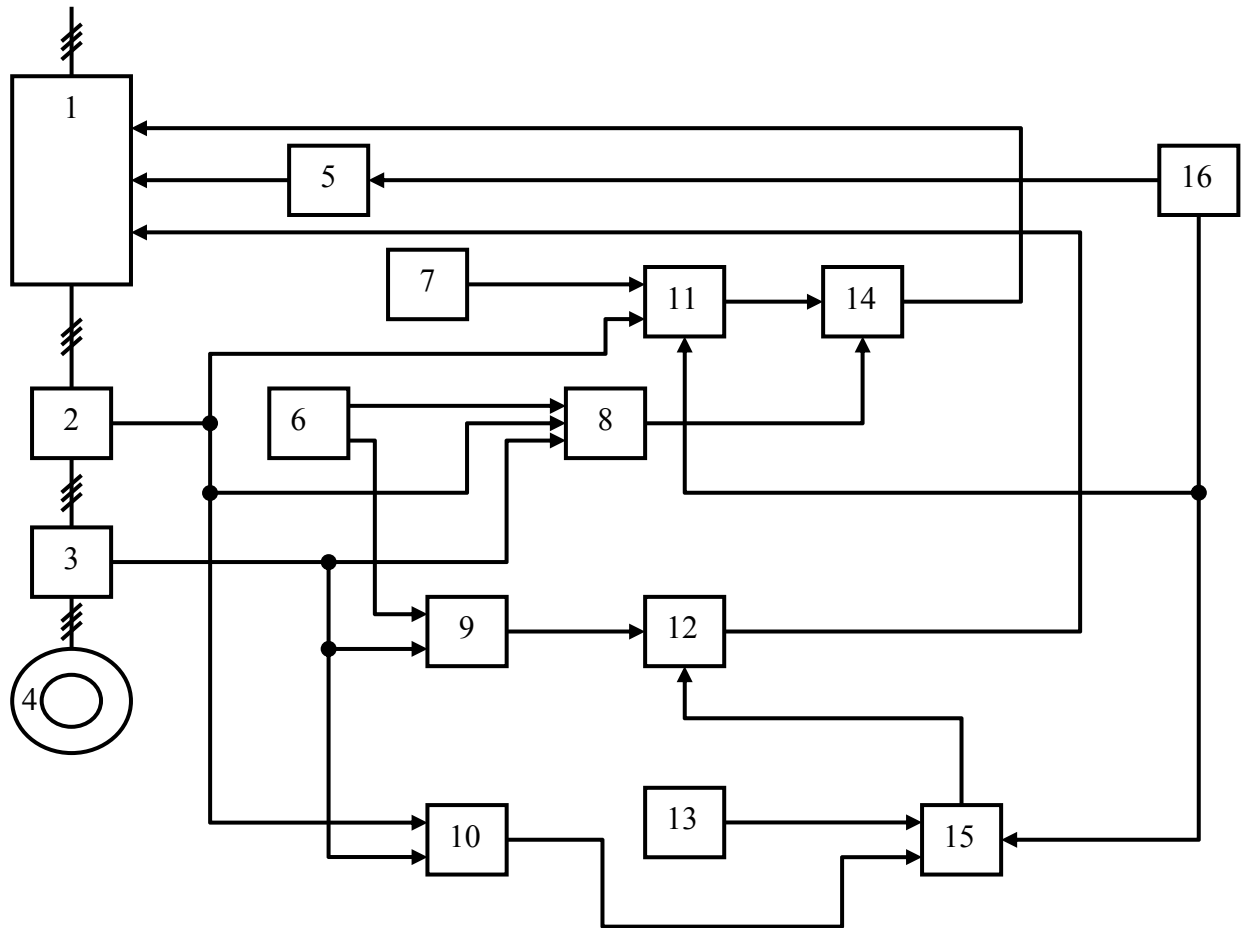


Рис.1.3. Функціональна схема тиристорного частотно-струмового приводу змінного струму обертання бурового поставу верстата СБШ-250МН-32 (Патент 42249А України, МКИ Е21В44/00. Електропривід бурового механізму / І.І.Епштейн, В.М.Ропало, В.С.Хілов та ін. – №2000127019. Заявлено 07.12.2000. Опуб. 15.10.2001. Бюл.№9, 2001)  
 Позначено: 1 – тиристорний перетворювач; 2 – сенсор струму; 3 – сенсор напруги; 4 – двигун; 5 – блок зміни ємностей; 6 – обчислювальний блок; 7 – задавач потоку; 8 – спостерігач потоку; 9 – спостерігач швидкості; 10 – блок обчислення електрорушійної сили; 11 – регулятор потоку; 12 – перший суматор; 13 – задавач швидкості; 14 – другий суматор; 15 – регулятор швидкості; 16 – блок керування режимами роботи приводу верстата (4АМУ250М8БУ2 740 об/хв, 45 кВт).

На БВ використано два комплекти силових транзисторних перетворювачів для керування чотирма двигунами. Залежно від технологічних операцій, які виконуються, до перетворювачів приєднуються два двигуни ходу верстата або двигуни обертання бурового поставу і гідронасоса змінної продуктивності для СПО і подачі поставу. Функціональна схема системи векторного керування [23 – 25] зображена на рис.1.4. Система має два канали керування: модулем вектора потокозчеплення ротора і кутовою частотою обертання ротора.

Для привідних систем обертання поставу, які модернізуються у результаті досліджень і випробувань в умовах Центрального ГЗК, було встановлено, що для кар'єрних БВ електропривід у загальнопромисловому виконанні не може забезпечити потрібного напруцювання на відмову і відповідних динамічних та статичних характеристик. Заводами-виробниками не випускаються об'єктно-орієнтовані електроприводи змінного струму для БВ. Зараз знайдено проміжне компромісне технічне рішення цієї проблеми для умов Центрального ГЗК – дороблення перетворювача частоти фірми "OMRON" до спеціального рівня, тобто до рівня з урахуванням специфічних факторів роботи бурових верстатів в умовах відкритих гірничих робіт.

У 2005 р. для приводу обертання поставу в умовах Центрального ГЗК застосовано частотний перетворювач із джерелом напруги фірми "OMRON", у якому використана схема транзисторного приводу змінного струму з векторним керуванням [26].

### **1.3. Вплив вібрацій поставу та режимних параметрів на процес буріння**

Процес буріння визначається великою кількістю параметрів, які можна поділити на керовані і некеровані. Керованими або режимними параметрами є частота обертання і осьовий тиск на постав [27 – 29]. Інші параметри, що визначають режим буріння, – міцність і категорія свердлування породи, умови виносу бурового дріб'язку, глибина свердловини, тріщинуватість порід, стан оснащення долота, наводненість вибою і багато інших, є некерованими, оскільки при ручному та автоматичному керуванні процесом буріння змінити їх неможливо. Некеровані параметри в процесі буріння змінюються, тому під час створення свердловини відбувається дрейф режимних параметрів роботи БВ [30, 31].

Буровий верстат має ряд обмежень: за керованими параметрами, за потужністю двигуна обертання, за вібростійкістю та інші. Ці обмеження визначають зону припустимих режимів буріння.

При дослідженні бурового процесу встановлено [32], що істотним фактором, який обмежує швидкість обертання і осьове навантаження на долото, є вібрація бурового поставу та усього верстата у цілому. Якщо швидкість обертання інструмента більша ніж 150 об/хв, то вібрація, як правило, перевищує припустимі норми. Наявність підвищених вібрацій при бурінні на існуючих типах верстатів засвідчило багато дослідників [33, 34].

Експлуатація верстата при високих вібраціях призводить до нестійкої її роботи, зменшення величини проходки на долото і збільшення аварій, що

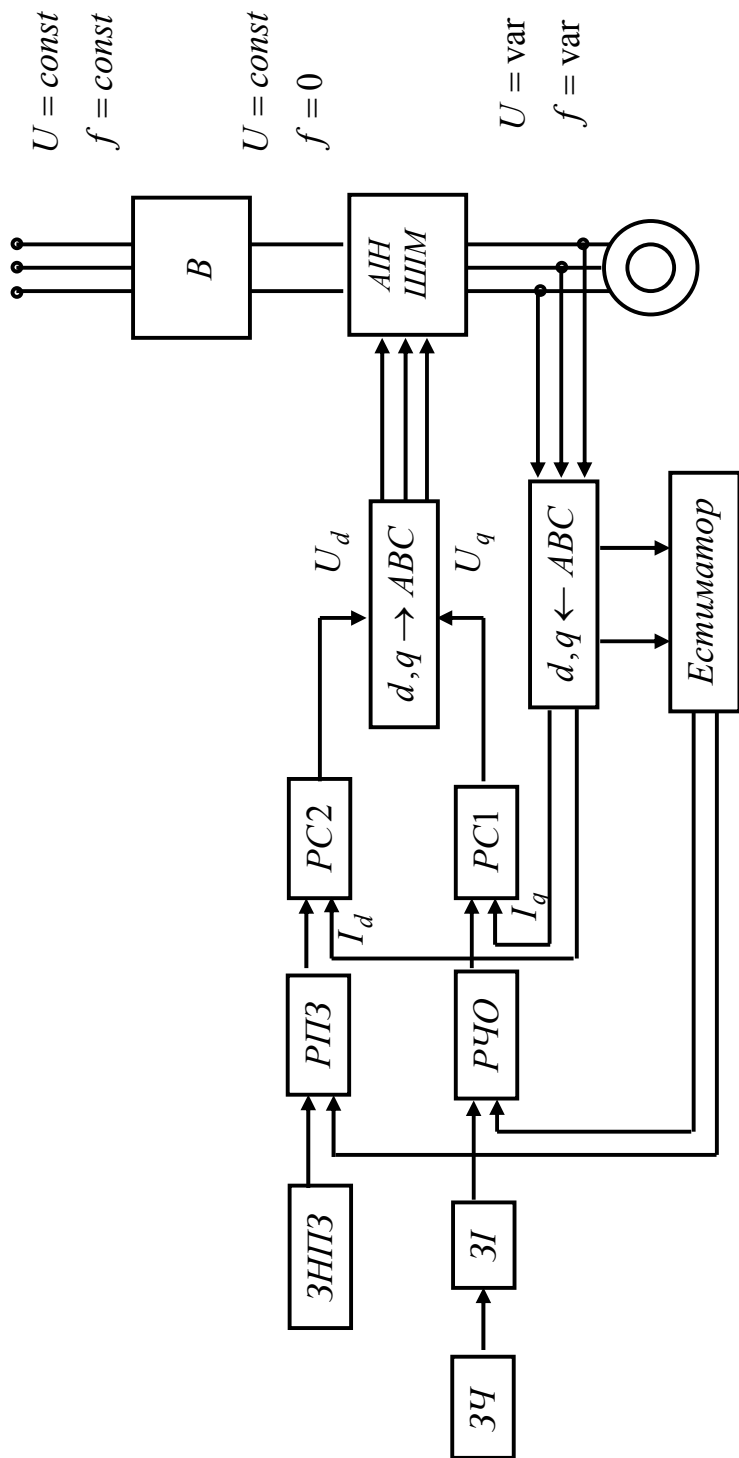


Рис. 1.4. Функціональна схема транзисторного приводу змінного струму з векторним керуванням для процесів обертання постоу, гідронасоса змінної продуктивності та ходу бурового верстага СБШС-250Н

викликає підвищення вартості буріння і зниження коефіцієнта використання верстата. Негативний вплив вібрацій на режимні параметри буріння потребує удосконалення систем регулювання шляхом уведення коригувальних ланок, що враховують вібраційні навантаження верстата.

Одна з таких систем, яка забезпечує регулювання режимів буріння з урахуванням вібрацій поставу, розроблена Науково-дослідним інститутом відкритих гірничих робіт (НДІВГР) для верстатів 2СБШ-2Н [35]. Система регулює швидкість обертання поставу, осьове зусилля на долото та має такі елементи: регулятор швидкості обертання бурового поставу, регулятор осьового зусилля, пристрій захисту за максимально припустимим струмом якоря двигуна обертання, пристрій захисту від осьових вібрацій поставу і пристрій захисту від зашламовування свердловини. Автоматичне регулювання осьового зусилля виконується безупинно у процесі буріння, причому електричний сигнал, що надходить з виходу сенсора швидкості буріння, піддається нелінійному перетворенню і потім надходить на вхід регулятора осьового зусилля. Промислові випробування цих систем регулювання засвідчили, що продуктивність верстатів збільшується, а собівартість проходки зменшується на 10 – 15%.

У роботах В.Е. Мусарського [36, 37] наведені експериментально отримані дані режимних параметрів у процесі буріння верстатом СБШ-250М. Аналіз виявив, що залежності механічної швидкості буріння і потужності двигуна обертання у функції режимних параметрів для гірничо-геологічних умов Криворізького басейну не мають екстремумів і монотонно зростають зі збільшенням частоти обертання долота та осьового навантаження (рис.1.5–1.8). У діапазоні зміни частоти обертання від 80 до 110 об/хв знаходиться максимальне значення моменту опору.

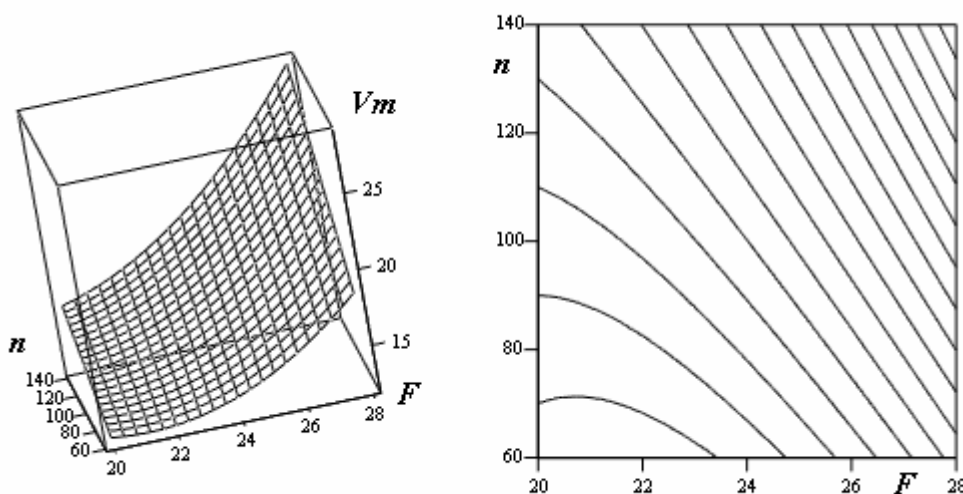


Рис.1.5. Залежність механічної швидкості буріння від режимних параметрів ( $V_m$ , м/с;  $F$ , т;  $n$ , об/хв)

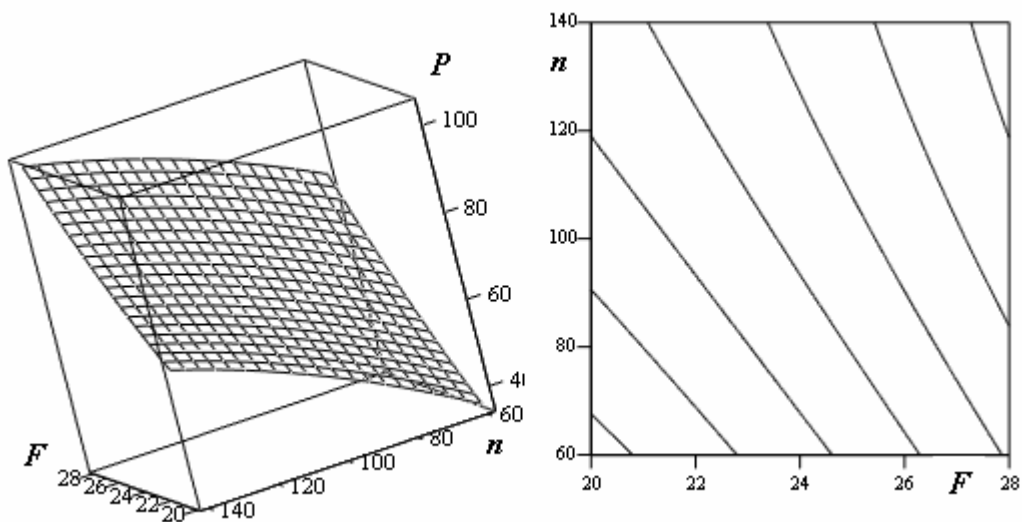


Рис.1.6. Залежність потужності, яка споживається двигуном обертання, від режимних параметрів ( $P$ , кВт;  $F$ , т;  $n$ , об/хв)

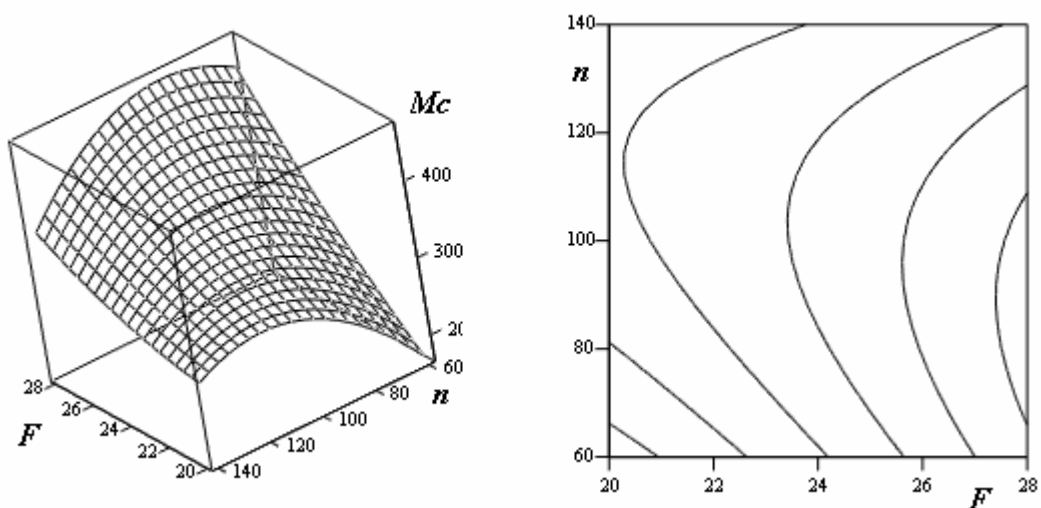


Рис.1.7. Залежність моменту опору на долоті від режимних параметрів ( $M_c$ , кгм;  $F$ , т;  $n$ , об/хв)

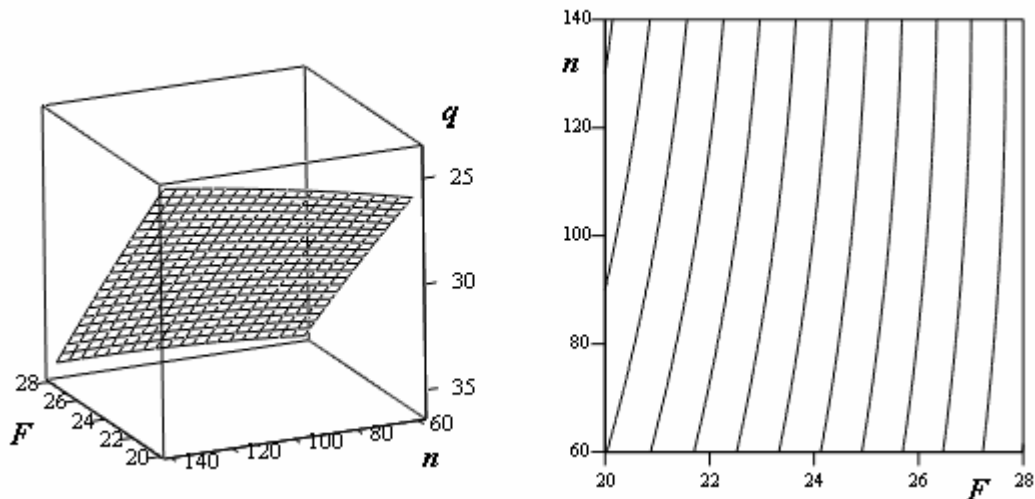


Рис.1.8. Залежність питомої енергоємності буріння від режимних параметрів ( $q$ , кВт·г/м;  $F$ , т;  $n$ , об/хв)

Аналізуючи чутливість механічної швидкості буріння до зміни режимних параметрів, у роботі [36] зроблено висновок, що осьовий тиск має більшу ступінь впливу на механічну швидкість, ніж частота обертання долота.

Таким чином, на базі експериментального визначення показників процесу буріння можна зробити висновок, що для існуючих БВ досягнути екстремального регулювання показників неможливо, як це запропоновано у роботі [38].

Під оптимальним регулюванням процесу буріння розуміємо регулювання, яке спрямоване на досягнення максимально можливої продуктивності, тобто максимально можливої механічної швидкості буріння з урахуванням вібраційних обмежень. Таке ведення процесу руйнування гірської породи забезпечить найкращі техніко-економічні показники роботи БВ. Зі зростанням значень режимних параметрів пропорційно збільшується механічна швидкість буріння. Однак при цьому одночасно зростають низькочастотні динамічні навантаження і вібрація верстата.

Експериментально встановлено [36], що регулювати рівень вібрації верстата зміною осьового тиску нераціонально. Обмеження вібрації верстата зменшенням величини осьового тиску призводить до зниження лінійної швидкості проходки свердловини. У той самий час швидкість буріння у більшій мірі залежить від зміни осьового тиску, ніж від швидкості обертання долота. І, навпаки, динамічні навантаження і вібрація верстата у більшій мірі визначаються швидкістю обертання долота, ніж осьовим тиском. Тому вібрації поставу доцільніше регулювати зміною частоти обертання долота. Швидкість обертання поставу повинна підтримуватися максимальною щодо припустимого рівня низько частотних динамічних навантажень (вібрацій).

У роботах Б.Н. Кутузова [39–40] пропонується регулювати процес буріння зміною частоти обертання долота за рівнем вібрації верстата при забезпеченні постійного максимального осьового тиску. Величина осьового тиску має визначатися властивостями порід, що буряться, а швидкість обертання долота змінюватися відповідно за рівнем вібрації.

Використання величини вібрації вузлів верстата як параметра керування його роботою має ряд істотних недоліків. Величина вібрації окремих елементів конструкції БВ залежать не тільки від вібрації бурового постапу, а також і від автоколивань механічної системи. Останні для кожного елемента конструкції мають різні параметри і умови виникнення, що залежать від жорсткості, маси, місця розташування вузла конструкції та інше. Основним джерелом низькочастотних вібрацій і динамічних навантажень, що знижують довговічність вузлів верстата та шарошкового долота, є вібрації бурового постапу. Прояви цих вібрацій через накладення вібрацій від власних коливаний при тих самих гірничо-геологічних умовах і режимах буріння для окремих вузлів верстата будуть різними, а тому і не мають загальних закономірностей.

Експериментальні дослідження низькочастотних динамічних навантажень виявили [41], що динамічні навантаження бурового постапу (верстата) і крутильний момент на долоті мають однаковий характер у часі. Також встановлено, що динамічні навантаження змінюються за періодичним законом з частотою в межах від 3 до 6 Гц пропорційно частоті обертання долота. У цьому випадку колювання струму двигуна обертання обумовлені вимушеними колюваннями у стаціонарній динамічній системі і мають ті самі кутові частоти, що і збурення, але відрізняються за амплітудою і фазою. Тому як достовірний (непрямий) параметр, що дозволяє оцінювати рівень низькочастотних динамічних навантажень, у роботі [42] рекомендується використати низькочастотну змінну складову струму двигуна обертання.

Регулювання за непрямим параметром динамічного навантаження, яким є струм двигуна обертання, дозволило створити систему регулювання, вхідний сигнал якої найбільш точно відтворює характер вібрацій бурового постапу. Вібрації БВ приглушуються шляхом уведення нелінійного контуру керування у привід обертання із силовим магнітним підсилювачем. Система (рис.1.9) була випробувана на експериментальному верстаті СБШ-250М в умовах Південного ГЗК (м. Кривий Ріг, 1971 р.) і дозволила підвищити проходку на долото у середньому на 4%.

Система обмежень вібрацій БВ містить [36]:

– фільтр  $\Phi$ , що служить для виділення змінної низькочастотної складової струму двигуна. Вхідний сигнал на фільтр  $\Phi$  надходить від шунта, що ввімкнений у якірне коло двигуна  $D$ ;

– підсилювач змінного струму  $П1$ , що служить для підсилення вихідного сигналу фільтра  $\Phi$ ;

– двопівперіодний випрямляч  $B$ , що здійснює випрямлення вихідного сигналу підсилювача  $П1$ ;

– блок порівняння  $БП$ , у якому відбувається порівняння сигналу з виходу випрямляча  $B$ , пропорційного амплітуді змінної складової струму двигуна, з припустимим значенням;

– блок інтегратора  $I$ , що інтегрує сигнал неузгодженості;

– балансовий підсилювач постійного струму  $П2$ , що здійснює підсилення вихідного сигналу інтегратора  $I$ .

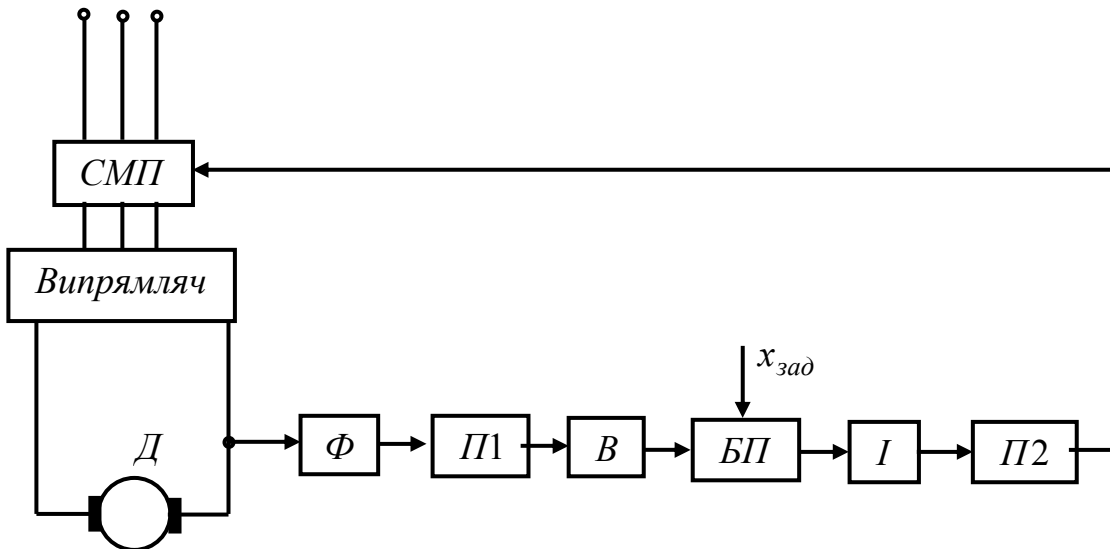


Рис.1.9. Функціональна схема системи автоматичного обмеження вібрацій у буровому поставі

#### 1.4. Системи автоматичного керування режимами буріння

Перші верстати шарошкового буріння БВШ-1М, БВШ-2М мали систему автоматичного керування, що розроблена науковцями ГПРовуглеавтоматизації (ГУА) у 1959–1961 рр. (рис.1.10). У цій системі залежно від міцності порід, які буряться, змінювалися швидкість обертання поставу та осьове зусилля на вибій. Міцність породи визначалася за величиною крутного моменту на двигуні обертання. Привід реалізований на базі системи генератор–двигун ( $G-D$ ) з електромашинним підсилювачем. Система містить у каналі обертання поставу електромашинний підсилювач  $EMPI$ , генератор  $G$  і двигун  $D$  постійного струму, а в каналі подачі – канатно-поліспастову систему подачі  $СП$ , гідравлічний дросель  $ДГ$ , гідросистему  $ГС$ , виконавчий серводвигун  $СД$  і електромашинний підсилювач  $EMPI2$ .

Канал керування частотою обертання долота (схема  $EMPI-G-D$ ) працює таким чином. На одну з обмоток керування  $EMPI$  подається сигнал задання, а на іншу обмотку зі сенсора витрати мастила надходить додатний сигнал, пропорційний лінійній швидкості подачі та який є додатковим сигналом задання. Ці сигнали на вході  $EMPI$  складаються, тому зі збільшенням лінійної швидкості подачі поставу зростає частота обертання двигуна. При зменшенні швидкості подачі відповідно зменшується і частота обертання двигуна  $D$ . У наступній модифікації уведений від’ємний зворотний зв’язок за напругою якоря двигуна.

Керування осьовим зусиллям здійснюється за допомогою астатичної системи стабілізації струму двигуна обертання  $D$ . Якщо струм не відповідає заданому, то на виході  $EMPI2$  з’являється підсилений сигнал неузгодженості між сигналом задання на подачу поставу і сигналом з виходу сенсора струму.



Серводвигун  $СД$  діє на гідроосель  $ДГ$ , змінюючи тиск мастила і зусилля подачі до моменту зрівняння заданого і фактичного струмів двигуна  $Д$ .

Відповідно до основної ідеології розроблика канал осьового зусилля має збільшувати тиск на постав при зростанні міцності порід. Однак досвід експлуатації системи та її теоретичне дослідження виявили, що вона втрачає працездатність при бурінні у перемежованих за міцністю породах унаслідок некоректних задання величин тиску на постав і частоти його обертання, коли система входить у режим автоколивання із зупинками двигуна обертання. У роботі [43] доведено, що система структурно нестійка, оскільки має два послідовно з'єднаних інтегруючих кола у системі керування.

Математичні дослідження моделі системи керування [44] засвідчили, що основний її недолік полягає у стабілізації струму двигуна за рахунок зміни осьового зусилля і що при бурінні міцних порід з підвищеним моментом опору на долоті встановлюється мале осьове зусилля. Принципова схема і конструктивні особливості системи розглянуті у роботах [42, 43].

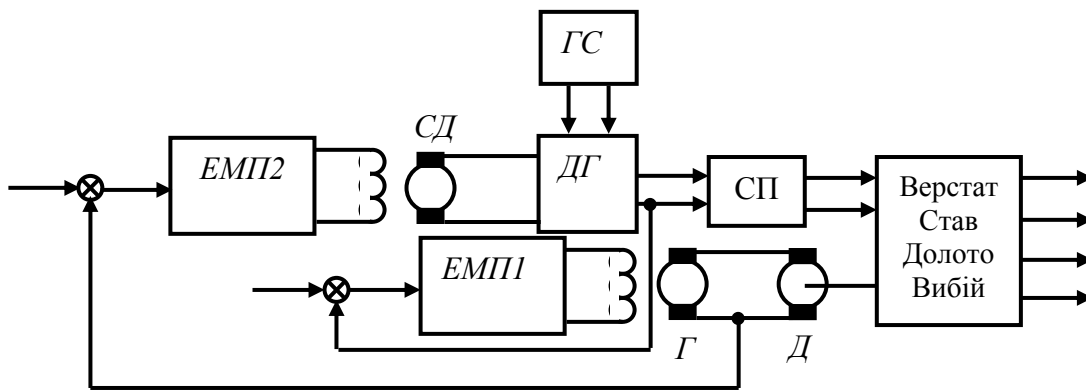


Рис.1.10. Функціональна схема системи регулювання процесу буріння, що розроблена науковцями інституту ГУА

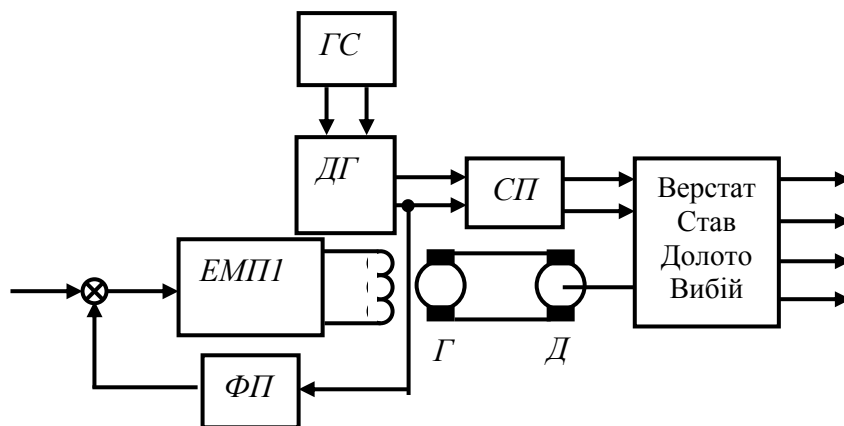


Рис.1.11. Функціональна схема системи регулювання процесу буріння, що розроблена науковцями Челябінського політехнічного інституту

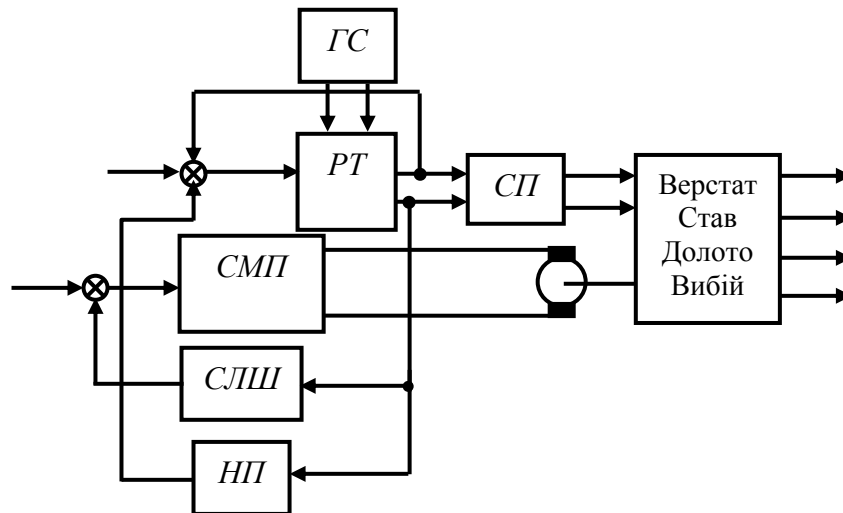


Рис.1.12. Функціональна схема системи регулювання процесу буріння «Режим-2НМ»

Ідея автоматизації процесу буріння набула подальшого розвитку в системі, що розроблена у Челябінському політехнічному інституті (ЧПІ). Результати теоретичних та експериментальних досліджень системи наведені у роботах [47–49]. Канал саморегулювання осьового навантаження складається (рис.1.12) з гідродроселя *ДГ*, пристрою ручного керування подачею, гідросистеми *ГС* і системи подачі *СП*. Ця система автоматичного регулювання відрізняється тим, що осьове зусилля на вибій регулювалося за рахунок природної зміни гідравлічного опору в зливній магістралі, що побічно враховує буримість порід.

Канал керування частотою обертання, розроблений науковцями ЧПІ, відрізняється від системи, яка запропонована в інституті ГУА. Мається функціональний перетворювач *ФП*, на вхід якого подається сигнал з виходу сенсора осьового зусилля (або з виходу сенсора тиску), а з виходу знімається сигнал, що додатково впливає на сигнал задання. У загальному випадку *ФП* виконує нелінійне перетворення, причому зі зростанням тиску на постав сигнал на виході зменшується.

Система «Режим-2НМ» розроблена Північно-Кавказькою філією Всесоюзного науково-дослідного інституту кольорметавтоматики (ВНДКІ) і Науково-дослідним інститутом відкритих гірничих робіт (НДІВГР). У канал керування осьовим зусиллям (рис. 1.12) входять регулятор тиску *РТ*, підсилювач і сенсор тиску *СТ*, що утворюють замкнений контур регулювання тиску в циліндрах подачі. Сигналами каналу, що задаються, є сигнал ручного встановлення і сигнал, зворотно пропорційний швидкості лінійного переміщення поставу, які подаються на вхід *РТ*. Сигнал на виході *НП* утворюється шляхом нелінійного перетворення сигналу лінійної швидкості переміщення поставу, що знімається з виходу сенсора швидкості подачі. У результаті осьове зусилля змінюється за гіперболічною залежністю. Канал керування частотою обертання поставу складається з двигуна постійного струму і силового магнітного підсилювача *СМП*. Сигнали, що задаються: один подає оператор буріння на

вхід *СМП*, а другий є додатним зворотнім зв'язком з виходу сенсора лінійної швидкості пересування поставу *СЛШ*. Внаслідок цього частота обертання долота змінюється пропорційно швидкості подачі.

У роботі [30] як параметр регулювання процесу буріння пропонується використати поточне значення вартості проходки одного метра свердловини. Значення режимних параметрів (частоти обертання долота і осьового тиску на постав) рекомендується вибирати такими, які при даних гірничо-геологічних умовах мінімізують величину загальних витрат на метр проходки. Використовуючи цей критерій, було запропоновано кілька типів екстремальних регуляторів режимів буріння [48]. Величина загальних витрат на метр проходки визначалася за результатами експериментальних досліджень, проведених для конкретних гірничо-геологічних умов. Стійкість шарошкових доліт розглядалася як функція режимних параметрів і оцінювалася як деяке усереднене значення, що для практичного використання є недостатнім. При значних варіаціях величини стійкості долота мінімуму загальних витрат на метр проходки відповідають не визначені величини завдання тиску і частоти обертання долота, а відповідний діапазон зміни режимних параметрів.

Описані системи екстремального керування процесом буріння промислового застосування у Криворізькому басейні не набули, оскільки закладені в них ідеї, при експериментальній перевірці на кар'єрах гірничо-збагачувальних комбінатів Криворіжжя, не підтвердилися, рис.1.5 – 1.8. З аналізу розглянутих систем керування виходить, що, незважаючи на велику кількість розробок в області автоматичного регулювання режимів буріння кар'єрних шарошкових верстатів, на теперішній час як у нас в країні, так і за рубежом, надійних і працездатних систем ще не створено.

Тому при розробці способу керування приводами подачі й обертання поставу в процесі шарошкового буріння виходимо з висунутого в Інституті електродинаміки НАН України і частково експериментально апробованого на Полтавському ГЗК способу керування з контролюванням потужності двигуна обертання поставу, що сприяє збільшенню стійкості долота і зниженню собівартості буропідричних робіт. У способі керування процесом буріння необхідно враховувати накладені обмеження на параметри вібрації поставу та усього БВ.

### **1.5. Спосіб керування приводами подачі та обертання поставу в процесі шарошкового буріння**

Створені ВАТ “НКМЗ” БВ СБШС-250Н та СБШ-250/270-32 обладнані двома регульованими системами обертання поставу і СПО, у яких використані сучасні цифрові приводи постійного і змінного струмів. Такі електромеханічні системи є цілком керованими і розширюють можливості автоматизації процесу буріння, дозволяють враховувати технологічні особливості роботи шарошкового верстата, чого неможливо було досягти при використанні нерегульованих приводів подачі поставу у верстатах СБШ-250МН-32.

Регулювання характеристик приводів обертання і подачі слід виконувати відповідно до міцності порід. Тому технологічні параметри буріння мають змінюватися за такими залежностями [30]:

$$G = G_0 + a \cdot f; \quad n = n_0 + b/f; \quad V_M = V_0 + c/f,$$

де  $G, n, V_M, G_0, n_0, V_0$  – поточне і початкове осьове зусилля, частота обертання і механічна швидкість буріння;  $a, b, c$  – постійні коефіцієнти, що залежать від характеристик порід, які буряться, типу долота та ін.;  $f$  – міцність породи, яка буриться, за шкалою Протодьяконова.

Графічна інтерпретація наведених рівнянь має вигляд залежностей (рис.1.13), що визначають закон керування під час розбурювання перемежованих за міцністю гірських порід: чим міцніше порода, тим меншою має бути частота обертання шарошкового долота і тим більшим осьове зусилля на постав. Цей алгоритм роботи реалізується оператором у ручному режимі керування. Міцність породи не піддається прямому виміру, тому буровий майстер оцінює її за моментом опору на шарощі. Буріння ведеться за усередненими даними, оскільки оператор не в змозі опрацювати поточні значення зміни міцності породи.

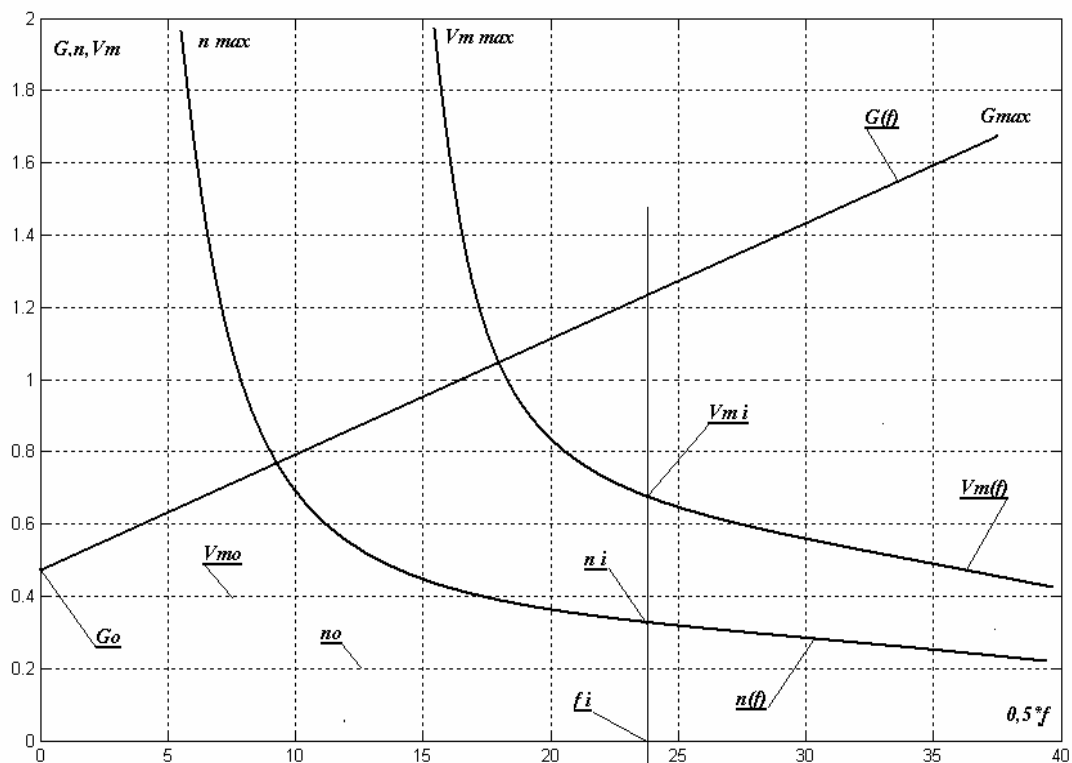


Рис.1.13. Криві керування режимами буріння залежно від міцності порід

В основі запропонованого способу керування приводними системами подачі й обертання лежить завдання збільшення стійкості долота за рахунок удосконалення способу керування процесом буріння шляхом формування “жорстких” механічних характеристик приводу обертання при бурінні у м'яких і зруйнованих породах і “м'яких” механічних характеристик при бурінні у

міцних незруйнованих породах. При бурінні перемезованих за фізико-механічними властивостями гірських порід автоматичний перехід від одного режиму роботи привідної системи до іншого дозволить збільшити стійкість долота.

Поставлене завдання вирішується шляхом розподілу режимів роботи привідних систем БВ відповідно до міцності породи, яка руйнується, що забезпечує раціональне навантаження на долото.

Крім того, у способі керування процесом буріння враховуємо можливість обмеження виникаючих вібраційних коливань бурового постапу, що збуджують автоколивання в електромеханічній системі. У разі збігу власних і вимушених частот виникають аварійні резонансні явища у верстаті. Зі збільшенням потужності, що витрачається на руйнування породи, при постійному моменті опору руйнування зростають частота обертання постапу та його вібраційні коливання. Тому у запропонованому способі керування вібраційні коливання обмежуються шляхом впливу на задану потужність руйнування: при збільшенні вібраційних коливань потужність, що витрачається на руйнування породи, має зменшуватися.

Буріння твердих незруйнованих тріщинуватих гірських порід здійснюється зі значними піковими моментами опору на долоті. Величина моменту опору може перевищувати максимально можливе значення крутного моменту приводу обертання, що призводить до “прихоплення” долота на вибої. Оскільки момент опору залежить від осьового тиску, то при його перевищенні у процесі буріння межу заданих значень слід зменшувати до припустимої величини шляхом регулювання тиску на долото. Чим менший тиск на долото, тим менший момент опору.

Якщо поточне значення потужності, яке необхідне для руйнування породи, менше заданого, то буріння ведеться по неенергоємних гірських породах – зруйнованих чи м'яких. У цьому разі раціонально бурити у режимі з підтримкою постійної швидкості обертання і регулювати тиск на долото. При такому режимі буріння слід обмежувати лінійну швидкість переміщення долота для усунення динамічних ударів шарошок при переході з більшою міцністю породи.

При переході долота у більш міцні чи незруйновані породи зростає потужність, що необхідна для розбурювання гірського масиву. У цьому режимі руйнування гірської породи. Тому для підтримки більшої стійкості оснащення долота необхідно переходити до режиму буріння при постійному тиску на долото і регулювати його частоту обертання. Для покращення умов експлуатації долота в цьому режимі керування слід підтримувати постійний потік потужності у зоні вибою, тобто зі збільшенням моменту опору на долото його частота обертання має відповідно зменшуватися.

На рис.1.14 наведена статична механічна характеристика, що реалізується на долоті при даному способі керування привідними системами подачі і обертання постапу ( $\omega$  – частота обертання долота,  $M_c$  – момент опору).

При бурінні долотом зруйнованих або м'яких (неенергоємних) пород потрібна невелика потужність на руйнування. У такому режимі буріння раціонально обмежувати частоту обертання долота на максимально заданому рівні і контролювати осьове зусилля на долото таким чином, щоб лінійна швидкість переміщення долота не перевищувала максимально заданого значення (ділянка 1–3 на механічній характеристиці). Зі збільшенням осьового тиску потужність, що необхідна для руйнування породи, і статичний момент на долото зростають.

При переході долота у незруйновані міцні породи зростає споживана приводом обертання потужність, тобто буріння здійснюється у енергоємних породах. Продуктивність БВ при цьому обмежується його енергооснащеністю. Верстат переходить працювати на ділянку механічної характеристики 3–4 (рис.1.14), на якій керування енергоресурсами верстата відбувається з підтримкою постійного потоку потужності, необхідної для руйнування породи. При такому режимі буріння зі збільшенням міцності породи, що буриться, зростає статичний момент опору на долото і зменшується його частота обертання. Лінійна швидкість переміщення долота буде непостійною і залежить від фізико-механічних властивостей породи, що буриться. На ділянці механічної характеристики 3–4 осьовий тиск на долото підтримується постійним.

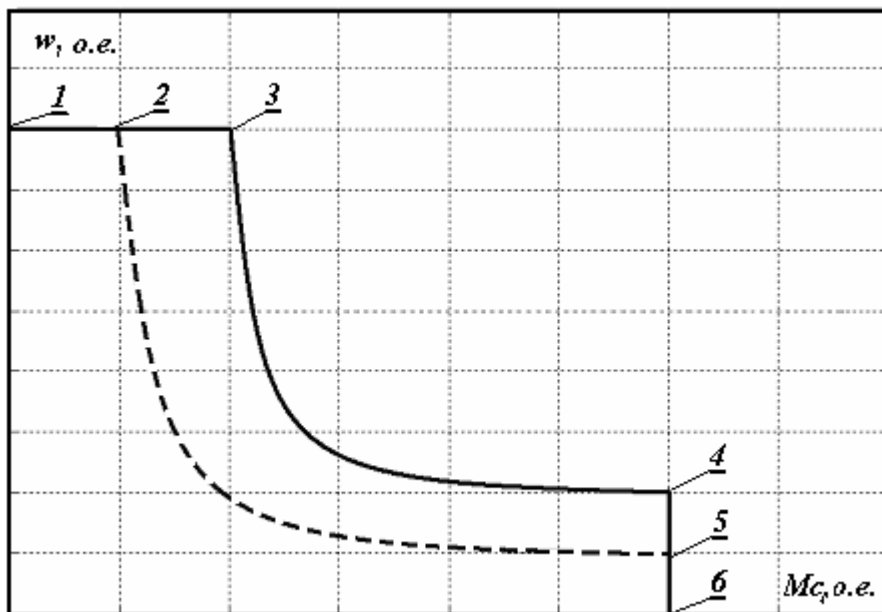


Рис.1.14. Статична механічна характеристика привідної системи

Перехід на ділянку механічної характеристики 4 – 6 відбувається при “прихопленні” долота у тріщинуватих породах і бурінні міцних порід з великими осьовими тисками. У цьому режимі роботи виникають статичні моменти на долото, що перевищують за значеннями межу припустимого крутного моменту привідної системи. При цьому необхідно знижувати осьове зусилля на долото, що призведе до зменшення статичного моменту і його стабілізації на припустимому постійному рівні.

На ділянці механічної характеристики 4 – 6 підтримуються постійними: статичний момент, потік потужності руйнування породи. Усунення вібраційних коливань при бурінні досягається шляхом зменшення заданої потужності руйнування. Статичні характеристики для режиму роботи зі зниженою потужністю руйнування на рис.1.14 зображені пунктиром (ділянка 1–2–5–6).

Істотним питанням при розробці системи керування приводом обертання – вибір способу керування. Відомі способи керування, що підтримують на постійному рівні один із параметрів: частоту обертання поставу, момент опору на долоті, лінійну швидкість переміщення поставу, осьовий тиск на став, потужність, що споживається приводом обертання. Виходячи з енергетичного критерію стійкості долота, вибираємо найбільш раціональний спосіб керування приводом обертання поставу верстата шарошкового буріння.

Робота бурового верстата характеризується перетворенням електромагнітної енергії, що надходить від системи електропостачання, у механічну енергію, яка виділяється у вигляді непродуктивних втрат і перетворюється у корисну роботу, що йде на руйнування гірської породи та транспортування бурового дріб'язку до устя свердловини. Потoki енергії формуються та спрямовуються по каналах: осьове зусилля – потужність лінійного переміщення поставу; частота обертання – потужність руйнування породи; тиск і витрата стисненого повітря – потужність винесення бурового дріб'язку (шламу). У кожному каналі є індивідуальний перетворювач виду енергії, це: регульований електрогідро-механічний привід подачі бурового снаряда; регульований електромеханічний привід обертання шарошкового долота; нерегульований електромеханічний привід компресора для видалення бурового дріб'язку з поверхні вибою свердловини.

Енергетичні потоки спрямовані на поверхню вибою, причому осьове зусилля прагне зім'яти поверхню, створюючи напружений стан у гірському масиві; енергія обертання витрачається на проникнення штирів у поверхневий шар вибою, руйнування породи та її подрібнення, яка потім потоком повітря вноситься до устя свердловини.

Процес буріння відбувається за двома взаємовиключними напрямками: найбільшій кількості пробурених свердловин за найменший час роботи; найменшій спрацьованості бурового інструмента (штанг і доліт) у процесі буріння.

Найбільше спрацьовується шарошкове долото: його оснащення й опори. При роботі долото сприймає великі статичні й динамічні навантаження, а також піддається інтенсивному руйнуванню від утомленості матеріалу й абразивному зношуванню. Потік енергії обертання спрямований не тільки на руйнування породи, але й на руйнування самого долота.

Штирі шарошки отримують ударне циклічне навантаження, що призводить до накопичення енергії руйнування від стомлення матеріалу оснащення й опор долота. Проникнення штиря в шар гірської маси відбувається у разі удару, при цьому запасена кінетична енергія обертання поставу перетворюється у потенційну енергію руйнування породи. Створюється напружений

стан на вибої з наступним руйнуванням його поверхневого шару. Зі збільшенням міцності породи зростає потенційна енергія при підтримці на постійному рівні інтенсивності процесу руйнування. Одночасно спостерігається суттєва спрацьованість долота, оскільки підвищується його руйнування від стомлення матеріалу шарошки.

Спрацьованість від стомленості матеріалу шарошки долота залежить від подоланого моменту опору, поточної частоти обертання поставу та потужності, що виділяється в зоні контакту шарошки з вибоєм у гірських породах, яка змінює свою міцність за невідомим законом. У разі нерівномірного виділення потужності в зоні вибою відбувається нерівномірний розподіл навантаження по поверхні шарошки, що є причиною появи зон з різною напруженістю. Наслідком цього є нерівномірність зношення оснащення й опор долота та зниження терміну його експлуатації, що негативно впливає на проходку долота в цілому.

Запропоновані такі критерії визначення стійкості долота: проходка на долото, моторесурс долота, умовна спрацьованість долота [30].

Критерій стійкості шарошкового долота, що об'єктивно контролює поточний режим роботи (спрацьованість), має враховувати як міцність породи, так і тривалість знаходження долота в контакті з масивом, якому притаманна міцність і абразивність, що змінюються. Міцність і абразивність породи можна об'єктивно оцінити за величиною моменту опору на шарошці (зі збільшенням міцності й абразивності породи момент опору зростає, зростає одночасно і спрацьованість оснащення і опор долота). Величину спрацьованості долота можливо оцінити за кутом повороту долота при поточному моменті опору, тобто як

$$dW = M_c(\alpha) \cdot d\alpha,$$

де  $dW$  – диференціал потужності, що характеризує спрацьованість долота;  $M_c(\alpha)$  – поточний момент опору на шарошці;  $d\alpha$  – диференціал кута повороту долота.

Повна спрацьованість оснащення і опор долота, за пропонуваним критерієм стійкості долота визначиться як

$$W = \int_0^{\alpha_K} M_c(\alpha) d\alpha,$$

де  $\alpha_K$  – кут повороту долота, обумовлений повною (припустимою) спрацьованістю оснащення й опор.

Причому зі збільшенням міцності породи (моменту опору) припустимий кут повороту зменшується і, навпаки, при роботі шарошки в менш міцних породах збільшується. Залежність припустимого кута повороту від моменту опору при обмеженому ресурсі працездатності долота носить гіперболічний характер.



Для переходу від припустимого кута повороту  $\alpha_K$  долота до часу його працездатності  $T_K$  використаємо інтегральну залежність вигляду

$$W = \int_0^{\alpha_K} M_c(\alpha) \frac{d\alpha}{dt} dt = \int_0^{T_K} M_c(t) \omega \cdot dt ,$$

де  $t, dt$  – поточний час та його диференціал;  $\omega$  – частота обертання долота;  $T_K$  – час, що відповідає граничному зношуванню долота.

Врахуємо, що добуток моменту опору і частоти обертання є потужністю руйнування породи долотом ( $P(t)$ ), а інтеграл від поточної потужності за часом – це енергія ( $E$ ), тоді

$$W = \int_0^{T_K} M_c(t) \omega \cdot dt = \int_0^{T_K} P(t) dt = E ,$$

тобто припустима спрацьованість долота однозначно визначається величиною енергії, потік якої перетворює шарошка в процесі буріння в зоні вибою. Чим більше енергії витрачається на буріння у зоні вибою, тим більша спрацьованість долота.

Тоді маємо, що для визначення рівномірної спрацьованості долота в часі необхідно, щоб потік енергії, який генерується за каналом частота обертання поставу – потужність руйнування породи, лінійно зростає у функції часу, тобто швидкість витрати енергії за цим каналом повинна бути постійною. Отже, для підтримки залежності швидкості руйнувань від стомленості матеріалу на постійному рівні слід регулювати швидкість уведення енергії в зону вибою. Слід змінювати частоту обертання поставу зворотно-пропорційно моменту опору на долоті. Це можливо тільки шляхом підтримки на постійному рівні потужності, що надходить за каналом частота обертання – потужність руйнування породи.

Таким чином, виходячи з енергетичного критерію стійкості долота можна зробити висновок, що найбільшу стійкість буде мати долото при рівномірному енергетичному навантаженні, тобто при підтримці лінійного зростання енергії руйнування породи або при підтримці на постійному рівні потужності, яка виділяється в зоні контакту долота – вибій. Розглянутий критерій працездатності долота узагальнює раніше запропоновані критерії (проходка на долото, моторесурс долота, умовна спрацьованість долота), оскільки автоматично враховує міцність і абразивність породи, яка руйнується долотом.

## **РОЗДІЛ 2**

### **АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ПОСТАВУ В ПРОЦЕСІ БУРІННЯ**

На початку буріння однією штангою при взаємодії шарошки верстата з твердими фракціями породи в штанзі виникають не тільки вимушені, але і власні коливання. На цьому етапі верстат зазнає значних вібраційних навантажень, оскільки вільна довжина штанги над устям свердловини має максимальне значення.

Параметри системи керування приводом обертання, що потребують налаштування, мають враховувати частотні властивості бурового поставу. Тому необхідно визначитися з частотними властивостями бурових поставів, які застосовуються на кар'єрах України у шарошкових верстатах.

#### **2.1. Власні частоти коливань бурового поставу на початку буріння однією штангою**

Бурові постави верстатів, які використовуються при бурінні підривних свердловин на кар'єрах України, складаються зі штанг, що мають довжину від 8 до 11 м. Постав являє собою стрижень кільцевого поперечного перерізу, який піддається деформації від осьовому стиску і крутіння у процесі проходки свердловини. При визначенні частот власних коливань постав розглядаємо як лінійну систему з розподіленими параметрами, у якій поздовжні, крутильні і поперечні коливання не залежать одне від одного. Масою шарошки (60 кг) у порівнянні з масою штанги (1979 кг) – нехтуємо.

Як об'єкт дослідження вибрані бурові верстати СБШС-250Н (ВАТ "НКМЗ", м. Краматорськ, Україна) і СБШ-250МН-32 (ВАТ "Рудгормаш", м. Вороніж, РФ) параметри яких зведені у табл. 2.1.

За технічними характеристиками верстату СБШ-250МН-32 відповідає УСБШ-250А, який виготовляється ВАТ "Криворізький завод гірничого машинобудування" (м. Кривий Ріг, Україна).

##### **2.1.1. Поздовжні і крутильні частоти коливань поставу**

При визначенні власних частот коливань бурова штанга розглядалась як лінійна система з рівномірно розподіленою масою за довжиною. Довжина поставу після операцій згвинчування – розгвинчування змінюється дискретно. У конструкції, що досліджується, буровий постав являє собою порожній стрижень круглого поперечного перерізу [49], один кінець якого шарнірно спирається через долото на вибій, а інший має ковзне защемлення у натискній

Технічні характеристики бурових верстатів СБШ-250Н-32 (УСБШ-250А)  
і СБШС-250МН

Показник	Тип верстата	
	СБШС-250Н	СБШ-250МН-32 (УСБШ-250А)
Довжина штанги поставу, м	11	8
Зовнішній діаметр штанг поставу, мм	219	203
Товщина стінок першої штанги поставу, мм	40	50
Товщина стінок нарощуваних штанг поставу, мм	25	25
Верхня межа зусилля подачі, кН	350	300
Верхня межа частоти обертання, об/хв	120	150

траверсі головки бурового снаряда, при цьому стрижень випробує тиск від зусилля подачі  $R$  (рис. 2.1). Відповідно до цієї розрахункової схеми для визначення власних частот поздовжніх і крутильних коливань складаємо диференціальні рівняння. Для поздовжніх коливань [50]

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = C_1^2 \frac{\partial u}{\partial x}, \quad (2.1)$$

де  $u$  – поздовжні переміщення поточного перерізу поставу;  $C_1 = \sqrt{E/\rho}$  – жорсткість матеріалу штанги поставу;  $E$  – модуль пружності матеріалу штанги поставу;  $\rho$  – щільність матеріалу штанги поставу;  $x$  – поточна лінійна координата;  $t$  – поточний час.

При розв'язанні рівняння (2.1) вибираємо власну форму коливань

$$X_u = C_u \sin(\omega_u x / C_1) + D_u \cos(\omega_u x / C_1), \quad (2.2)$$

де  $C_u, D_u$  – довільні постійні;  $\omega_u$  – власна частота поздовжніх коливань.

При підстановці рівняння (2.2) у граничні умови, що характеризують роботу однієї штанги на початку буріння, одержуємо ( $x=0$  – початок і  $x=l$  – кінець поставу): якщо  $x=0$ , то  $X_u=0$ , а якщо  $x=l$ , то  $X'_u=0$  і відповідно маємо рів-



Рис. 2.1. Розрахункова схема бурового поставу

## 2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння

няння  $\cos(\omega_u l / C_1) = 0$ . Тоді корені одержаного рівняння будуть визначати власні частоти поздовжніх коливань, а саме:

$$\omega_u = (2n - 1)\pi \sqrt{E / \rho} / 2l ,$$

де  $n = 1, 2, 3, \dots$

Аналогічно визначають власні частоти крутильних коливань, диференціальне рівняння яких

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = C_2^2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} , \quad (2.3)$$

де  $\varphi$  – кут повороту перерізу штанги.

При розв'язанні рівняння (2.3) вибираємо відповідно власну форму коливань

$$X_\varphi = C_\varphi \sin(\omega_\varphi x / C_2) + D_\varphi \cos(\omega_\varphi x / C_2) , \quad (2.4)$$

де  $C_\varphi, D_\varphi$  – довільні постійні;  $C_2 = \sqrt{G / \rho}$  – жорсткість матеріалу штанги поставу на крутіння;  $G$  – модуль зсуву матеріалу штанги поставу.

Граничні умови для розв'язання рівняння (2.3) у розглянутому випадку такі: при  $x = 0$   $X'_\varphi = 0$ , а при  $x = l$   $X'_\varphi = 0$ .

При виконанні цих умов, використовуємо вираз (2.4) і приходимо до рівняння  $\sin(\omega_\varphi \cdot l / C_2) = 0$ , розв'язок якого дає значення власних частот крутильних коливань:

$$\omega_\varphi = n\pi \sqrt{G / \rho} / l .$$

Для верстата СБШС-250Н, розробленого ВАТ "НКМЗ", при розрахункових даних:  $E = 2 \cdot 10^5$  МПа,  $\rho = 8,01 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>,  $l = 11$  м,  $G = 8 \cdot 10^4$  МПа, числові значення найнижчих частот власних поздовжніх і крутильних коливань штанги поставу відповідно

$$\omega_u = 700 \text{ 1/с}; \omega_\varphi = 902 \text{ 1/с}.$$

У верстаті СБШ-250МН-32 (аналог УСБШ-250А) при довжині першої штанги  $l = 8$  м – найнижчі частоти поздовжніх і крутильних коливань штанги мають такі значення:

$$\omega_u = 981 \text{ 1/с}; \omega_\varphi = 1241 \text{ 1/с}.$$

### 2.1.2. Поперечні частоти коливань поставу

При визначенні власних частот поперечних коливань штанги поставу необхідно враховувати зусилля тиску подачі  $R$ .

У цьому разі диференціальне рівняння вільних поперечних коливань штанги має вигляд [51]

$$EJ \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} + R \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + m \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = 0, \quad (2.5)$$

де  $EJ$  – жорсткість матеріалу штанги поставу при згинанні;  $J$  – осьовий момент інерції;  $R$  – зусилля подачі;  $m$  – інтенсивність розподіленої маси штанги;

$y$  – поперечне відхилення штанги.

Часткове розв’язання рівняння (2.5) таке:

$$y = X_y(x)T(t). \quad (2.6)$$

При підстановці (2.6) у вираз (2.5) приходимо до двох рівнянь

$$\frac{\ddot{T}}{T} = -\omega_p^2 \quad \text{і} \quad \frac{EJ}{m} (X_y^{IV} + a^2 X_y^{II}) = \omega_p^2,$$

де  $\omega_p$  – власні частоти поперечних коливань;  $a = \sqrt{R/E/J}$  – коефіцієнт.

Перше з цих рівнянь відповідає коливальному характеру, а друге дозволяє знайти власні частоти  $\omega_p$  поперечних коливань:

$$X_y^{IV} + a^2 X_y^{II} - k^4 X_y = 0, \quad (2.7)$$

де  $k = \sqrt[4]{\omega_p^2 m / E / J}$  – проміжна змінна.

Розв’язання рівняння (2.7) таке:

$$X_y = C'_1 sh(S_1 x) + C'_2 ch(S_1 x) + C'_3 \sin(S_2 x) + C'_4 \cos(S_2 x), \quad (2.8)$$

де  $S_1 = \sqrt{\sqrt{0,25a^4 + k^4} - 0,5a^2}$ ;  $S_2 = \sqrt{0,5a^2 + \sqrt{0,25a^4 + k^4}}$ ;

$C'_1, C'_2, C'_3, C'_4$  – довільні постійні.

У випадку, який досліджуємо, можна вважати, що нижній кінець штанги шарнірно спирається через долото на вибій (при  $x=0$   $X_y=0$ ,  $X'_y=0$ ), а верхній кінець замкнений у ковзне защемлення натискної траверси головки бурового снаряду (при  $x=l$   $X_y=0$ ,  $X'_y=0$ ). Задовольняючи граничні умови, знаходимо, що довільні постійні при розв’язанні рівняння (2.8)  $C'_2$  і  $C'_4$  дорівнюють нулю, а  $C'_1$  і  $C'_3$  ні, якщо визначник системи рівнянь

## 2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння

$$\left. \begin{aligned} C'_1 sh(S_1 l) + C'_3 \sin(S_2 l) &= 0, \\ C'_1 S_1 ch(S_1 l) + C'_3 S_2 \cos(S_2 l) &= 0 \end{aligned} \right\}$$

буде дорівнювати нулю. Виконуючи цю умову, приходимо до трансцендентного рівняння визначення частот  $\omega_p$  вільних поперечних коливань:

$$S_2 th(S_1 l) - S_1 tg(S_2 l) = 0. \quad (2.9)$$

Залежно від міцності порід, що буряться, змінюється і лінійна швидкість проходки. Для її підтримки на припустимому рівні можна збільшувати частоту обертання поставу або осьове зусилля подачі, що можливо тільки при установці на буровий верстат двох незалежних привідних систем з плавним регулюванням зусилля подачі і частоти обертання.

У процесі буріння відповідно до вимог ведення технологічного процесу, а також з урахуванням зміни фізико-механічних характеристик порід зусилля подачі  $R$  можемо плавно регулювати. Для бурового верстата СБШС-250Н допустиме значення величини  $R$  складає 350 кН. Використовуючи як початкові дані основні параметри цього верстата, при розв'язанні рівняння (2.9) одержана залежність зміни нижньої власної частоти  $\omega_p$  поперечних коливань штанги від зусилля подачі  $R$  (рис. 2.2).

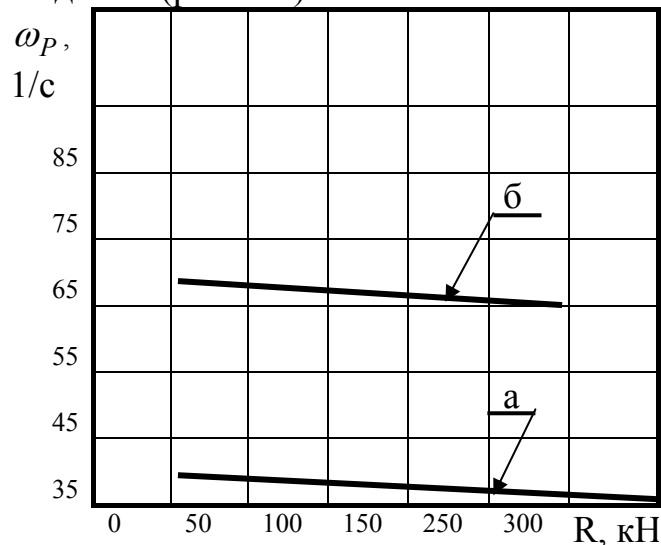


Рис.2.2. Залежності величин власних частот поперечних коливань  $\omega_p$  від зусилля подачі  $R$  для верстатів СБШС-250Н (а) і СБШ-250МН-32 (б)

З проведеного аналізу виходить, що зі збільшенням зусилля подачі  $R$  частота  $\omega_p$  зменшується. Однак на всьому діапазоні зміни зусилля подачі її величина змінюється не більш ніж на 6%. Аналогічні графіки для частот більш високих порядків тут не наведені, оскільки вони значно перевищують (у 3 і

більше разів) частоту зрізу зовнішнього контуру (200 1/с) і потрапляють у його смугу загасання.

## 2.2. Власні частоти коливань бурового поставу при нарощуванні штанг

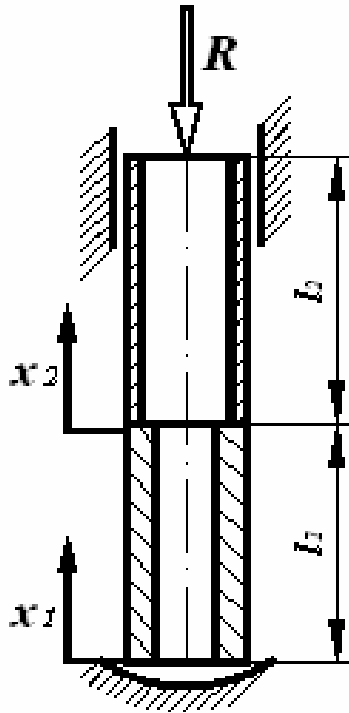


Рис. 2.3. Розрахункова схема бурового поставу при нарощуванні однією штангою

У процесі буріння підривної свердловини постав нарощується шляхом приєднання до нього стандартних штанг. Для верстата СБШС-250Н цих штанг може бути чотири, кожна довжиною 11 м, а для верстата СБШ-250МН-32 – так само чотири, але довжиною 8 м. Зі зміною загальної довжини бурового поставу змінюється спектр власних частот поздовжніх, крутильних і поперечних коливань. При визначенні цих частот розрахункову схему поставу можна подати у вигляді стрижня, що складається з двох ділянок – нижньої і верхньої (рис. 2.3). На нижній ділянці розташована штанга більшої товщини (забурник), на верхній – одна або більше штанг з меншою товщиною стінок. Зовнішні діаметри штанг однакові.

Штанги між собою з'єднані різьбовим з'єднанням за допомогою спеціальних муфт. При дослідженні коливань такого поставу розглядаємо форми коливань (амплітудні функції) на кожній ділянці таким чином, щоб вони задовольняли граничним умовам з'єднання ділянок [51 – 54].

### 2.2.1. Поздовжні і крутильні коливання поставу

Незалежно від кількості приєднаних штанг схему для розрахунку поставу можна подати у вигляді стрижня, що складається з двох ділянок, на межі яких дискретно змінюється площа поперечного перерізу.

Для визначення власних частот поздовжніх коливань  $\omega_u$  на першій і другій ділянках використовуємо рівняння

$$X_{ui} = C_{ui} \sin(\omega_u x_i / C_1) + D_{ui} \cos(\omega_u x_i / C_1), \quad (2.10)$$

## 2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння

де  $i = 1, 2$  – порядковий номер ділянки поставу;  $x_1, x_2$  – поточні координати першої та другої ділянок;  $C_{ui}, D_{ui}$  – довільні постійні, обумовлені граничними умовами та умовами з'єднання ділянок бурового поставу.

Граничні умови та умови з'єднання ділянок такі:

– при  $x_1 = 0$   $X_{u1} = 0$  (переміщення дорівнює 0);

– при  $x_2 = l_2$   $X'_{u2} = 0$  (припускаємо, що постійно діюча сила  $R$  не впливає на значення частот поздовжніх коливань і нею можна знехтувати;  $l_2$  – довжина другої штанги);

– при  $x_1 = l_1, x_2 = 0$   $X_{u1} = X_{u2}$  і  $EF_1 X'_{u1} = EF_2 X'_{u2}$ ,

де враховано, що величини переміщення і зусилля на межі ділянок рівні ( $F_1, F_2$  – площі поперечних перерізів ділянок).

З урахуванням граничних умов вираз (2.10) набуває вигляду системи алгебраїчних рівнянь відносно  $C_{ui}, D_{ui}$ :

$$\left. \begin{aligned} D_{u1} &= 0; \\ C_{u2} \omega_u / C_1 \cos(\omega_u l_2 / C_1) - D_{u2} \omega_u / C_1 \sin(\omega_u l_2 / C_1) &= 0; \\ C_{u1} \sin(\omega_u l_1 / C_1) &= D_{u2}; \\ EF_1 C_{u1} \omega_u / C_1 \cos(\omega_u l_1 / C_1) &= EF_2 C_{u2} \omega_u / C_1. \end{aligned} \right\}$$

Уводимо позначення  $a_1 = \omega_u l_1 / C_1$ ,  $a_2 = \omega_u l_2 / C_1$  і після перетворення приходимо до рівняння

$$\operatorname{tga}_1 \operatorname{tga}_2 = F_1 / F_2 .$$

При роботі двох штанг однакової довжини ( $l_1 = l_2$ ) запишемо:

$$\operatorname{tg}^2(\omega_u l / C_1) = F_1 / F_2 .$$

Тоді власні частоти поздовжніх коливань

$$\omega_u = C_1 / l (\operatorname{arctg} \sqrt{F_1 / F_2} + \pi \cdot n) ,$$

де  $n = 0, 1, 2, \dots$

При використанні трьох штанг, з яких дві верхні однакової товщини і довжини ( $l_2 = 2l$ ,  $a_1 = \omega_u l / C_1$ ,  $a_2 = 2a_1$ ), рівняння для визначення власних частот поздовжніх коливань  $\omega_u$  набуває такого вигляду:

$$\operatorname{tga}_1 \operatorname{tg}(2a_1) = F_1 / F_2 .$$

З цього рівняння  $\operatorname{tga}_1 = \sqrt{F_1 / (F_1 + 2F_2)}$  і відповідно



**2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння**

$$\omega_u = C_1 / l \left( \arctg \sqrt{F_1 / (F_1 + 2F_2)} + \pi \cdot n \right).$$

Тоді при використанні чотирьох штанг маємо, що

$$l_2 = 3l, \quad a_1 = \omega_u l / C_1, \quad a_2 = 3a_1,$$

і приходимо до виразу  $tg a_1 tg(3a_1) = F_1 / F_2$  або після перетворень до

$$tg^4 a_1 - 3tg^2 a_1 (1 + F_1 / F_2) + F_1 / F_2 = 0.$$

Найменший корінь цього рівняння

$$\omega_u = C_1 / l \arctg \sqrt{0,5 \left( 3(1 + F_1 / F_2) - \sqrt{9(1 + F_1 / F_2)^2 - 4F_1 / F_2} \right)}.$$

Результати розрахованих значень нижчих власних частот поздовжніх коливань для верстатів СБШС-250Н та СБШ-250МН-32 зведені у табл. 2.2, рис.2.4.

Таблиця 2.2

Значення нижніх власних частот поздовжніх коливань

Тип верстата	Кількість штанг							
	Одна		Дві		Три		Чотири	
	$l, м$	$\omega_u, с^{-1}$	$l, м$	$\omega_u, с^{-1}$	$l, м$	$\omega_u, с^{-1}$	$l, м$	$\omega_u, с^{-1}$
СБШС-250Н	11	700	22	391	33	257	44	187
СБШ-250МН-32	8	981	16	571	24	373	32	272

З наведених на рис.2.4 залежностей виходить, що зі збільшенням довжини штанги нижня власна частота поздовжніх коливань зменшується за нелінійним законом. Найбільша відносна зміна величини частоти спостерігається при приєднанні другої штанги (зменшення становить 42 – 45%). Для верстата СБШ-250МН-32 ця величина  $\omega_u$  не суттєво (на 0,5%) перевищує аналогічну частоту верстата СБШС-250Н.

Аналогічно визначимо власну частоту крутильних коливань. Для двох ділянок бурового поставу власні форми крутильних коливань запишуться так:

$$X_{\varphi \cdot i} = C_{\varphi \cdot i} \sin(\omega_{\varphi} x_i / C_2) + D_{\varphi \cdot i} \cos(\omega_{\varphi} x_i / C_2), \quad (2.11)$$

## 2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння

де  $i = 1, 2$  – порядковий номер ділянки поставу;  $C_{\varphi \cdot i}, D_{\varphi \cdot i}$  – довільні постійні, обумовлені граничними умовами й умовами з'єднання ділянок;  $C_2 = \sqrt{G/\rho}$  – жорсткість матеріалу штанги поставу на кручення.

Граничні умови та умови з'єднання ділянок такі:

– при  $x_1 = 0$   $X'_{\varphi 1} = 0$ , при  $x_2 = l_2$   $X'_{\varphi 2} = 0$  (крутильні моменти на кінцях штанги дорівнюють нулю);

– при  $x_1 = l_1$  і  $x_2 = 0$   $X_{\varphi 1} = X_{\varphi 2}$  і  $GJ_{p1}X'_{\varphi 1} = GJ_{p2}X'_{\varphi 2}$ ,

де враховано, що кути повороту і крутильні моменти у місці стику штанг різної товщини рівні ( $J_{p1}, J_{p2}$  – осьові моменти інерції нижньої і верхньої частин штанги).

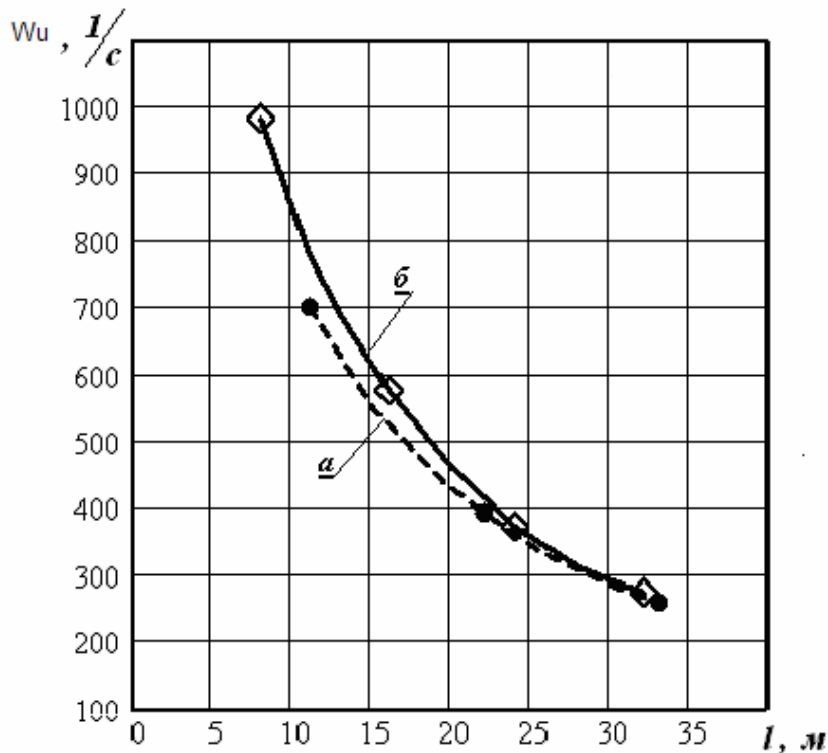


Рис. 2.4. Залежність величин нижньої частоти власних поздовжніх коливань від довжини бурової штанги для верстатів СБШС-250Н (а) і СБШ-250-МН-32 (б)

Підставляючи у граничні умови та умови з'єднання ділянок вираз (2.11), приходимо до системи алгебраїчних рівнянь відносно  $C_{\varphi \cdot i}$  і  $D_{\varphi \cdot i}$ :

$$\left. \begin{aligned} C_{\varphi 1} &= 0; \\ C_{\varphi 2} \cdot \omega_{\varphi} / C_2 \cos(\omega_{\varphi} l_2 / C_2) - D_{\varphi 2} \omega_{\varphi} \sin(\omega_{\varphi} l_2 / C_2) &= 0; \\ D_{\varphi 1} \cos(\omega_{\varphi} l_1 / C_2) &= D_{\varphi 2}; \\ -J_{p1} D_{\varphi 1} \omega_{\varphi} / C_2 \sin(\omega_{\varphi} l_1 / C_2) &= J_{p2} C_{\varphi 2} \omega_{\varphi} / C_2. \end{aligned} \right\}$$

## 2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння

Використовуючи введені раніше позначення  $a_1 = \omega_\varphi l_1 / C_2$  і  $a_2 = \omega_\varphi l_2 / C_2$ , після перетворення приходимо до рівняння

$$\operatorname{tga}_1 \operatorname{ctga}_2 = -J_{p2} / J_{p1}.$$

Значення нижніх власних частот крутильних коливань для верстатів СБШС-250Н і СБШС-250МН-32 зведені у табл. 2.3, рис.2.5.

Таблиця 2.3

Значення нижчих власних частот крутильних коливань

Тип верстата	Кількість штанг							
	Одна		Дві		Три		Чотири	
	$l, \text{ м}$	$\omega_\varphi, \text{ с}^{-1}$	$l, \text{ м}$	$\omega_\varphi, \text{ с}^{-1}$	$l, \text{ м}$	$\omega_\varphi, \text{ с}^{-1}$	$l, \text{ м}$	$\omega_\varphi, \text{ с}^{-1}$
СБШС – 250Н	11	902	22	451	33	290	44	186
СБШ-250МН-32	8	1241	16	621	24	396	32	295

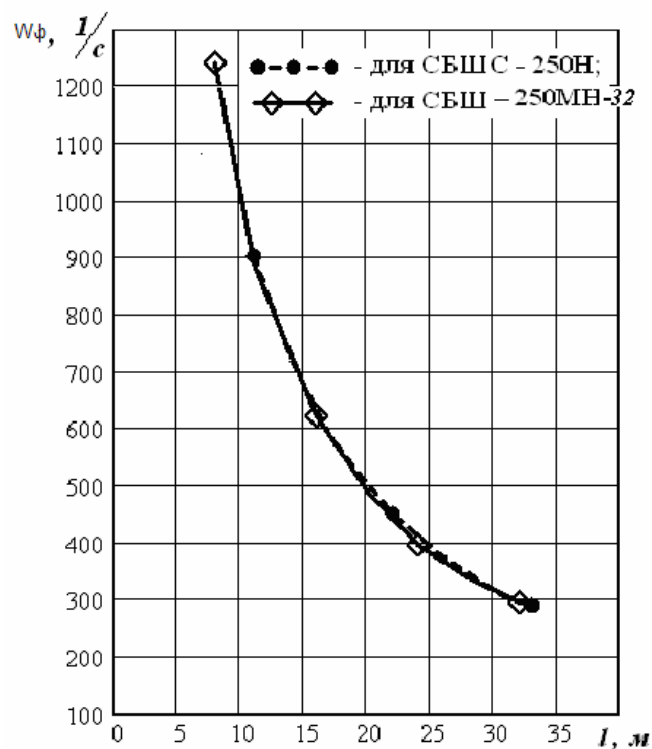


Рис.2.5. Залежність величин нижніх частот власних крутильних коливань від довжини бурового поставу

## 2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння

З наведених на рис.2.5 залежностей виходить, що, як і у разі поздовжніх коливань, величина частоти  $\omega_\varphi$  зменшується за нелінійним законом. Найбільше зменшення величини частоти відбувається після приєднання другої штанги. Величини нижчих частот власних крутильних коливань для верстатів СБШС-250Н і СБШ-250МН-32 досить близькі між собою.

### 2.2.2. Поперечні коливання поставу

При нарощуванні поставу власні форми поперечних коливань на ділянках мають такий вигляд:

$$X_{yi} = C_{1i}sh(S_{1i}x_i) + C_{2i}ch(S_{1i}x_i) + C_{3i}\sin(S_{2i}x_i) + C_{4i}\cos(S_{2i}x_i), \quad (2.12)$$

де  $i=1, 2$  – номер ділянки бурової штанги;  $S_{1i} = \sqrt{\sqrt{0,25a_i^4 + k_i^4} - 0,5a_i^2}$ ,  
 $S_{2i} = \sqrt{\sqrt{0,25a_i^4 + k_i^4} + 0,5a_i^2}$ ,  $a_i = \sqrt{R/E/J_i}$ ,  $k_i = -\sqrt[4]{\omega_p^2 m_i / E / J_i}$ .

Вираз (2.12) має задовольняти граничним умовам: при  $x_1 = 0$

$$X_{y1} = 0, \quad X''_{y1} = 0 \quad \text{і при} \quad x_2 = l_2 \quad X_{y2} = 0, \quad X'_{y2} = 0. \quad (2.13)$$

Вираз (2.12) має задовольняти також і умовам з'єднання. При  $x_1 = l$ ,  $x_2 = 0$   $X_{y1} = X_{y2}$ ,  $X'_{y1} = X'_{y2}$ . Тоді одержимо:

$$\left. \begin{aligned} EJ_1 X''_{y1} &= EJ_2 X''_{y2}, \\ EJ_1 X'''_{y1} &= EJ_2 X'''_{y2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

Після підстановки (2.12) у вирази (2.13) і (2.14) приходимо до системи алгебраїчних рівнянь відносно довільних постійних  $C_{ji}$  ( $j=1, \dots, 4$ ,  $i=1, 2$ ):

$$\left. \begin{aligned}
 &C_{21} + C_{41} = 0; \\
 &C_{21} \cdot S_{11}^2 - C_{41} \cdot S_{21}^2 = 0; \\
 &C_{11} \cdot sh(S_{11} \cdot l_1) + C_{21} \cdot ch(S_{11} \cdot l_1) + C_{31} \cdot \sin(S_{21} \cdot l_1) + C_{41} \cdot \cos(S_{21} \cdot l_1) - \\
 &\quad - C_{22} - C_{42} = 0; \\
 &C_{11} \cdot S_{11} \cdot ch(S_{11} \cdot l_1) + C_{21} \cdot S_{11} \cdot sh(S_{11} \cdot l_1) - C_{31} \cdot S_{21}^2 \cdot \sin(S_{21} \cdot l_1) - \\
 &\quad - C_{41} \cdot S_{21} \cdot \sin(S_{21} \cdot l_1) = C_{12} \cdot S_{12} + C_{32} \cdot S_{22}; \\
 &C_{11} \cdot S_{11}^2 \cdot sh(S_{11} \cdot l_1) + C_{21} \cdot S_{11}^2 \cdot ch(S_{11} \cdot l_1) - C_{31} \cdot S_{21}^2 \cdot \sin(S_{21} \cdot l_1) - \\
 &\quad - C_{41} \cdot S_{21}^2 \cdot \cos(S_{21} \cdot l_1) = J_2 / J_1 \cdot (C_{22} \cdot S_{12}^2 - C_{42} \cdot S_{22}^2); \\
 &C_{11} \cdot S_{11}^3 \cdot ch(S_{11} \cdot l_1) + C_{21} \cdot S_{11}^3 \cdot sh(S_{11} \cdot x_1) - C_{31} \cdot S_{21}^3 \cdot \cos(S_{21} \cdot l_1) + \\
 &\quad + C_{41} \cdot S_{21}^3 \cdot \sin(S_{21} \cdot l_1) = \frac{J_2}{J_1} \cdot (C_{12} \cdot S_{12}^3 - C_{32} \cdot S_{22}^3); \\
 &C_{12} \cdot sh(S_{12} \cdot l_2) + C_{22} \cdot ch(S_{12} \cdot l_2) + C_{32} \cdot \sin(S_{22} \cdot l_2) + C_{42} \cdot \cos(S_{22} \cdot l_2) = 0; \\
 &C_{12} \cdot S_{12} \cdot ch(S_{12} \cdot l_2) + C_{22} \cdot S_{12} \cdot sh(S_{12} \cdot l_2) + C_{32} \cdot S_{22} \cdot \cos(S_{22} \cdot l_2) - \\
 &\quad - C_{42} \cdot S_{22} \cdot \sin(S_{22} \cdot l_2) = 0.
 \end{aligned} \right\} (2.15)$$

де довільні постійні  $C_{21}$ ,  $C_{41}$  враховують взаємодію шарошкового долота з породою, тому при визначенні власних частот поставу вони дорівнюють нулю.

Система рівнянь (2.15) буде мати розв'язок тоді, коли визначник дорівнює нулю [55]. Якщо ввести позначення

$$\psi_1 = S_{11}l_1; \quad \psi_2 = S_{21}l_1; \quad \psi_3 = S_{12}l_2; \quad \psi_4 = S_{22}l_2,$$

то рівняння для визначення власних частот  $\omega_p$  поперечних коливань набуває такого вигляду:

$$\begin{vmatrix}
 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & S_{11}^2 & 0 & -S_{21}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 sh\psi_1 & ch\psi_1 & \sin\psi_2 & \cos\psi_2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\
 S_{11}ch\psi_1 & S_{11}sh\psi_1 & S_{21}\cos\psi_2 & -S_{21}\sin\psi_2 & -S_{21} & 0 & -S_{22} & 0 \\
 S_{11}^2sh\psi_1 & S_{11}^2ch\psi_1 & -S_{21}^2\sin\psi_2 & -S_{21}^2\cos\psi_2 & 0 & -\frac{J_2}{J_1}S_{12}^2 & 0 & \frac{J_2}{J_1}S_{22}^2 \\
 S_{11}^3ch\psi_1 & S_{11}^3sh\psi_1 & -S_{21}^3\cos\psi_2 & S_{21}^3\sin\psi_2 & -\frac{J_2}{J_1}S_{12}^3 & 0 & \frac{J_2}{J_1}S_{22}^3 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & sh\psi_3 & ch\psi_3 & \sin\psi_4 & \cos\psi_4 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & S_{12}ch\psi_3 & S_{12}sh\psi_3 & S_{22}\cos\psi_4 & -S_{22}\sin\psi_4
 \end{vmatrix} = 0.$$

Власні частоти поперечних коливань поставу верстата СБШС-250Н при нарощуванні однією (22 м) та двома штангами (33 м)

$l, \text{ м}$	$R, \text{ кН}$	$\omega_p, \text{ с}^{-1}$				
		$\omega_{p1}$	$\omega_{p2}$	$\omega_{p3}$	$\omega_{p4}$	$\omega_{p5}$
22	50	4,670	16,271	35,097	59,505	91,267
	100	4,162	15,780	34,554	58,966	90,718
	150	3,581	15,272	34,003	58,422	90,166
	200	2,882	14,747	33,441	57,873	89,610
	250	1,941	14,201	32,871	57,318	89,051
	300	0,000	13,632	32,289	56,758	88,488
	350	0,000	13,038	31,697	56,192	87,922
33	50	2,486	9,027	19,561	34,188	52,075
	100	1,826	8,487	19,002	33,608	51,498
	150	0,682	7,909	18,426	33,019	50,915
	200	0,000	7,284	17,831	32,418	50,324
	250	0,000	6,599	17,216	31,806	49,727
	300	0,000	5,835	16,577	31,182	49,121
	350	0,000	4,954	15,913	30,545	48,508

Кількісні величини власних частот  $\omega_p$  визначались ітераційним методом Ньютона шляхом числового розв'язання останнього рівняння при заданих параметрах бурового поставу (табл. 2.1).

Буровий постав як система з розподіленими параметрами має нескінченну безліч власних частот поперечних коливань. З цього числа для аналізу вибираємо лише ті частоти, значення яких не перевищують величину 200 1/с (частоти зрізу зовнішнього контуру системи керування). У цю межу частот, залежно від загальної довжини штанги, потрапляють два і більше значень власних частот поперечних коливань.

У табл. 2.4 наведені значення власних частот поперечних коливань  $\omega_p$  залежно від зусилля подачі  $R$  і кількості працюючих штанг верстата СБШС-250Н. Аналогічні значення для верстата СБШ-250МН-32 при бурінні однією, двома і трьома штангами відповідно, наведені у табл. 2.5 – 2.7.

Аналіз цих значень виявив, що залежність зусилля подачі  $R$  у порівнянні з довжиною бурового поставу на величину власних частот коливань незначний. Оскільки довжина поставу змінюється дискретно (шляхом нагвинчування на першу штангу з більшою товщиною стінки штанг з меншою товщиною стінки), то дискретно змінюється і значення власних частот  $\omega_p$  у розглянутій смузі частот.

Для розглянутих верстатів характерно, що зі збільшенням числа штанг спостерігається зближення значень власних частот поперечних коливань,

## 2. Аналіз динамічних властивостей поставу в процесі буріння

зменшуються проміжки між ними, особливо в межах частот  $\omega < 50$  1/с. Значення нижніх власних частот не зберігаються при нарощуванні поставу.

Таблиця 2.5

Власні частоти поперечних коливань поставу верстата СБШ-250МН-32 при нарощуванні однією штангою (загальна довжина  $l = 16$  м)

$l, \text{ м}$	$R, \text{ кН}$	$\omega_p, \text{ с}^{-1}$	
		$\omega_{p1}$	$\omega_{p2}$
16	50	17,375	64,151
	100	16,950	63,618
	150	16,513	63,079
	200	16,065	62,536
	250	15,603	61,988
	300	15,128	61,435

Таблиця 2.6

Власні частоти поперечних коливань поставу верстата СБШ-250МН-32 при нарощуванні двома штангами (загальна довжина  $l = 24$  м)

$l, \text{ м}$	$R, \text{ кН}$	$\omega_p, \text{ с}^{-1}$		
		$\omega_{p1}$	$\omega_{p2}$	$\omega_{p3}$
24	50	17,375	64,151	61,734
	100	16,950	63,618	61,102
	150	16,513	63,079	60,462
	200	16,065	62,536	59,816
	250	15,603	61,988	59,163
	300	15,128	61,435	58,501

Таблиця 2.7

Власні частоти поперечних коливань поставу верстата СБШ-250МН-32 при нарощуванні трьома штангами (загальна довжина  $l = 32$  м)

$l, \text{ м}$	$R, \text{ кН}$	$\omega_p, \text{ с}^{-1}$			
		$\omega_{p1}$	$\omega_{p2}$	$\omega_{p3}$	$\omega_{p4}$
32	50	4,657	16,017	60,509	91,378
	100	3,976	15,409	59,827	90,705
	150	3,145	14,774	59,137	90,026
	200	1,984	14,110	58,438	89,343
	250	0,000	13,411	57,730	88,653
	300	0,000	12,672	57,014	87,958

## РОЗДІЛ 3 СИНТЕЗ КЛАСИЧНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ОБЕРТАННЯ ПОСТАВУ

### 3.1. Електропривід обертання постійного струму

Розвиток регульованого електропривода за останні роки нерозривно пов'язаний з принципово новими досягненнями в області силової та інформаційної електроніки. Створення силових повністю керованих напівпровідникових приборів дозволило здійснити перетворення електричної енергії у форму, найбільш зручну для керування електричною машиною, що відкрило широкі можливості для створення сучасних регульованих електроприводів. Використання досягнень мікропроцесорної техніки принципово змінило елементну базу та функціональні можливості систем керування електроприводами.

Іншою особливістю є створення об'єктозорієнтованих приводів, що призводить до ускладнення та розширення функцій, які пов'язані з керуванням технологічним процесом, та відповідно до зростання складності систем керування.

Більшість регульованих приводів обертання шарошkových верстатів оснащено регульованими приводами постійного струму. Низький рівень використання електроприводів змінного струму пояснюється відсутністю до останнього часу надійних перетворювачів частоти, які здатні працювати у важких умовах гірничих підприємств.

#### 3.1.1. Синтез системи керування потужністю

Визначення алгоритму роботи системи керування, за яким забезпечуються прийнятні показники технологічного процесу руйнування гірського масиву, – одне з основних завдань автоматизації обертального буріння. Система керування мусить автоматично вибирати обертальний момент на долоті з відповідною частотою його обертання. Визначення цих величин залежно від фізико-механічних властивостей гірських порід забезпечить реалізацію розробленого у розд. 1.6 способу керування процесом буріння, що буде сприяти підвищенню стійкості шарошкового долота при максимальній швидкості буріння та відпо-відному зниженні вартості проходки свердловини.

Характерним для процесу буріння є наявність перехресних зв'язків, коли привідні системи подачі та обертання поставу взаємодіють між собою. Зі змінною осьового навантаження на вибій одночасно змінюються момент опору на валу приводу обертання поставу та споживана потужність, а при зміні частоти обертання долота – лінійна швидкість буріння і потік механічної потужності у зоні вибою.



### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Синтезуємо триконтурну систему з контролюванням потужності приводу обертання бурового верстата за системою тиристорний випрямляч – двигун постійного струму, використовуючи методику синтезу системи підлеглого керування двигуном постійного струму. У такій системі внутрішніми є контури регулювання струму двигуна та частоти обертання.

У приводі обертання поставу верстатів СБШС-250Н і СБШ-250МН-32 при бурінні однією і двома штангами у смуги пропускання контурів керування частотою обертання та струмом двигуна постійного струму додаткові передавальні функції, що обумовлені крутильними коливаннями трансмісії, не попадають. Тому за таких умов буровий постав припустимо розглядати у розрахунковій схемі як абсолютно непіддатливе тіло.

Замість контуру регулювання частоти обертання можливо використати контур регулювання електрорушійної сили двигуна обертання. Причому регулятор струму в однократно інтегруючій системі має пропорційно-інтегральну характеристику, а регулятор частоти обертання (електрорушійної сили) є пропорційним регулятором.

Для реалізації “м'яких” механічних характеристик приводу обертання поставу при бурінні міцних порід замикаємо зовнішній регулюючий контур за електромагнітною потужністю, що споживається приводом. Однозначно приймаємо для синтезу систему керування з трьома контурами: внутрішніми струму статора та електрорушійної сили двигуна і зовнішнім – потужності приводу обертання. Система регулювання будується відповідно до принципів активної послідовної корекції динамічних параметрів об'єкта керування (рис.3.1).

Передавальні функції об'єкта керування в області безперервних струмів відомі [56, 57]:

$$\begin{aligned}W_{ТП}(p) &= \frac{K_{ТП}}{T_{\mu} p + 1}; W_{ЯК}(p) = \frac{1/R_E}{T_E p + 1}; W_1(p) = C_M \Phi_H; \\W_{МЛ}(p) &= \frac{R_E}{T_M p}; W_2(p) = C_E \Phi_H; W_{\Phi}(p) = \frac{R_A}{T_A p + 1}; \\W_{ДС}(p) &= \frac{K_{ДС}}{T_C p + 1}; W_{ДЕ}(p) = \frac{K_{ДЕ}}{T_E p + 1}; W_{ДП}(p) = \frac{K_{ДП}}{T_H p + 1},\end{aligned}$$

де  $W_{ТП}(p)$ ,  $W_{ЯК}(p)$ ,  $W_1(p)$ ,  $W_{МЛ}(p)$ ,  $W_{ДС}(p)$ ,  $W_{ДЕ}(p)$ ,  $W_{ДП}(p)$  – передавальні функції тиристорного перетворювача, якірного кола, моментоутворюючої ланки, механічної ланки, ланки електрорушійної сили, фільтра, давачів струму, електрорушійної сили, потужності відповідно;  $K_{ТП}$ ,  $T_{\mu}$  – коефіцієнт підсилення та мала постійна часу тиристорного випрямляча;  $R_E$ ,  $T_E$  – резистивний опір і електромагнітна стала якірного кола двигуна;  $C_M$ ,  $C_E$ ,  $\Phi_H$  – конструктивні коефіцієнти і номінальний магнітний потік двигуна;  $T_M$  – електромеханічна стала двигуна;  $K_{ДС}$ ,  $T_C$  – передавальний коефіцієнт і стала часу сенсора струму;  $K_{ДЕ}$ ,  $T_E$  – передавальний коефіцієнт і стала часу сенсора електрорушійної сили;  $K_{ДП}$  – передавальний коефіцієнт давача потужності;  $T_H$  – стала часу сенсора напруги.

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертанія поставу

За передавальними функціями об'єкта керування (тиристорного перетворювача, якірного кола двигуна та механічної ланки приводу) визначаємо передавальні функції регуляторів.

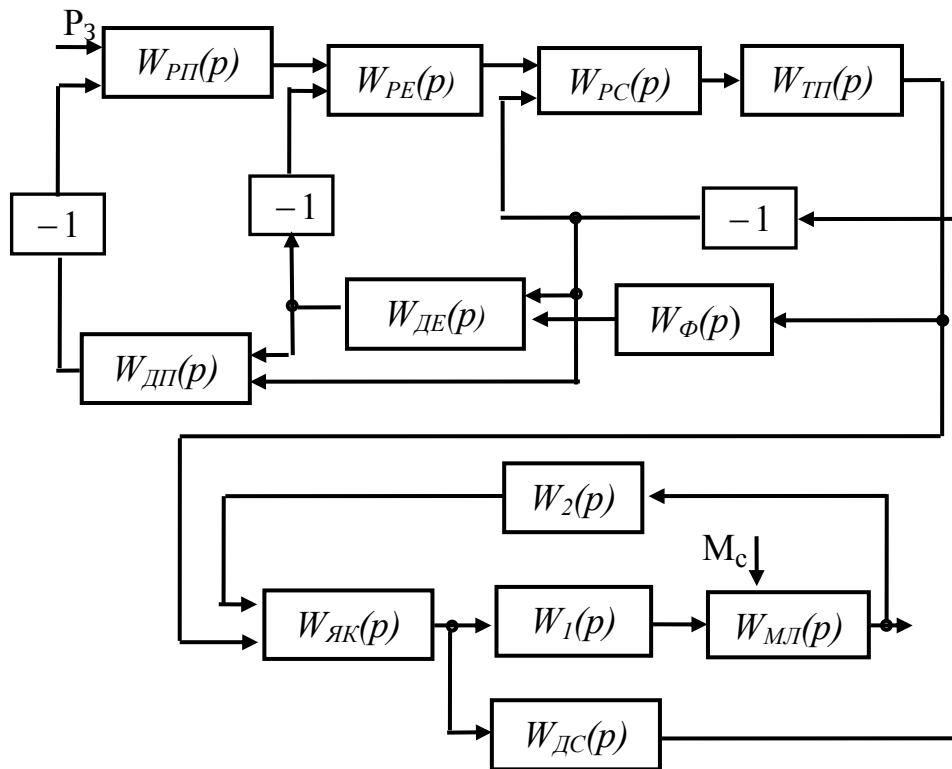


Рис.3.1. Структурна схема триконтурної системи керування приводом обертанія

*Регулятор струму.* Передавальна функція об'єкта керування

$$W_{01}(p) = W_{K1}(p)W_{H1}(p) = K_{ТП} \frac{1/R_A}{T_A p + 1} K_{ДС} \frac{1}{T_{\mu} p + 1} \frac{1}{T_C p + 1}.$$

Передавальна функція регулятора струму

$$W_{PC}(p) = \frac{1}{p T_{01} \cdot W_{K1}(p)} = \frac{(T_A p + 1) R_A}{p a_C (T_{\mu} + T_C) K_{ТП} K_{ДС}},$$

де  $a_C$  – коефіцієнт налаштування контуру струму.

Передавальна функція замкненого оптимізованого контуру струму

$$W_{3C}(p) = \frac{1/K_{ДС}}{a_C \sigma_C p + 1},$$

де  $\sigma_C = T_{\mu} + T_C$  – мала стала часу замкненого контуру струму.

*Регулятор електрорушійної сили.* Напруга на якорі двигуна  $U_A$  та струм якоря  $I_A$  пов'язані з електрорушійною силою співвідношенням

$$\frac{E}{1 + T_A p} = \frac{U_A}{1 + T_A p} - I_A R_A.$$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Відповідно до останнього співвідношення будується давач електрорушійної сили, рис.3.1. Після структурних перетворень, з урахуванням замкненого оптимізованого контуру струму, контур електрорушійної сили набуває вигляду структурної схеми, яка наведена на рис.3.2.

Передавальна функція об'єкта керування

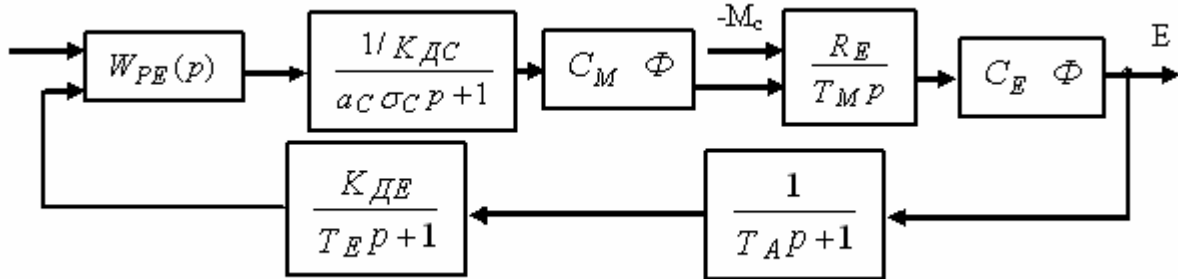


Рис. 3.2. Контур регулювання електрорушійної сили

$$W_{02} = W_{K1}(p) \cdot W_{H1}(p) = \frac{R_A K_{ДЕ}}{p T_M K_{ДС}} \left( \frac{1}{a_C \sigma_C p + 1} \frac{1}{T_A p + 1} \frac{1}{T_E p + 1} \right).$$

Передавальна функція регулятора електрорушійної сили

$$W_{PE}(p) = \frac{1}{p T_{02} W_{K2}(p)} = \frac{K_{ДТ} T_M}{a_E (a_T \sigma_T + T_A + T_E) R_A K_{ДЕ}} = K_{PE},$$

де  $a_E$  – коефіцієнт настроювання контуру електрорушійної сили.

Передавальна функція замкненого оптимізованого контуру електрорушійної сили

$$W_{3E}(p) = \frac{1 / K_{ДЕ}}{a_E \sigma_E p + 1},$$

де  $\sigma_A$  – мала постійна часу замкненого контуру електрорушійної сили.

*Регулятор потужності.* Електромагнітна потужність  $P$ , що споживається двигуном постійного струму, визначається величинами електрорушійної сили  $E$  та струму  $I$ , тобто  $P = E \cdot I$ . На рис.3.3 зображена початкова структурна схема контуру регулювання потужності двигуна з оптимізованим контуром електрорушійної сили. Після структурних перетворень об'єкт керування контуром регулювання потужності набуває більш зручного для аналізу вигляду (рис.3.4).

За наявності перехресних зв'язків у контурах регулювання контури керування електрорушійною силою та силою струму в об'єкті керування контуром потужності з'єднанні паралельно. При настроюванні на модульний оптимум контурів регулювання електрорушійної сили та струму якоря швидкодія останнього буде у два рази більшою, ніж швидкодія контуру електрорушійної сили.

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Крім того, в об'єкті керування контуром потужності між контурами електрорушійної сили й струму якоря існує від'ємний зворотний зв'язок з виходу контуру електрорушійної сили на вхід контуру струму через регулятор електрорушійної сили. У цьому від'ємному зв'язку знаходиться аперіодична ланка зі сталою часу якорного кола. Зіставляючи швидкодію трьох аперіодичних ланок, увімкнених перехресно в передавальній функції об'єкта керування контуром потужності (рис.3.4), вибираємо аперіодичну ланку з мінімальною швидкодією – замкнений оптимізований контур електрорушійної сили з передавальною функцією:

$$W_{3E}(p) = \frac{1/K_{ДЕ}}{a_E \sigma_E p + 1}$$

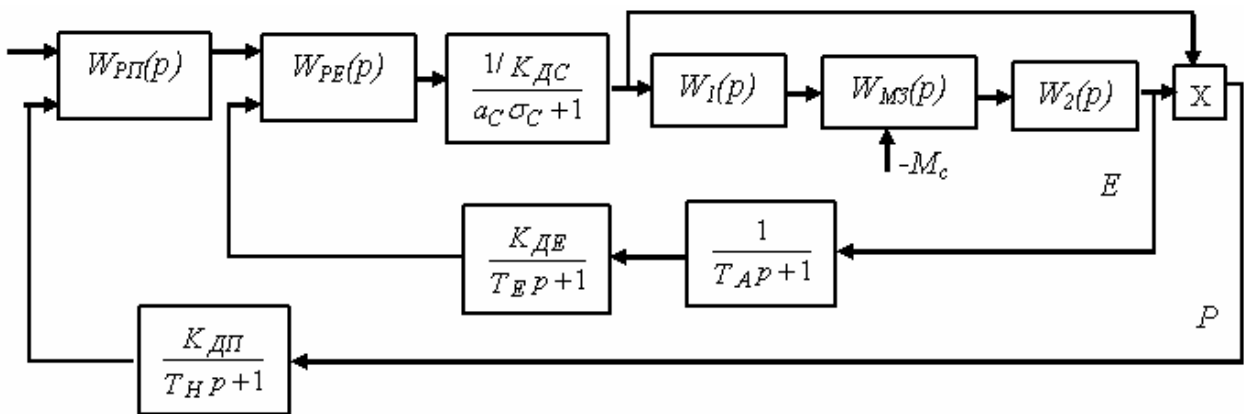


Рис. 3.3. Початкова структурна схема контуру регулювання потужності

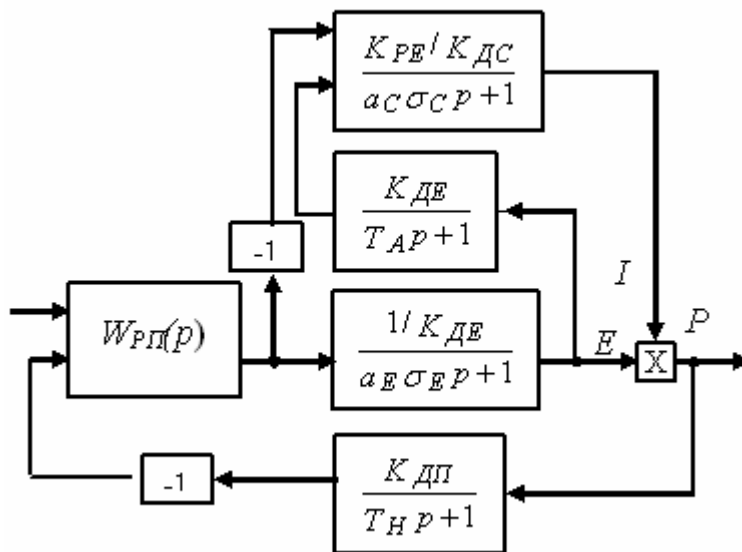


Рис.3.4. Перетворена структурна схема контуру регулювання потужності

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Відповідно до ланки з мінімальною швидкодією розраховуємо контур регулювання потужності. За прийнятими припущеннями контур регулювання потужності має вигляд, як на рис.3.5.

Передавальна функція об'єкта керування

$$W_{03}(p) = W_{K3}(p)W_{H3}(p) = \frac{K_{ДП} I}{K_{ДЕ}} \left( \frac{1}{a_E \sigma_E p + 1} \frac{1}{T_H p + 1} \right).$$

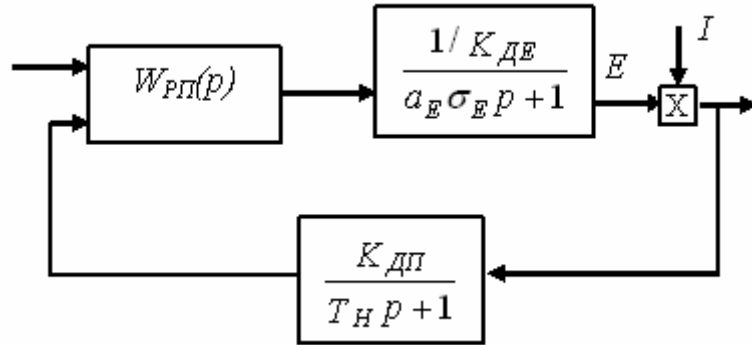


Рис. 3.5. Розрахункова структурна схема контуру регулювання потужності

До передавальної функції компенсуємої частини об'єкта керування входить поточне значення струму двигуна, що змінюється в межах  $0 \dots \lambda_I I_H$  ( $\lambda_I, I_H$  – струмова перевантажувальна здатність і номінальний струм двигуна). При розрахунку регулятора потужності слід брати замість поточного значення струму величину, яка дорівнює  $\lambda_I I_H$ , і тоді контур регулювання потужності буде налаштований на модульний оптимум, а при всіх інших струмах стійкість контуру буде збільшуватися за рахунок зменшення швидкодії.

Передавальна функція регулятора потужності

$$W_{RP}(p) = \frac{1}{p T_{03} W_{K3}(p)} = \frac{K_{ДЕ}}{p a_{П} (a_E \cdot \sigma_E + 1) K_{ДП} \lambda_I I_H},$$

де  $a_{П}$  – коефіцієнт настроювання контуру потужності.

За результатом синтезу система керування приводом обертання бурового верстата має три контури керування з регуляторами: потужності (інтегральний), електрорушійної сили (пропорційний) і струму якоря двигуна (пропорційно-інтегральний). Для збільшення швидкодії системи керування можливо відмовитися від контуру регулювання електрорушійної сили. Тоді триконтурна система перетвориться у двоконтурну з регуляторами потужності та струму. Розрахунок регулятора струму двоконтурної системи відповідає наведеному розрахунку триконтурної системи. Розрахунок регулятора потужності двоконтурної системи виконується відповідно до структурної схеми, рис.3.6.

Передавальна функція об'єкта керування контуром регулювання потужності у двоконтурній системі

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

$$W_{04}(p) = W_{K4}(p)W_{H4}(p) = \frac{C_E C_M \Phi^2 R_Y \lambda_I I_H K_H}{p T_M K_{ДГ}} \left( \frac{1}{a_T \sigma_T p + 1} \frac{1}{T_H p + 1} \right)$$

Передавальна функція регулятора потужності двоконтурної системи

$$W'_{РП2}(p) = \frac{1}{p T_{04} W_{K4}(p)} = \frac{T_M K_C}{a_{П} (a_C \sigma_C + T_H) C_E C_M \Phi^2 R_Y \lambda_I I_H K_{ДП}}$$

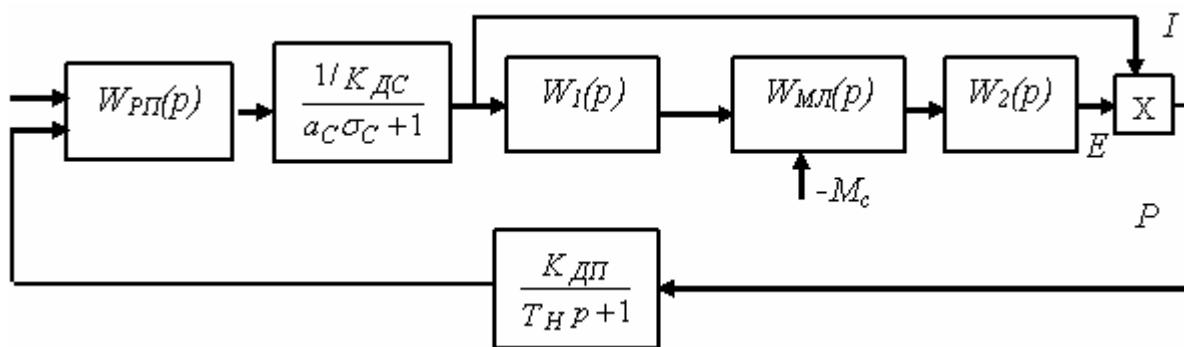


Рис.3. 6. Структурна схема контуру регулювання потужності двоконтурної системи керування

*Моделювання системи керування.* Для перевірки працездатності синтезованої системи регулювання потужності виконано математичне моделювання динаміки роботи приводу обертання з використанням параметрів бурового шарошкового верстата СБШ-250МН, на якому був установлений тиристорний перетворювач ТІ-250/460-В2 з двигуном Д-812. Номінальні параметри електрообладнання приводу обертання поставу наведені в табл.3.1.

Таблиця 3.1

Параметри електрообладнання приводу обертання поставу бурового верстата СБШ-250МН-32

Тиристорний перетворювач ТЕ-250/460-У2		
Номінальне значення струму	А	250
Вихідна напруга	В	460
Двигун Д-812		
Номінальна потужність	кВт	70
Номінальна частота обертання	об/хв	520
Номінальний струм	А	176
Опір якорного кола	Ом	0,099
Число активних провідників якоря	–	418
Число паралельних віток якоря	–	2
Магнітний потік полюса	мВб	55,3
Струмова перевантажувальна здатність	–	2,26
Момент інерції якоря	кг · м <sup>2</sup>	8,0

Відповідно до початкових даних тиристорного перетворювача та двигуна і зведеного моменту інерції зібраного бурового поставу розраховані параметри об'єкта керування та за розробленою методикою синтезовані передавальні функції регуляторів струму, електрорушійної сили, потужності в триконтурній системі керування, що описується нелінійним диференціальним рівнянням дев'ятого порядку. Нелінійними елементами є: обмеження вихідних сигналів регуляторів, блоки множення, що визначають обертальний момент, електрорушійна сила, потужність за поточними значеннями струму й електрорушійної сили.

Результати математичного моделювання подані у вигляді осцилограми (рис.3.7), на якій наведено: статичний момент на валу двигуна  $M_c$ , крутний момент двигуна  $M_{KP}$ , швидкість обертання вала двигуна  $\omega$  при стрибкоподібній зміні моменту опору на долоті.

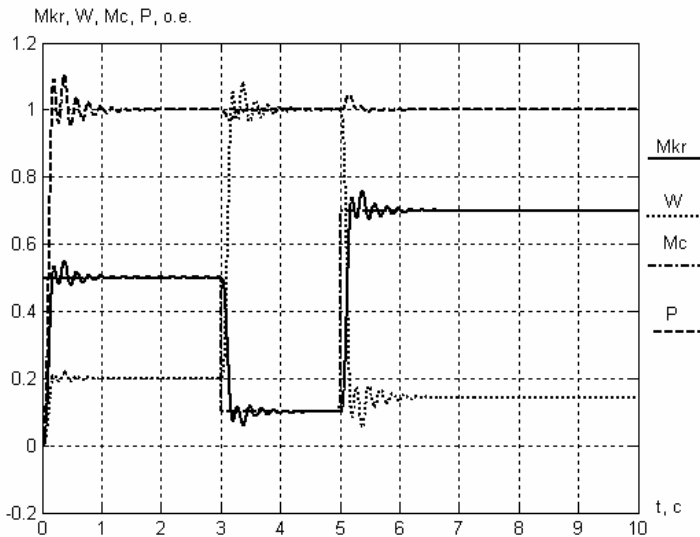


Рис. 3.7. Осцилограми зміни статичного моменту  $M_c$ , крутного моменту  $M_{KP}$ , частоти обертання  $\omega$ , потужності привідної системи  $P$  у часі

Розрахунок динамічних параметрів електромеханічної системи виконаний для випадку стрибкоподібного задання потужності приводу згідно з номінальним моментом опору на долоті. Після розгону привідної системи момент опору на валу двигуна стрибкоподібно зменшувався, а потім зростав. Як видно з осцилограм (рис. 3.7) привід збільшує швидкість обертання бурового поставу до номінального значення за період часу, який менше 2 с. Розгін здійснюється під відсічку за рахунок насичення регулятора електрорушійної сили. Після розгону привід переходить у режим підтримки заданої потужності. У момент часу  $t=3$  с навантаження на валу двигуна стрибкоподібно зменшується. Привідна система відпрацьовує збурення шляхом підтримки на постійному рівні потужності, що розвивається, за рахунок зменшення крутного моменту та збільшення швидкості обертання бурового поставу. Стрибок статичного моменту при  $t=5$  с призводить до зменшення швидкості обертання бурового поставу за одночасним збільшенням крутного моменту при підтримці на заданому рівні потужності.

### 3.1.2. Динамічна корекція регулятора потужності приводу обертання верстата шарошкового буріння

Визначення структури системи приводу обертання, при якій забезпечуються найкращі показники процесу буріння, є основним завданням на етапі створення бурового верстата нового покоління. Створення об'єктозорієнтованого електропривода вимагає аналізу та урахування технологічних факторів, які не беруться до уваги під час розробки загальнопромислового устаткування універсального призначення. Такий підхід розглянутий у роботі [30], де показано, що для одержання бажаних гіперболічних залежностей між частотою обертання поставу й міцністю породи, яка буриться, слід відмовитися від принципу підтримки на постійному рівні частоти обертання двигуна і перейти до принципу підтримки на такому рівні потужності руйнування гірської породи. У цьому разі система керування обере частоту обертання шарошкового долота такою, яка буде відповідати змінному та наперед невідомому значенню міцності породи, яка руйнується. Автоматичне знаходження цих величин без участі оператора буріння в умовах змінних за міцністю гірських порід забезпечить зниження вартості бурових робіт.

У розд. 3.1.1 розглянуто синтез системи керування потужністю приводу обертання з підпорядкованими координатами частоти обертання (електрорушійної сили) та струму якоря. Якщо контури контролю частоти обертання (електрорушійної сили) і струму якоря є добре дослідженими, то застосування контуру контролю електромагнітної потужності зажадало створення його методики розрахунку. Наявність у цьому контурі перехресних зв'язків приводить до паралельного з'єднання контурів електрорушійною силою та силою струму.

У передавальну функцію компенсуємої частини об'єкта керування входить поточне значення струму двигуна. При розрахунку регулятора потужності рекомендується брати максимально припустиме значення струму якоря двигуна. Тоді контур регулювання потужності буде настроєний на модульний оптимум при максимальному струмі, а при всіх інших значеннях струму швидкодія контуру зменшується.

Вирішимо поставлене завдання, а саме: визначимо систему керування приводом обертання поставу, що забезпечить максимальну швидкодію за прийнятними динамічними показниками контуру регулювання потужності у всьому діапазоні зміни значень струму якоря двигуна.

Функціональна схема системи керування наведена на рис. 3.8. Нехтуючи впливом протиЕРС двигуна (припускаємо, що виконується співвідношення між сталими часу  $4 \cdot T_J > T_M$ , тобто корені характеристичного рівняння двигуна дійсні і різні) і вважаючи, що контури струму й електрорушійної сили настроєні на модульний оптимум, отримані передавальні функції регуляторів  $W_{PC}(p)$ ,  $W_{PE}(p)$  і замкнених оптимізованих контурів струму  $W_{3C}(p)$  й електрорушійної сили  $W_{3E}(p)$  мають такий вигляд:



### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

$$W_{3C}(p) = \frac{1/K_{ДС}}{a_C \sigma_C p + 1} = K_{PE}; \quad W_{3E}(p) = \frac{(1 + T_{AP})/K_{ДЕ}}{a_E \sigma_E p + 1}.$$

Зроблена оптимізація контурів керування дозволяє згорнути систему керування до вигляду, як на рис.3.9.

З перетвореної структурної схеми очевидна збурююча дія струму якоря двигуна на контур контролю потужності. Ця дія визначається передавальною функцією реальної диференціуючої ланки першого порядку, яка не компенсується регулятором потужності. Тому при перехідних процесах у системі керування з'являються коливання як струму, так і електрорушійної сили й потужності. Ці коливання можливо задемпфувати шляхом зменшення швидкодії всієї системи. Інший, більш ефективний шлях – це динамічна корекція контуру регулювання потужності, при якій заглушується збурююча дія струму якоря двигуна.

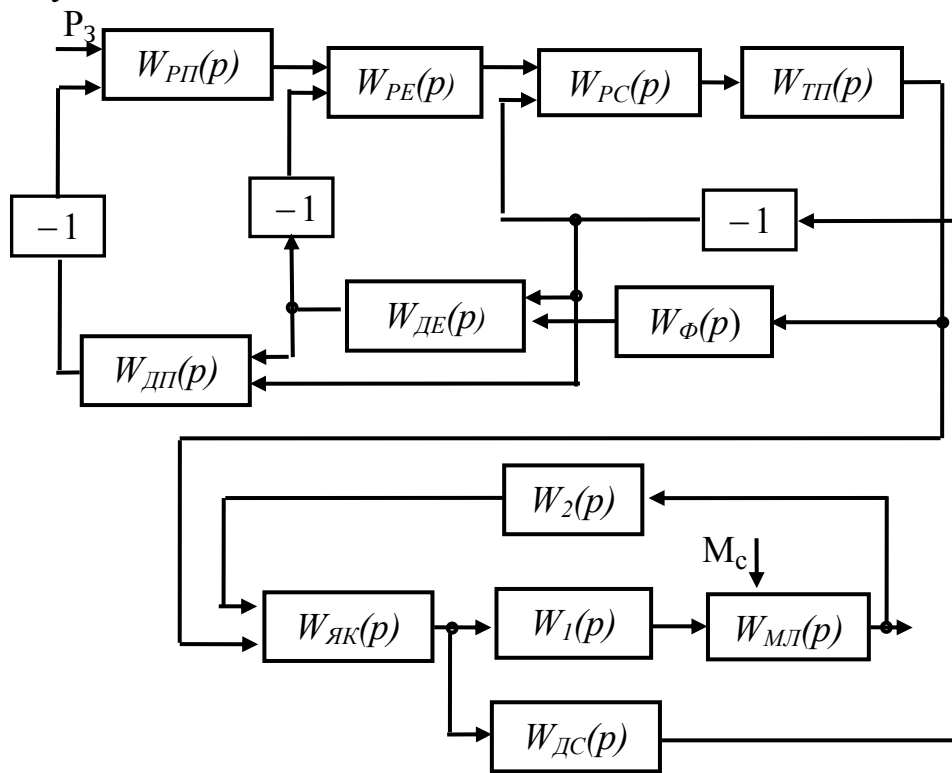


Рис.3.8. Структурна схема електропривода постійного струму поставу верстата шарошкового буріння підривних свердловин

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

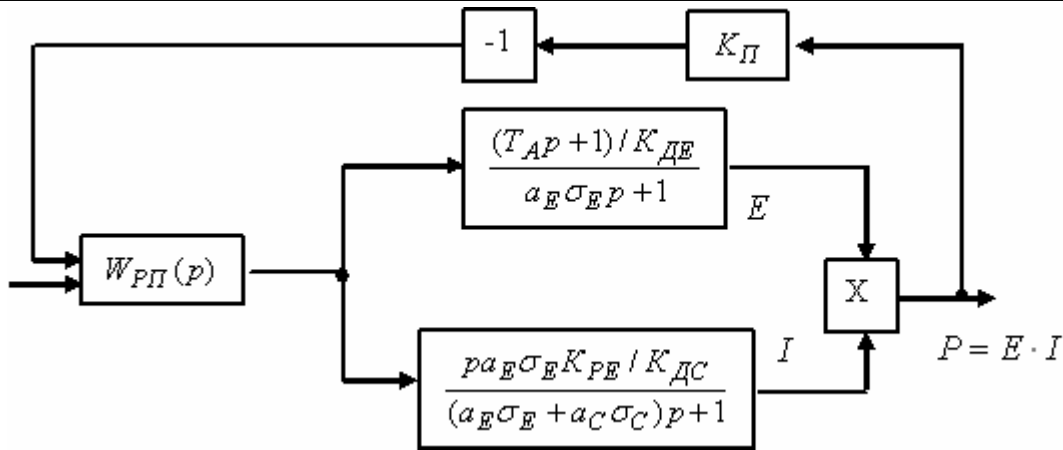


Рис.3.9. Перетворена структурна схема контуру регулювання потужності

З цією метою потрібно приєднати на вихід регулятора потужності множи́льно-подільний пристрій, на множинний вхід якого подається вихідна напруга від регулятора потужності, а на вхід подільника – струмовий сигнал від сенсора якірного струму, що динамічно скорегований зворотною передавальною функцією реальної диференціюючої ланки

$$W_{KP}(p) = \frac{(a_E \sigma_E + a_C \sigma_C) p + 1}{r a_E \sigma_E K_{PE} / K_{DC}}$$

яка є ланкою ізодрома або пропорційно-інтегральним регулятором корекції динамічних властивостей контуру керування потужністю двигуна.

При такому приєднанні додаткових коригувальних пристроїв повністю заглушується дія збурення струму якоря двигуна як з боку каналу керування, так і з боку каналу навантаження.

Функціональна схема приводу обертання наведена на рис.3.10.

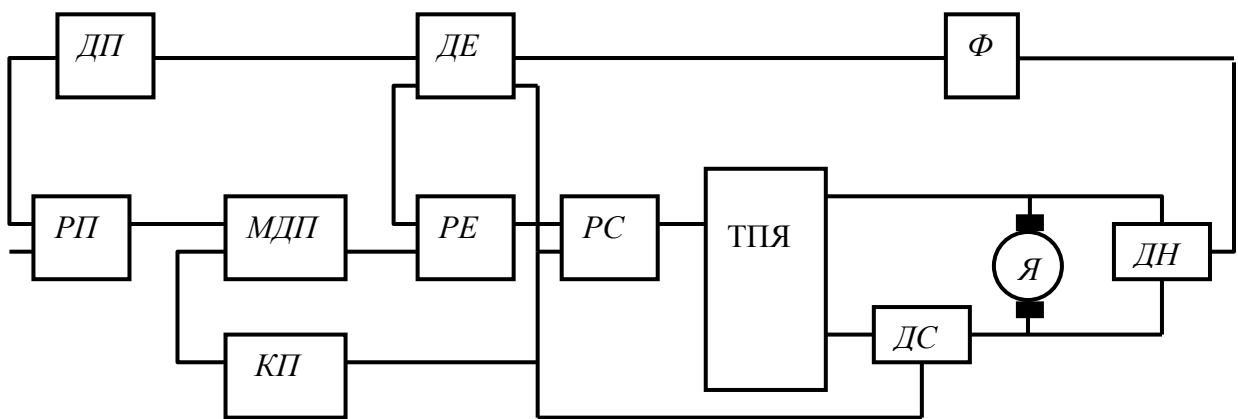


Рис.3.10. Функціональна схема приводу обертання поставу з динамічним корегуванням регулятора потужності

На схемі позначено: РП, РЕ, РС – регулятори потужності, електрорушійної сили, струму; ДС, ДН, ДЕ, ДП – сенсори струму, напруги, електрорушійної

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

сили, потужності;  $\Phi$  – фільтр;  $ТПЯ$  – тиристорний перетворювач якірного кола;  $Я$  – якір двигуна;  $МДП$  – множилно-ділительний пристрій;  $КП$  – коригувальний пристрій (пропорційно-інтегральний регулятор).

Числові значення комп'ютерної моделі обиралися для параметрів бурового шарошкового верстата СБШ-250МН, початкові дані якого зведені у табл. 3.1.

За розробленою методикою синтезовані передавальні функції регуляторів струму, електрорушійної сили й потужності триконтурної системи керування, що описуються нелінійним диференціальним рівнянням десятого порядку. Нелінійними елементами є: обмеження вихідних сигналів регуляторів, блоки множення та множилно-подільний пристрій, що визначають потужність за вхідним струмом та електрорушійною силою, а також динамічну корекцію контуру регулювання потужності буріння.

Розраховані осцилограми перехідних процесів в електроприводі без динамічної корекції та з нею наведені на рис. 3.7 і 3.11 відповідно. Як виходить з графіків струму, електрорушійної сили та потужності, динамічна корекція ефективно згладжує коливальний процес у моменти істотних змін струму якоря.

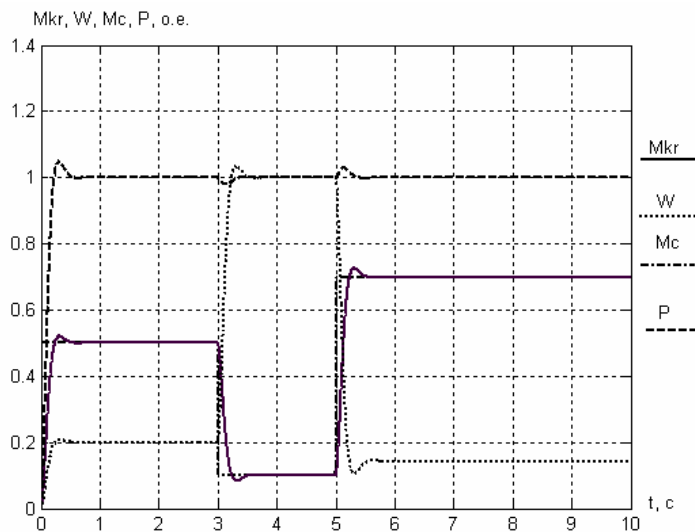


Рис. 3.11. Осцилограми зміни статичного моменту  $M_c$ , крутного моменту  $M_{KP}$ , частоти обертання  $\omega$  і потужності привідної системи  $P$  при динамічній корекції системи керування

#### 3.1.3. Керування приводом обертання з використанням асимптотичного ідентифікатора стану

При використанні приводу обертання без сенсорів на двигуні доступними для виміру координатами є напруга й струм якоря. Синтезуємо систему контролю частоти обертання двигуна та потужності на долоті згідно з

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

інформацією про поведінку об'єкта керування за допомогою асимптотичного ідентифікатора стану [59 – 65].

Зараз використовуються системи автоматичного керування потужністю руйнування гірської породи шарошковим долотом, які побудовані без застосування сенсорів на двигуні обертання. При цьому потужність руйнування породи контролюється за непрямыми параметрами (електрорушійною силою та струмом якоря привідного двигуна), тобто за потужністю привідної системи. При такій побудові в перехідних режимах разом із потужністю, що виділяється на шарошковому долоті, враховується потужність динамічних процесів, а це призводить до погіршення якості керування. Крім того, при такій побудові системи регулювання на вхід давача напруги необхідно увімкнути фільтр, що забезпечує точну ідентифікацію електрорушійної сили при різних моментах опору на валу двигуна. У динамічних режимах роботи такої системи наявність фільтра на вході сенсора напруги веде до появи неузгодженості між дійсним значенням електрорушійної сили та визначеною величиною і відповідно до зменшення швидкодії всієї системи керування потужністю руйнування гірської породи шарошковим долотом. Системою регулювання дія цього фільтра не компенсується, оскільки контури регулювання електрорушійної сили та потужності налаштовуються з урахуванням наявності фільтра.

Враховуючи принципи побудови системи керування без використання сенсорів на двигуні обертання, синтезуємо систему регулювання потужності руйнування породи за допомогою ідентифікатора стану об'єкта спостереження.

За такою побудови швидкодія системи керування зростає, крім того, ідентифікація статичного моменту й частоти обертання дозволяє визначити потужність безпосередньо на шарошковому долоті, що підвищує точність і якість системи керування руйнування породи.

Для вирішення поставленого завдання як привідну систему розглядаємо керований статичний випрямляч–двигун постійного струму (система постійного струму). Розрахунок ведемо за діючими значеннями струму й напруги, нехтуючи пульсаціями на виході випрямляча. Хвильові процеси в буровому поставі не враховуємо. Механічну частину привідної системи враховуємо як зведений момент інерції поставу до вала двигуна.

Функціональна схема (рис.3.12) містить систему регулювання потужності руйнування шарошковим долотом гірської породи, що впливає на вхідну напругу тиристорного перетворювача й контролює струм якоря двигуна. Частота обертання долота, момент опору і потужність руйнування породи недоступні для прямого виміру, тому що на двигуні відсутній сенсор частоти обертання, а момент опору на шарощці й потужність руйнування породи за технічних обставин у принципі неможливо вимірити. Вихідною величиною об'єкта керування є тільки струм двигуна.

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

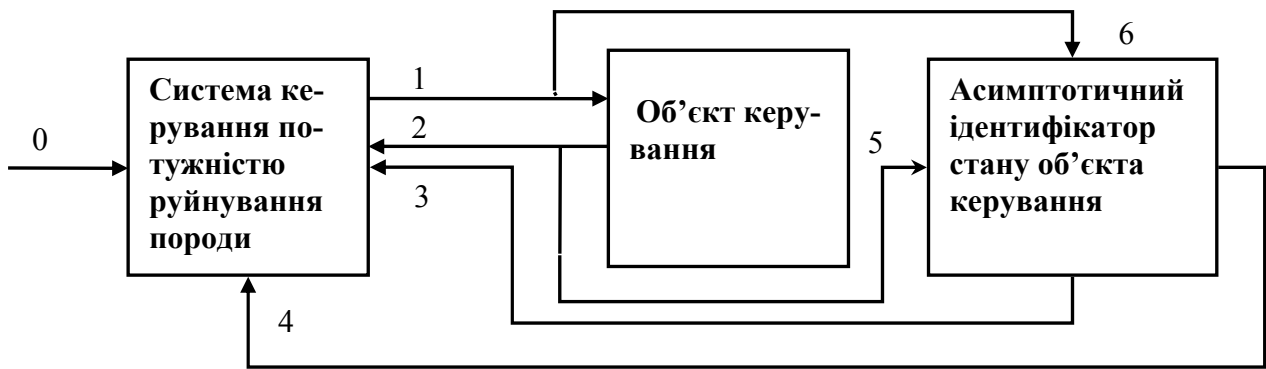


Рис.3.12 . Функціональна схема регулювання потужності приводу обертання

Синтезуємо систему керування (рис.3.13) за методикою, яка наведена в роботі [58]. Щоб скористатися перевагами модального керування, необхідно

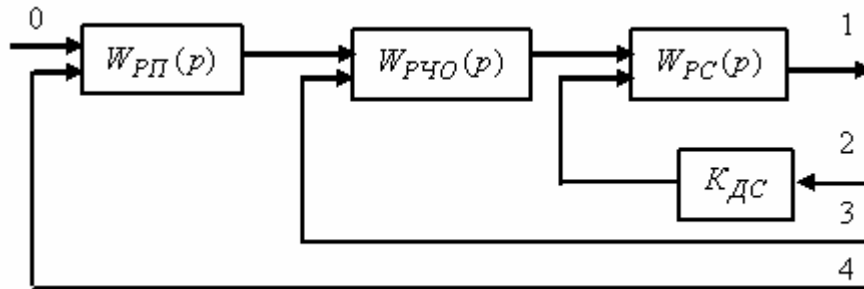


Рис.3.13. Структура системи керування потужністю руйнування породи

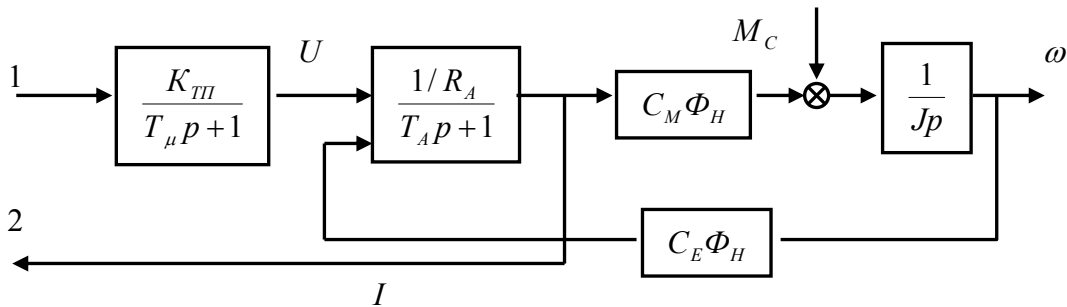


Рис.3.14. Структура об'єкта керування

оцінити вектор стану системи. Для цього скористаємося інформацією про вхідні й вихідні величини системи та її структуру, що апріорно відомі.

Вихідні рівняння, що описують протікання динамічних процесів в об'єкті керування (двигун постійного струму з механізмом, рис. 3.14), подаємо в матричному вигляді, використовуюючи поняття простору станів:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\bar{X}}{dt} &= A\bar{X} + BU + FM_C; \\ \bar{Y} &= C\bar{X}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

де  $A, B, C, F$  – матриці коефіцієнтів;  $\bar{X}$  – вектор стану;  $\bar{Y}$  – вектор величин, що спостерігаються:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_A} & -\frac{C_E \Phi_H}{R_A T_A} \\ \frac{C_M \Phi_H}{J} & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ R_A T_A \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = [1 \quad 0]; \quad F = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix};$$

$$\bar{Y} = C\bar{X} = I.$$

Напруга  $U$  на якорі двигуна є вхідною керованою величиною, а струм  $I$  – величиною, що спостерігається. Момент опору  $M_C$  на шарошковому долоті недоступний для безпосереднього виміру.

Спочатку перевіряємо умови, яким має відповідати об'єкт керування, щоб задача оцінки його стану мала розв'язок. Для цього перевіряємо ранг матриці спостереження  $Q$ , який не повинен дорівнювати нулю, тобто

$$Q = \begin{bmatrix} CA^0 \\ CA^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{T_A} & -\frac{C_E \Phi_H}{R_A T_A} \end{bmatrix} = -\frac{C_E \Phi_H}{R_A T_A} \neq 0; \quad \text{rank} Q = 2.$$

Ранг матриці спостереження дорівнює двом, тобто досліджуваний об'єкт спостереження повністю ідентифікований й описується незалежними лінійними рівняннями.

Тоді математична модель об'єкта керування відповідно буде описана системою диференціальних рівнянь, ідентичною для об'єкта керування,

$$\left. \begin{aligned} \frac{d \hat{X}}{dt} &= A \hat{X} + BU + L(\bar{Y} - \hat{Y}); \\ \hat{Y} &= C \hat{X}, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

де  $\hat{X}, \hat{Y}$  – розраховані на математичній моделі вектори стану й контрольованих величин;  $U$  – вхідне збурення, що надходить на реальний об'єкт керування й на математичну модель;  $L(\bar{Y} - \hat{Y})$  – вектор помилки керування.

Оскільки момент опору прикладається тільки до об'єкта керування, а в математичній моделі він дорівнює нулю, то для точного відтворення координат керування у модель об'єкта вводиться вектор помилки відновлення вимірюваних змінних  $L(\bar{Y} - \hat{Y})$ , котрий має розмірність, що відповідає розмірності вектора стану

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}.$$

Із системи рівнянь (3.1) маємо

$$\frac{d \hat{X}}{dt} = (A - LC) \hat{X} + BU + L\bar{Y}.$$

Встановлення елементів матриці  $L$  означає вибір вигляду характеристичного рівняння ідентифікатора, тобто рівняння вигляду

$$\det[\lambda E - (A - LC)] = 0,$$

де  $\lambda$  – корінь характеристичного рівняння;  $E$  – одинична матриця.

Для визначення розподілу коренів зручно скористатися однією із чисельних стандартних форм.

Корені характеристичного рівняння об'єкта ідентифікації знаходимо з рівняння

$$\det[\lambda E - A] = \lambda^2 + \lambda \frac{1}{T_A} + \frac{C_E C_M \Phi_H^2}{J R_A T_A} = 0.$$

Звідки корені характеристичного рівняння

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2T_A} \cdot \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4C_E C_M \Phi_H^2 T_A}{J \cdot R_A}} \right),$$

тобто залежно від числових значень параметрів об'єкта ідентифікації корені можуть бути:

- дійсними й однаковими (дискримінант дорівнює нулю);
- дійсними й різними (дискримінант більший за нуль);
- комплексно-спряженими (дискримінант менший за нуль).

Якщо корені комплексно-спряжені або дійсні та рівні, то дійсна частина кореня визначиться так:

$$\text{Re } al(\lambda_{1,2}) = -\frac{1}{2T_A}. \quad (3.3)$$

Надалі будемо орієнтуватися на останні значення коренів, а оскільки вони характеризують роботу приводів у дійсних умовах, то це дозволяє одержати компактні аналітичні рівняння. Випадок з дійсними різними коренями не має принципової складності, але рівняння виходять більш громіздкими.

Запишемо характеристичне рівняння спостерігача у вигляді

$$\det[\lambda E - (A - LC)] = \lambda^2 + \lambda \left( \frac{1}{T_A} + L_1 \right) - \frac{C_E \Phi_H}{R_A T_A} \cdot \left( L_2 - \frac{C_M \Phi_H}{J} \right). \quad (3.4)$$

Приймаємо біноміальний розподіл коренів характеристичного рівняння

$$(\lambda + p)^2 = \lambda^2 + 2 \cdot \lambda \cdot p + p^2. \quad (3.5)$$

Порівнюючи коефіцієнти при однакових степенях рівнянь (3.4) і (3.5), одержимо вираз

$$L_1 = 2p - \frac{1}{T_A}; L_2 = \frac{C_M \Phi_H}{J} - \frac{R_A T_A p^2}{C_E \Phi_H},$$

де відповідно до рівняння (3.3)

$$p = (3...4) \text{Re } al(\lambda_{1,2}). \quad (3.6)$$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Вибір параметра  $p$ , що визначає швидкодію ідентифікатора, у загальному випадку є нетривіальною задачею. Якби структура та параметри об'єкта керування точно були відтворені в ідентифікаторі, а момент опору, що прикладений до шарошкового долота, діяв й на ідентифікатор, то замикання системи керування по розрахованих координатах  $\hat{X}$  було б еквівалентним замиканню відповідно до реальних координат  $X$  (за умови, що вони доступні для виміру). Власна динаміка ідентифікатора при цьому не впливає на динаміку об'єкта керування, замкненого через нього. У цьому разі зв'язок через матрицю  $L$  не працює.

Невідповідність між математичним описом об'єкта керування й ідентифікатором виявляється через те, що на об'єкт діють збурювання, які не можна виміряти та увести в спостерігач. Тому бажано мати високу швидкодію ідентифікатора, при цьому розходження між реальними й відновленими координатами буде у загальному випадку тим менше, чим більше числове значення  $p$ .

З іншого боку, на вимірювані координати об'єкта керування накладений шум через вібрації поставу в процесі буріння у вигляді високочастотних пульсацій, тому зростання величини  $p$  може призвести до неприпустимого збільшення рівня шуму на виходах ідентифікатора.

За цих обставин прийнято, щоб швидкодія ідентифікатора трохи перевищувала швидкодію об'єкта керування, який через нього буде замкнений. При розрахунку це відображається в тому, що в рівнянні (3.6) коефіцієнт пропорційності знаходиться в межах від 3 до 4.

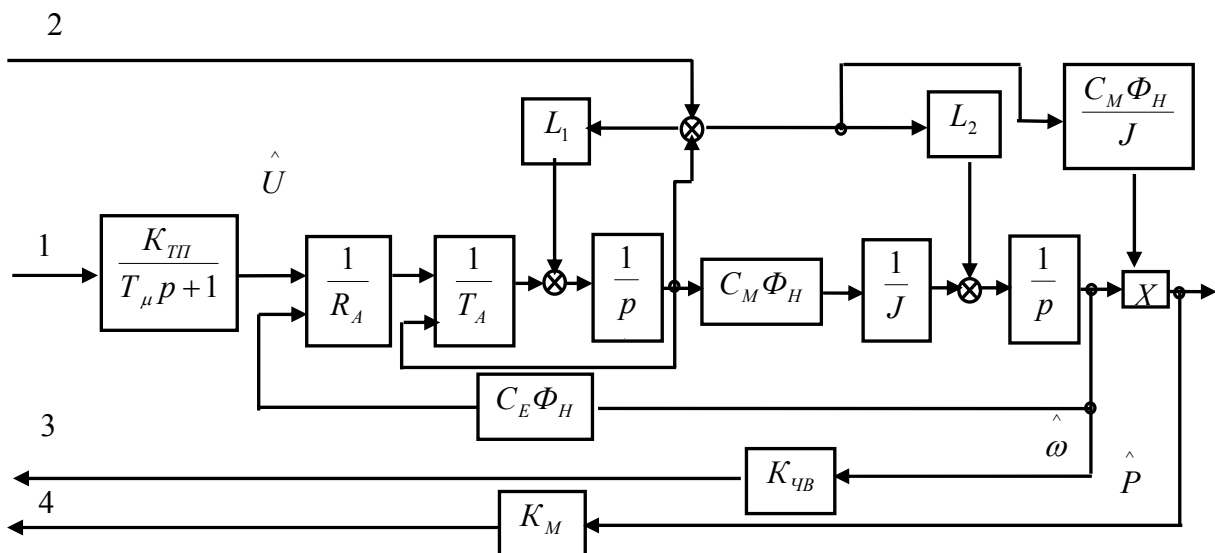


Рис.3.15. Асимптотичний ідентифікатор стану об'єкта керування

На основі рівнянь (3.1) і (3.2) будемо структурну схему ідентифікатора моменту опору, частоти обертання й потужності на шарошці, рис. 3.15. Об'єкт керування (рис.3.14) містить аперіодичну ланку (якірне коло двигуна) і інтегратор (механічна ланка приводу). Двигун охоплений від'ємним внутрішнім зворотним зв'язком протиЕРС. На вході аперіодичної ланки



порівнюються вхідна напруга (керований сигнал) і протиЕРС двигуна. На вході інтегратора порівнюються крутний момент двигуна з моментом опору. Момент опору – неспостережуваний і некерований сигнал. Крутний момент оцінюється за повним струмом привідної системи.

Синтезований пристрій ідентифікації містить два інтегратори (рис.3.15). Його основна частина повторює структуру об'єкта керування. Відмінність полягає у відсутності сигналу, пропорційного моменту опору. Крім того, ідентифікатор має три пропорційні ланки й пристрій множення. Пропорційні ланки  $L_1, L_2$  коректують динаміку ідентифікатора – приводять у відповідність спостережувані координати з координатами, які розраховані на математичній моделі об'єкта керування.

#### **3.1.4. Синтез системи ідентифікації параметрів приводу бурового верстата**

Приводу обертання бурового верстата властива зміна моменту інерції при нарощуванні та розбиранні поставу, а також зміна параметрів якірного кола – індуктивності та резистивного опору за період експлуатації електромеханічного устаткування. Це призводить до зміни коефіцієнтів передачі та сталих часу, що негативно позначається на підтримці оптимальних параметрів у процесі буріння підривних свердловин. Більш того, відмова від використання сенсорів на двигуні потребує для процесу керування застосовувати ідентифікатор стану, параметри якого мають точно відповідати об'єкту керування. Тільки в цьому разі можлива підтримка процесу руйнування породи шарошковим долотом на оптимальному рівні.

Структура привідної системи апріорно відома, тому ідентифікація зводиться до знаходження значень коефіцієнтів передачі. Завдання полягає в синтезуванні адаптивного пристрою спостереження, що оцінює вектор стану об'єкта й ідентифікує його параметри.

Ці параметри можливо знайти за допомогою алгоритмів ідентифікації прямих обчислень або за допомогою адаптивної моделі. Застосування прямих обчислювальних алгоритмів вимагає безпосереднього або непрямого виміру векторів стану, а для цього треба знати їх величину в дискретні моменти часу. В дійсності мають місце похибки вимірів, і це накладає істотні обмеження на застосування прямих обчислювальних алгоритмів ідентифікації. Тому розв'язуємо поставлену задачу в області ідентифікації за допомогою адаптивної або самонастроювальної моделі. При цьому в кожний поточний момент часу мінімізується миттєва неузгодженість між вихідним вектором моделі та вектором реального процесу. Це потребує використання градієнтних методів налаштування – пошукових й непошукових.

У пошукових системах адаптації потрібно числове диференціювання, для чого вводяться пошукові варіації параметрів і використовується синхронне детектування. У непошукових системах для визначення градієнта використовується принцип "допоміжного оператора" і теорія чутливості. Тому відносно розглянутого об'єкта ідентифікації раціонально застосувати канонічний непошуковий градієнтний алгоритм самоналаштування з використанням

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

”допоміжного оператора”, оскільки при цьому можливо синтезувати шуканий алгоритм на основі операцій інтегрування з наступним істотним спрощенням, що сприяє підвищенню швидкодії всієї системи [66, 67].

Вибравши за вхідну змінну напругу, а за вихідну змінну струм якоря двигуна, одержуємо передавальну функцію об'єкта ідентифікації

$$I(p) = \frac{p / L_A}{p^2 + R_A p / L_A + C_E C_M \Phi_H^2 / J / L_A} U(p). \quad (3.7)$$

В області оригіналів рівняння (3.7) перетвориться до вигляду

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{L_A}{R_A} \frac{dI}{dt} + \frac{C_E C_M \Phi_H^2}{J L_A} I = \frac{1}{L_A} \frac{dU}{dt}, \quad (3.8)$$

де момент інерції, резистивний опір і індуктивність якорного кола є змінними параметрами об'єкта керування. Якщо індуктивність і опір – повільно змінюються у часі, то момент інерції може змінюватися як повільно у часі (через зношування штанг), так і стрибкоподібно (у процесі складання – розбирання бурового поставу).

Відповідно до диференціального рівняння об'єкта керування (3.8) приймаємо модель, що налаштовується та описується диференціальним рівнянням другого порядку

$$\frac{d^2 \hat{I}}{dt^2} + \alpha \frac{d \hat{I}}{dt} + \beta \hat{I} = \gamma \frac{dU}{dt}. \quad (3.9)$$

Причому коефіцієнти:  $\alpha$  – прямо пропорційний значенню резистивного опору,  $\beta$  – обернено пропорційний моменту інерції,  $\gamma$  – обернено пропорційний індуктивності, тобто

$$\alpha = R_A / L_A; \quad \beta = C_E C_M \Phi_H^2 / L_A / J; \quad \gamma = 1 / L_A.$$

За міру якості критерію самоналаштування вибираємо цільову функцію, яка обумовлена співвідношенням  $\varepsilon^2 = (I - \hat{I})^2$ , тобто квадратом різниці між дійсним і відновленим значеннями струму якоря, які виміряні на об'єкті ідентифікації та розраховані на моделі, що побудована.

Знаходимо градієнти налаштувань параметрів моделі:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\alpha}{dt} &= -\frac{1}{T_\alpha} \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \alpha} = \frac{2}{T_\alpha} (I - \hat{I}) \frac{\partial \hat{I}}{\partial \alpha}; \\ \frac{d\beta}{dt} &= -\frac{1}{T_\beta} \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \beta} = \frac{2}{T_\beta} (I - \hat{I}) \frac{\partial \hat{I}}{\partial \beta}; \\ \frac{d\gamma}{dt} &= -\frac{1}{T_\gamma} \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \gamma} = \frac{2}{T_\gamma} (I - \hat{I}) \frac{\partial \hat{I}}{\partial \gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Функцією чутливості відновленого значення струму стосовно параметрів, що налаштовуються  $\alpha, \beta, \gamma$ , є функція впливу параметра на відновлене значення струму, тобто

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\gamma}{dt} &= -\frac{1}{T_\gamma} \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \gamma} = \frac{2}{T_\gamma} (I - \hat{I}) \frac{\partial \hat{I}}{\partial \gamma}, \\ \frac{d^2}{dt^2} \frac{\partial \hat{I}}{\beta} + \alpha \frac{d}{dt} \frac{\partial \hat{I}}{\partial \beta} + I + \beta \frac{\partial \hat{I}}{\partial \beta} &= 0; \\ \frac{d^2}{dt^2} \frac{\partial \hat{I}}{\partial \gamma} + \alpha \frac{d}{dt} \frac{\partial \hat{I}}{\partial \gamma} + \beta \frac{\partial \hat{I}}{\partial \gamma} &= \frac{dU}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Для спрощення перетворень із області оригіналів переходимо до операторних зображень за Лапласом, звідкіля в явному вигляді виділяємо шукані функції чутливості

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \hat{I}(p)}{\partial \alpha(p)} &= -\frac{p \hat{I}(p)}{p^2 + p\alpha(p) + \beta(p)} = W_{BO}(p)W_{C1}(p); \\ \frac{\partial \hat{I}(p)}{\partial \beta(p)} &= -\frac{\hat{I}(p)}{p^2 + p\alpha(p) + \beta(p)} = W_{BO}(p)W_{C2}(p); \\ \frac{\partial \hat{I}(p)}{\partial \gamma(p)} &= \frac{pU(p)}{p^2 + p\alpha(p) + \beta(p)} = W_{BO}(p)W_{C3}(p). \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

Оскільки загальна частина допоміжного оператора однакова для всіх параметрів, що налаштовуються, і не містить інформації, яка характерна для кожного з параметрів, то з метою спрощення контуру самоналаштування та підвищення його швидкодії використовуємо тільки істотні допоміжні оператори.

Таким чином, алгоритм налаштування параметрів  $\alpha, \beta, \gamma$ , де використані істотні допоміжні оператори, знаходиться за такої системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \alpha(p) &= -\frac{2}{T_\alpha p} p \hat{I}(p)(I(p) - \hat{I}(p)); \\ \beta(p) &= -\frac{2}{T_\beta \cdot p} \hat{I}(p)(I(p) - \hat{I}(p)); \\ \gamma(p) &= \frac{2}{T_\gamma p} pU(p)(I(p) - \hat{I}(p)). \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Структурна схема системи адаптивної ідентифікації параметрів приводу, зображена на рис. 3.16, де загальна частина допоміжних операторів розташована в пунктирних прямокутниках.

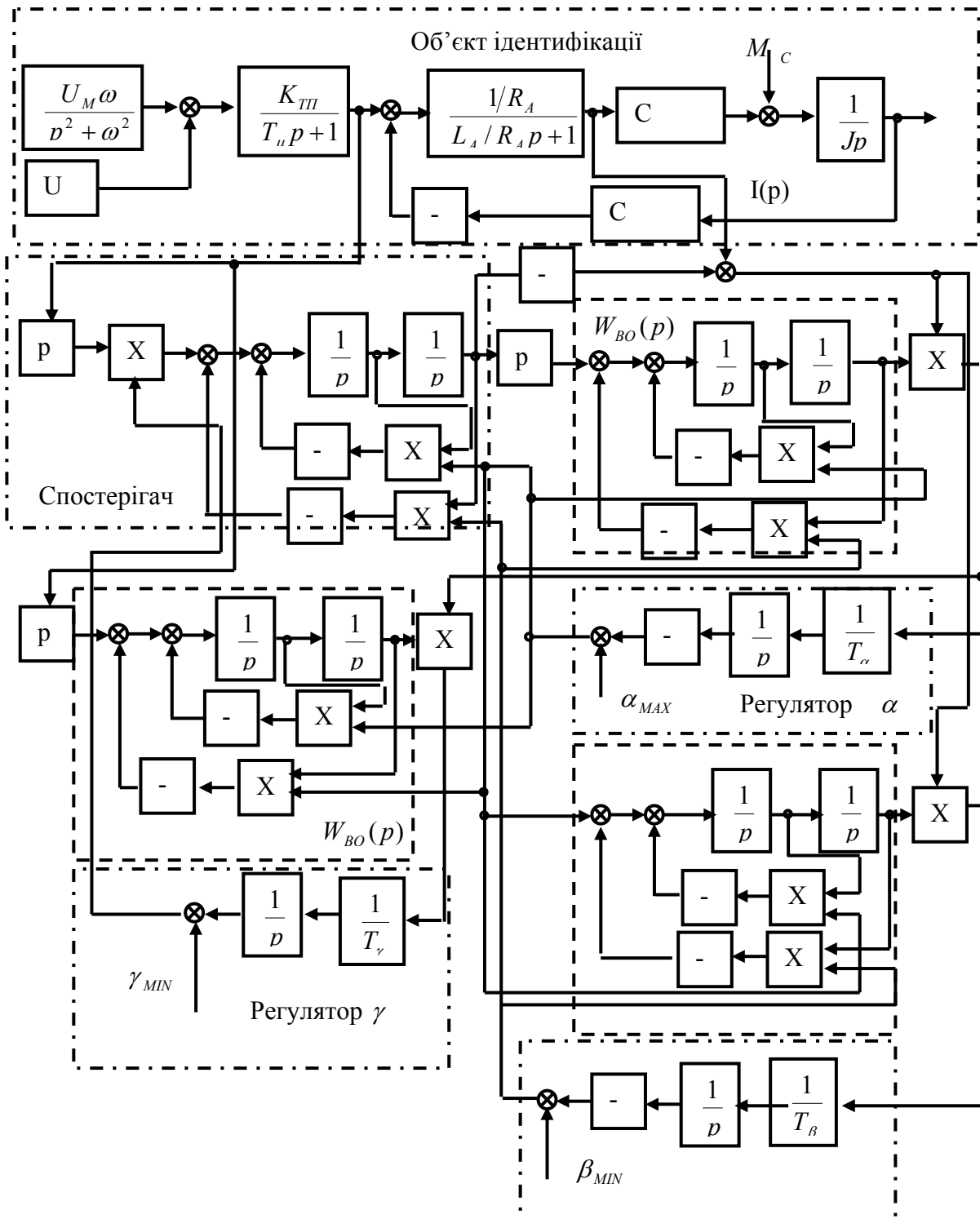


Рис.3.16. Структурна схема системи ідентифікації параметрів приводу бурового верстата

## 3.2. Електропривід обертання поставу змінного струму

На етапі розвитку науки і техніки, яке спостерігається на рубежі XX і XXI століть, електротехнічні комплекси та системи почали визначати технологічні можливості і технічний рівень промислових установок.

Особливістю розвитку електротехнічних комплексів є розширення сфери застосування регульованих приводів в основному за рахунок підвищення надійності та якості електроприводів змінного струму. Досягнуті за останні роки успіхи в удосконаленні напівпровідникових перетворювачів частоти дозволяють прогнозувати, що в найближчому регульовані приводи змінного струму, які використовують короткозамкнені асинхронні двигуни більш простої конструкції і меншої металомісткості, замінять регульовані приводи постійного струму у промислових установках.

У зв'язку з постійним збільшенням вартості енергоносіїв і відповідно зі зростанням обсягів їх використання стає економічно і технічно доцільним використання регульованих енергозберігаючих приводів змінного струму.

Поява на ринку повністю керованих силових напівпровідникових приборів (IGBT, IGCT, GTO) з великими значеннями припустимих струмів і напруг привело до радикальних змін у схемотехніці пристроїв силової електроніки, що дозволяє створювати частотно-регульовані електроприводи на значну потужність. З'явилися об'єктивні можливості виготовлення недорогих, простих і надійних в експлуатації перетворювачів частоти з високими значеннями ККД і коефіцієнта потужності.

Частотно-регульований привід забезпечує: плавний пуск, тривалу роботу в заданому діапазоні змін швидкостей і навантажень, реверсування, гальмування і зупинку, захист електричного і механічного обладнання від аварійних режимів.

Частотно-регульований привід є не тільки пристроєм економічного перетворення електричної енергії у механічну, але й ефективним засобом керування технологічним процесом буріння, у том числі і в замкнених системах автоматичного керування технологічними параметрами, таким як вібрація поставу.

Ефективне використання цифрових частотно-регульованих електроприводів обумовлене високими енергетичними показниками, гнучким налаштуванням програмними засобами параметрів і режимів роботи електропривода, розвиненим інтерфейсом і сумісністю до локальних систем автоматичного керування, а також і до систем керування високого рівня, простотою і зручністю в обслуговуванні при експлуатації, високою якістю статичних і динамічних характеристик, що забезпечують значну продуктивність технологічного процесу в цілому.

Тому на етапі модернізації існуючого електрообладнання шарошkových верстатів, а більш того на етапі розроблення привідних систем для створених бурових верстатів нового покоління доцільно розглядати не тільки традиційні електроприводи постійного струму, але і сучасні привідні системи змінного струму.

### 3.2.1. Система керування потужністю приводу обертання поставу

Сукупність диференціальних рівнянь, що описують динаміку асинхронного двигуна у системі координат, пов'язаної з вектором основного потокозчеплення, має такий вигляд [68 – 70]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_r}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\psi_r + k_r R_r I_d; \\ \frac{dI_d}{dt} &= -\frac{R_s + k_r^2 R_r}{L'_s} I_d + \frac{k_r R_r}{L'_s L_r} \psi_r + \omega_{\psi r} I_{s2} + \frac{1}{L'_s} U_d; \\ \frac{dI_q}{dt} &= -\frac{R_s + k_r R_r}{L'_s} I_q - \omega_{\psi r} I_d - \frac{k_r}{L'_s} p_n \psi_r \omega + \frac{1}{L'_s} U_q; \\ \frac{d\omega}{dt} &= (k_m \psi_r I_q - M_c) / J, \end{aligned} \right\}$$

де  $\psi_r, L_r, R_r$  – потокозчеплення, індуктивність і резистивний опір ротора;  $I_d, I_q$  – поперечна і поздовжня складові струму статора двигуна;  $R_s, L'_s$  – резистивний опір та індуктивність статора;  $\omega_1, \omega_{\psi r}, p_n$  – кутові частоти обертання ротора, потокозчеплення ротора і кількість пар полюсів обмотки статора;  $U_d, U_q$  – поперечна і поздовжня складові напруги статора;  $M_m$  – взаємодукція між статором і ротором (індуктивність контуру  $M_m$  намагнічування):  $k_r = M_m / L_r$ ;  $k_s = M_m / L_s$ ;  $L'_s = \sigma L_s$ ,  $\sigma = 1 - k_s k_r$ ;  $k_m = 3 p_n k_r / 2$ ;  $\sigma$  – коефіцієнт розсіювання;  $J$  – динамічний момент інерції механічної ланки приводу.

Координатна система орієнтована за напрямом вектора основного потокозчеплення, завдяки чому є можливість роздільного регулювання потокозчеплення ротора і поперечної складової струму статора. Це дозволяє синтезувати систему з нормованими динамічними показниками, яка контролює за одним каналом потокозчеплення поздовжній струм статора, а за іншим – частоту обертання ротора і поперечну складову статорного струму (векторна система керування асинхронним короткозамкненим двигуном).

Рівняння, що описують динамічні процеси, які відбуваються у каналі керування поперечною складовою струму статора двигуна, такі:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_q}{dt} &= -\frac{R_s + k_r^2 R_r}{L'_s} I_q - \omega_{\psi r} I_{s1} - \frac{k_r}{L'_s} p_n \psi_r \omega + \frac{1}{L'_s} U_q; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3 p_n k_r}{2J} \psi_r I_q - \frac{1}{J} M_c. \end{aligned} \right\}$$

В об'єкті керування є чотири збурювальних сигнали: потокозчеплення ротора  $\psi_r$ ; моменту опору  $M_c$ ; перехресний зв'язок  $I_d \omega_{\psi_r}$ ; електрорушійної сили частоти обертання вала двигуна  $k_r \psi_r p_n \omega / L'_s$ .

Припускаємо, що потокозчеплення ротора підтримується на постійному рівні за каналом керування поздовжньою складовою струму статора двигуна. Компенсація перехресного зв'язку та електрорушійної сили частоти обертання валу двигуна здійснюється шляхом уведення додаткових зв'язків та розв'язки каналів керування. При прямій компенсації використовуються сигнали, пропорційні добутку миттєвої частоти обертання вектора потокозчеплення ротора  $\omega_{\psi_r}$  і поздовжньої складової струму статора двигуна, а також добутку частоти обертання і поточного значення потокозчеплення ротора.

#### 3.2.2. Контур регулювання потужності

Синтезуємо триконтурну систему з контролюванням потужності приводу обертання бурового верстата за системою перетворювач частоти – двигун змінного струму на основі загально прийнятої векторної системи керування асин-хронним короткозамкненим двигуном. У цій системі внутрішніми є контури регулювання струму двигуна і частоти обертання.

Для реалізації м'яких механічних характеристик приводу обертання поставу при бурінні міцних порід замикаємо зовнішній регулюючий контур за потужністю, що споживається приводом. Для однозначності розглядаємо систему керування з трьома контурами: внутрішніми – струму статора та електрорушійної сили двигуна і зовнішнім – потужності приводу обертання. Система регулювання будується згідно з принципами активної послідовної корекції динамічних параметрів об'єкта керування (рис. 3.17, 3.18), де передавальні функції об'єкта керування:  $W_{ТП}(p) = K_{ТП} / (T_{\mu} p + 1)$  – напівпровідниковий перетворювач ( $T_{\mu}$  – мала стала часу перетворювача, яка не компенсується;  $K_{ТП}$  – передавальний коефіцієнт перетворювача);  $W_{ЕЛ}(p) = 3 p_n k_r / (2(T_I p + 1))$  – електромагнітна ланка двигуна ( $T_I$  – електромагнітна стала часу);  $W_1(p) = 3 p_n k_r \psi_r / 2$  – ланка, що зв'язує струм з крутним моментом;  $W_2(p) = \psi_r k_r p_n / L'_s$  – ланка, що зв'язує частоту обертання вала двигуна з обертовою ЕРС;  $W_{\Phi}(p) = K_H / (T_I p + 1)$  – фільтр;  $W_{ДС}(p) = K_{ДС}$  – сенсор струму;  $W_{ДЕ}(p) = K_{ДЕ}$  – сенсор ЕРС;  $W_{ДМ}(p) = K_{ДМ}$  – сенсор потужності;  $K_{ДС}, K_H, K_{ДЕ}, K_{ТП}$  – передавальні коефіцієнти сенсорів струму, напруги, ЕРС і потужності;  $\psi_r, \psi_H$  – поточне і номінальне значення потокозчеплення двигуна;  $W_{P1}(p) = W_{РС}(p)$ ,  $W_{P2}(p) = W_{РЕ}(p)$ ,  $W_{P3}(p) = W_{РП}(p)$  – регулятори струму, ЕРС, потужності;  $W_{МЛ}(p) = 1 / (Jp)$  – механічна ланка приводу.

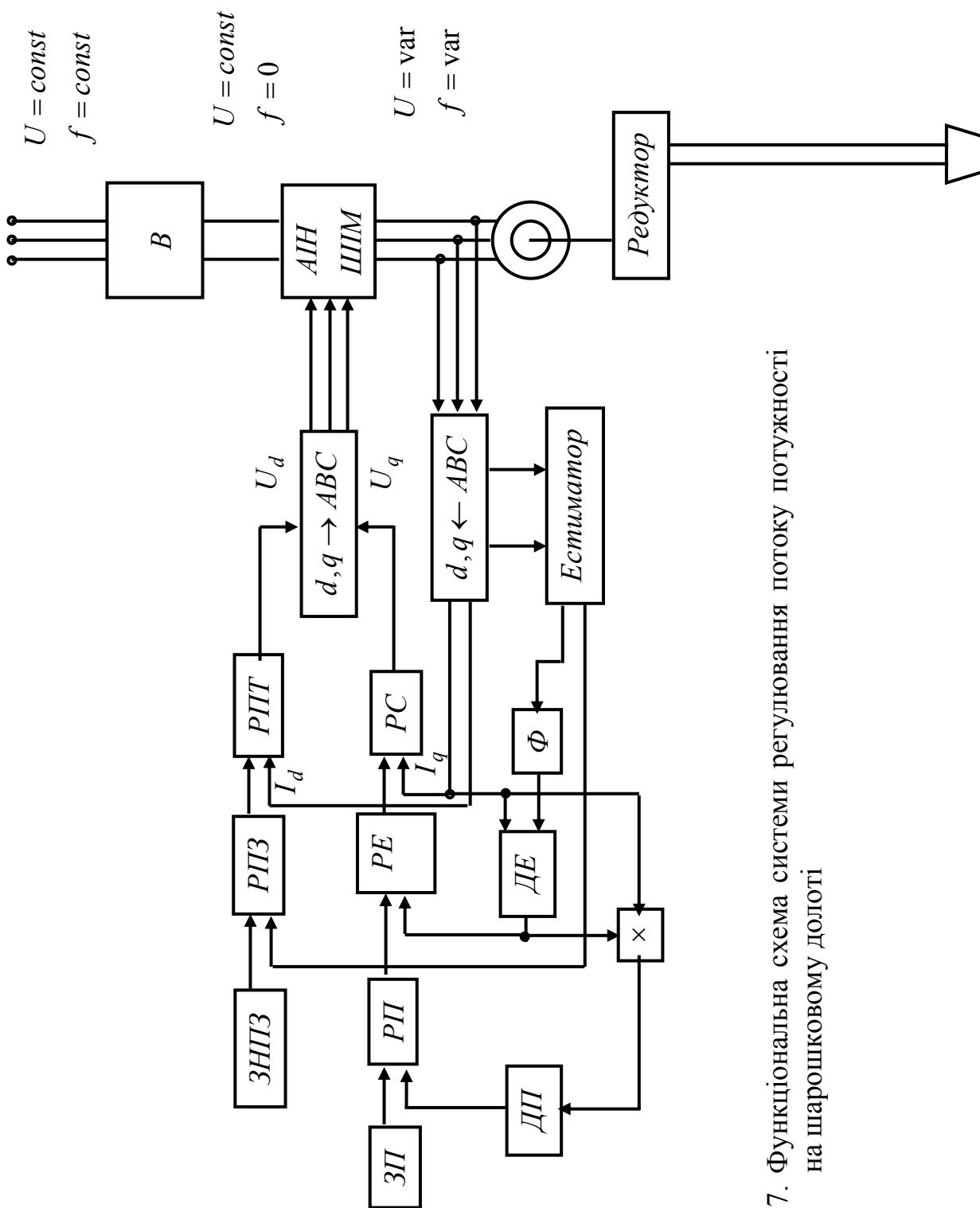


Рис. 3.17. Функціональна схема системи регулювання потоку потужності на шарошковому долоді



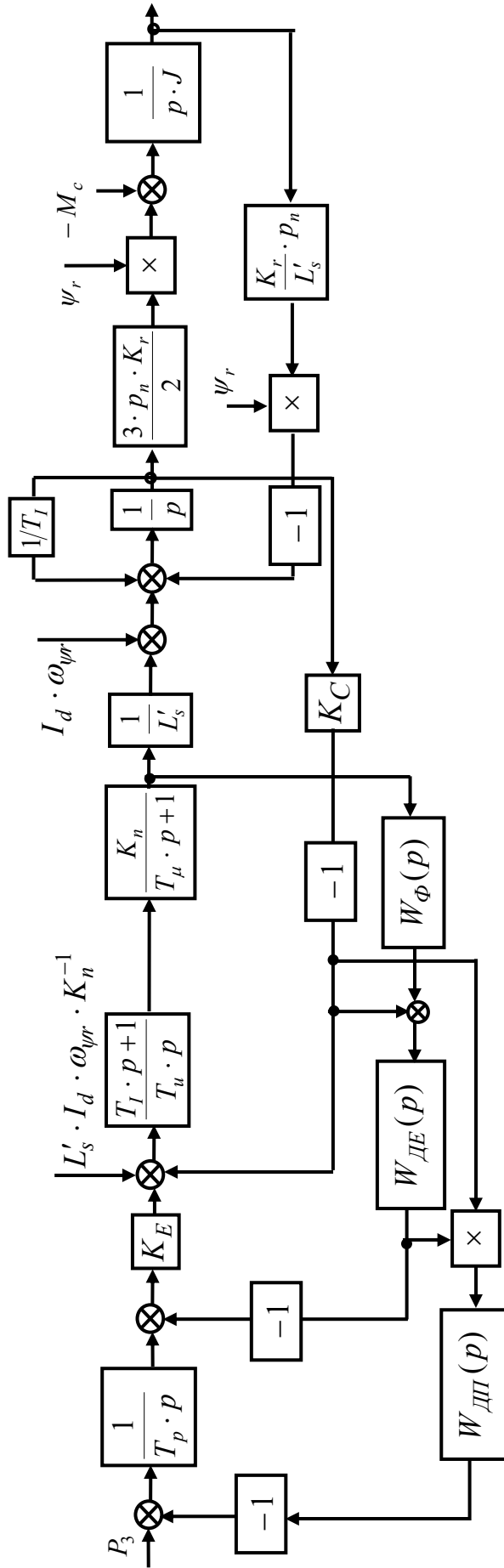


Рис.3.18. Структурна схема триконтурної системи регулювання потоку потужності на шарошковому долоті (канал поперечної складової струму)

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

На рис. 3.17 позначено:  $d, q \leftrightarrow ABC$  – координатний перетворювач;  $B$  – випрямляч;  $AIH$ - $ШИМ$  – автономний інвертор напруги із широтно-імпульсною модуляцією;  $ЗНПЗ$  – задавач поточозчеплення;  $РПЗ$  – регулятор поточозчеплення;  $РС, РПТ$  – регулятори поперечної і поздовжньої складової струму;  $ДП, ДЕ$  – сенсори потужності та  $ЕРС$ ;  $ЗП$  – задавач потужності;  $РП, РЕ$  – регулятори потужності,  $ЕРС$ ;  $\Phi$  – фільтр.

За передавальними функціями об'єкта керування (напівпровідникового перетворювача, електромагнітної ланки двигуна і механічної ланки приводу) розраховуються передавальні функції регуляторів [68].

Передавальні функції об'єкта керування та регуляторів, розподілених за контурами керування, зведені у табл. 3.2, де позначено:  $W_{K1}(p), W_{H1}(p)$  – передавальні функції частин об'єкта керування контуру струму, які компенсуються і не компенсуються;  $T_C$  – стала часу струмового фільтра;  $T_{01} = a_T(T_\mu + T_T)$  – стала часу контуру регулювання струму;  $a_C$  – коефіцієнт налаштування контуру струму;  $\sigma_C = T_\mu + T_C$  – сумарна “мала” стала часу контуру струму;  $W_{K2}(p), W_{H2}(p)$  – передавальні функції частин об'єкта керування контура ЕРС, які компенсуються і не компенсуються;  $a_E$  – коефіцієнт налаштування контура ЕРС;  $T_{EM} = (R_s + k_r^2 R_r) J / (\psi_H^2 k_m k_r p_n)$  – електромеханічна стала часу;  $T_{02} = a_E(a_T \sigma_T + T_I + T_{EM}) = a_E \sigma_E$  – стала часу контуру регулювання електрорушійної сили;  $\sigma_E$  – сумарна стала часу контуру керування електрорушійною силою, що не компенсується;  $W_{K3}(p), W_{H3}(p)$  – передавальні функції частин об'єкта керування контура потужності, які компенсуються і не компенсуються;  $T_{03}$  – стала часу контуру регулювання потужністю;  $a_{II}$  – коефіцієнт налаштування контуру потужності;  $W_{K4}(p), W_{H4}(p)$  – передавальні функції частин об'єкта керування контуру потужності двоконтурної системи регулювання, які компенсуються і не компенсуються;  $T_{04}$  – стала часу контуру регулювання потужності.

Система керування приводом обертання бурового поставу, що досліджується, має три контури керування з регуляторами потужності (інтегральний), електрорушійної сили (пропорційний) і струму двигуна (пропорційно-інтегральний). Для підвищення швидкодії системи керування можна відмовитися від контуру регулювання електрорушійної сили. Тоді триконтурна система перетвориться у двоконтурну з регуляторами потужності і струму.

Динамічна характеристика регулятора струму двоконтурної системи така сама, як і у триконтурній. Регулятор потужності двоконтурної системи розраховується відповідно до методики, що наведена у табл. 3.2 ( $N=4$ ).

Параметри об'єктів керування і регуляторів системи контролю електромагнітної потужності приводу обертання поставу

Контур (номер контуру)	Передавальна функція об'єкта керування $W_{ON}(p)$		Передавальна функція регулятора $W_{PN}(p) = \frac{1}{pT_{ON} \cdot W_{KN}(p)}$	Передавальна функція замкненого оптимізованого контуру $W_{3N}(p)$
	Частини, що компенсується, $W_{KN}(p)$	Частини, що не компенсується, $W_{HN}(p)$		
Струму ( $N = 1$ ), 2, 3-контурні САК	$\frac{K_{ТП} K_{ДС}}{T_I p + 1} / (R_s + k_r^2 R_r)$	$\frac{1}{T_\mu p + 1} \cdot \frac{1}{T_C p + 1}$	$(T_I p + 1) / (R_s + k_r^2 R_r) / K_{ТП}$ $pa_C (T_\mu + T_C) K_{ДС}$	$\frac{1 / K_{ДС}}{a_C \sigma_C p + 1}$
Електро-рушійної сили ( $N = 2$ ), 3-контурна САК	$(R_s + k_r^2 R_r) \cdot \frac{K_{ДЕ}}{p T_{ЕМ} K_{ДС}}$	$\frac{1}{a_C \sigma_C p + 1} \cdot \frac{1}{T_I p + 1} \cdot \frac{1}{T_E p + 1}$	$\frac{K_{ДС} T_{ЕМ}}{((R_s + k_r^2 R_r) K_{ДЕ})}$ $\frac{1}{a_E (a_C \sigma_C + T_I + T_E)}$	$\frac{(1 + T_I p) / K_{ДЕ}}{a_E \sigma_E p + 1}$
Електро-магнітної потужності ( $N = 3$ ), 3-контурна САК	$\frac{K_{ДП} I}{K_{ДЕ}}$	$\frac{1}{a_E \sigma_E p + 1} \cdot \frac{1}{T_H p + 1}$	$\frac{K_{ДЕ} / (K_{ДП} \lambda_I I_H)}{pa_\Pi (a_E \sigma_\Pi + T_H)}$	$\frac{1 / K_{ДП}}{a_\Pi \sigma_\Pi p + 1}$
Електро-магнітної потужності ( $N = 4$ ), 2-контурна САК	$\frac{k_m k_r p_n \psi_H^2 K_H}{(R_s + k_r^2 R_r)} \cdot \frac{p L_s' T_{ЕМ} K_{ДС}}{/(\lambda_I I_H)}$	$\frac{1}{a_C \sigma_C p + 1} \cdot \frac{1}{T_H p + 1}$	$\frac{T_{ЕМ} \cdot K_C}{\left( (R_s + k_r^2 R_r) \lambda_I \cdot \left( I_H K_{ДП} \right) \right)}$ $\frac{1}{a_\Pi (a_C \sigma_C + T_H)} \cdot k_m k_r p_n \psi_H^2$	$\frac{1 / K_{ДП}}{a_M \sigma_M' p + 1}$

Параметри налаштування регуляторів системи керування розраховуються за початковими технічними даними електроустаткування приводу обертання поставу, що наведені у табл. 3.3. На буровому шарошковому верстаті СБШС-250Н встановлено транзисторний електропривід АТ-04 з короткозамкненим асинхронним двигуном АМРУ280М4БУ2.

Технічні дані електроустаткування механізму обертання поставу бурового верстата СБШС-250Н

Транзисторний електропривід АТ-04		
Номінальне значення струму	А	200
Вихідна напруга	В	380
Двигун АМРУ280М4БУ2		
Номінальна потужність	кВт	90
Номінальна частота обертання	об/хв	1480
Номінальний струм	А	182
Опір статорного кола, резистивний/реактивний	Ом	0,098/0,379
Зведений опір роторного кола, резистивний/реактивний	Ом	0,057/0,489
Зведений опір кола намагнічування	Ом	20,368
Зведене значення індуктивності розсіювання	Гн	0,00273
Номінальне значення потокозчеплення	Вб	1,502
Кількість пар полюсів	–	2
Коефіцієнт зведення	–	0,977
Номінальне ковзання	%	1,3
Перевантажувальна здатність за моментом	–	6,06
Момент інерції ротора	кг/м <sup>2</sup>	1,2

### 3.2.3. Система керування з нелінійною корекцією задання потужності

Використання постійно ввімкненого зовнішнього контуру контролю потужності (розд. 3.2.2) дозволяє ефективно підтримувати на заданому рівні потужність привідної системи під час проходки свердловини у міцних породах, але ускладнює реалізацію “жорстких” механічних характеристик при бурінні м'яких і зруйнованих гірських порід. Для усунення такого недоліку запропоновано і дослідимо систему керування потужністю з використанням регулятора, що забезпечує роботу приводу з автоматичним переходом як на “жорсткі”, так і на “м'які” механічні характеристики на шарошковому долоті.

Для цієї мети задавальний сигнал на вході регулятора ЕРС (частоти обертання) поділимо на сигнал, пропорційний моменту опору на шарошковому долоті. Якщо цей сигнал ідентифікувати астатичним спостерігачем, тоді він буде відповідати точно моменту опору на долоті у зоні вибою. Для спрощен-

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

ня припускаємо, що поточні значення частоти обертання та ЕРС, а також поперечна складова струму статора асинхронного двигуна і момент опору пропорційні між собою. На першому етапі досліджень впливом оборотної ЕРС і крутними коливаннями бурової колони на контури керування нехтуємо. За таких припущень функціональна схема привідної системи за каналом керування набуває такого вигляду, як на рис. 3.19.

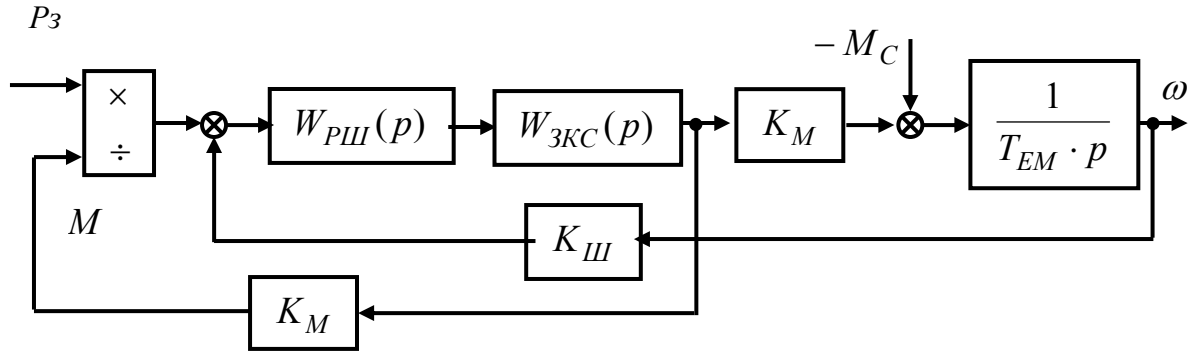


Рис.3.19. Функціональна схема системи регулювання електропривода за каналом керування та контролем потужності на вихідному валу

Для дослідження динаміки системи регулювання визначаємо сигнал на вході замкнутого контуру частоти обертання за формулою

$$\frac{P_3(p)}{\omega(p)T_{EM}p^2K_M} = \frac{\omega(p)}{W_{3КШ}(p)}$$

Звідкіля квадрат зображення частоти обертання

$$\begin{aligned} \omega^2(p) &= \frac{W_{3КШ}(p)P_3(p)}{K_M T_{EM} p^2} = \frac{P_3(p)}{K_{Ш} K_M T_{EM} p^2 (a_{ш} \sigma_{ш} p + 1)} = \\ &= \frac{P_3(p)}{K_{Ш} K_M T_{EM} p^2 a_{ш} \sigma_{ш} (p + 1/a_{ш} / \sigma_{ш})}, \end{aligned}$$

а власне зображення частоти обертання

$$\omega(p) = \sqrt{\frac{P_3(p)}{K_{Ш} K_M T_{EM} a_{ш} \sigma_{ш}}} \frac{1}{p} \frac{1}{\sqrt{p + 1/a_{ш} / \sigma_{ш}}}.$$

Оригінали множників визначаємо за табличними функціями [71]

$$\frac{1}{p} \rightarrow 1; \quad \frac{1}{\sqrt{p}} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot t}}; \quad \frac{1}{\sqrt{p + 1/a_{ш} / \sigma_{ш}}} \rightarrow \frac{e^{-\frac{1}{a_{ш} \sigma_{ш}} \cdot t}}{\sqrt{\pi \cdot t}}.$$

Для знаходження оригіналу частоти обертання використовуємо операцію згортання двох функцій в області дійсної змінної, а саме:

$$\omega(t) = 1 * \frac{e^{-\frac{t}{a_{\omega}\sigma_{\omega}}}}{\sqrt{\pi \cdot t}} = \int_0^t \frac{e^{-\frac{\tau}{a_{\omega}\sigma_{\omega}}}}{\sqrt{\pi \cdot \tau}} d\tau.$$

Після підстановки  $\tau / (a_{\omega}\sigma_{\omega}) = x$ ,  $d\tau = a_{\omega}\sigma_{\omega} dx$  в останнє рівняння оригінал частоти обертання набуває вигляду інтегрального співвідношення

$$\omega(t) = \frac{t}{a_{\omega}\sigma_{\omega}} \int_0^{\frac{t}{a_{\omega}\sigma_{\omega}}} \frac{e^{-x}}{\sqrt{\pi \cdot a_{\omega}\sigma_{\omega} x}} a_{\omega}\sigma_{\omega} dx = \sqrt{\frac{a_{\omega}\sigma_{\omega}}{\pi}} \int_0^{\frac{t}{a_{\omega}\sigma_{\omega}}} \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} dx.$$

Далі застосовуємо неповну гамма-функцію [72]

$$\gamma(a, x) = \int_0^x e^{-t} t^{a-1} dt.$$

У розглянутому випадку  $a = 1/2$ , тобто  $\gamma\left(\frac{1}{2}, x\right) = \int_0^x \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} dx$ .

Остаточно оригінал частоти обертання за каналом керування має такий вигляд:

$$\omega(t) = \sqrt{\frac{a_{\omega}\sigma_{\omega}}{\pi}} \gamma\left(\frac{1}{2}, \frac{t}{a_{\omega}\sigma_{\omega}}\right).$$

Передавальна функція за каналом збурення без нелінійної корекції потужності з ПІ-регулятором частоти обертання (контур струму – аперіодична ланка)

$$\frac{M(p)}{M_C(p)} = \frac{pa_{\omega}b_{\omega}T_C + 1}{pa_{\omega}b_{\omega}T_C[a_{\omega}T_C p(T_C p + 1) + 1]}.$$

Корекція за заданням потужності змінює передавальну функцію системи керування за каналом збурення (рис.3.20), причому вона буде залежати від динамічної характеристики регулятора частоти обертання

$$\frac{M(p)}{M_C(p)} = \frac{W_{РОКШ}(p)}{1 + W_{РОКШ}(p) \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}}}.$$

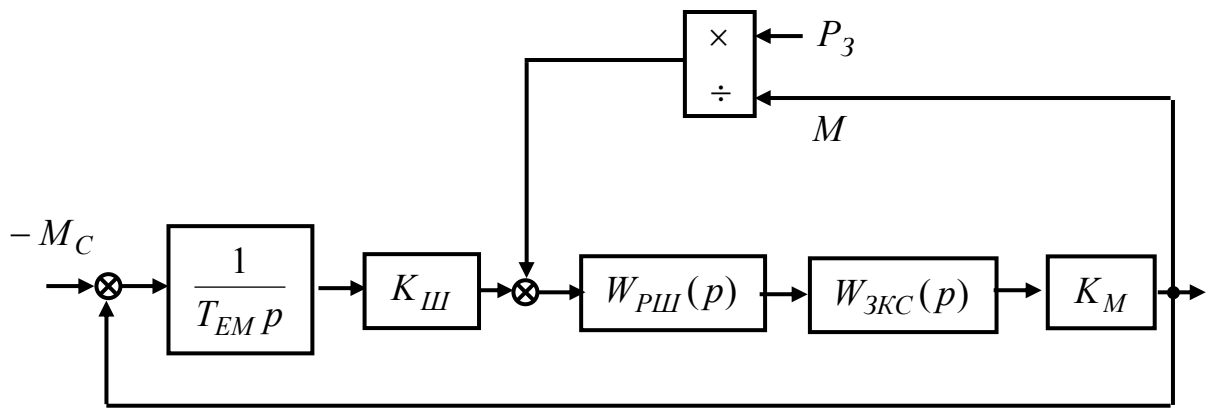


Рис.3.20. Функціональна схема системи регулювання електропривода за каналом збурення та з контролем потужності на вихідному валу

Для системи керування з П–регулятором частоти обертання

$$\frac{M(p)}{M_C(p)} = \frac{1}{a_{\omega} T_C^2 p^2 + \left( a_{\omega} T_C + \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right) p + 1},$$

а з ПІ–регулятором

$$\begin{aligned} \frac{M(p)}{M_C(p)} &= \frac{p a_{\omega} b_{\omega} T_T + 1}{p a_{\omega} b_{\omega} T_C [p a_{\omega} T_C (T_C p + 1) + 1] + 1 + (p a_{\omega} b_{\omega} T_C + 1) \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}}} = \\ &= \frac{p a_{\omega} b_{\omega} T_C + 1}{p^3 a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^3 + p^2 \left( a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^2 + a_{\omega} b_{\omega} T_C \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right) +} \\ &+ p \left( a_{\omega} b_{\omega} T_C + \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right) + 1 \end{aligned}$$

Характеристичне рівняння передавальної функції за каналом збурення при застосуванні ПІ–регулятора частоти обертання описується поліномом третього порядку

$$p^3 a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^3 + p^2 \left( a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^2 + a_{\omega} b_{\omega} T_C \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right) + p \left( a_{\omega} b_{\omega} T_C + \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right) + 1 = 0. \quad (3.14)$$

У характеристичне рівняння вводимо нову змінну

$$p = q \sqrt[3]{\frac{1}{a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^3}},$$

що дозволяє звести рівняння (3.14) до нормалізованого вигляду

$$q^3 + Aq^2 + Bq + 1 = 0, \quad (3.15)$$

де коефіцієнти

$$A = \frac{a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^2 + a_{\omega} b_{\omega} T_C \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}}}{\sqrt[3]{(a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^3)^2}}; \quad B = \frac{a_{\omega} b_{\omega} T_C + \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}}}{\sqrt[3]{a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^3}}$$

є параметрами Вишеградського [73].

Необхідні умови від'ємності дійсних частин коренів характеристичного рівняння такі:  $A > 0$ ,  $B > 0$  і  $AB > 1$ . Якщо перші дві умови наявні, то третю слід перевірити за такою формулою:

$$AB = \frac{\left( a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^2 + a_{\omega} b_{\omega} T_C \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right) \left( a_{\omega} b_{\omega} T_C + \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right)}{a_{\omega}^2 b_{\omega} T_C^3} > 1;$$

$$\left( \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right)^2 + a_{\omega} T_C (b_{\omega} + 1) \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} + a_{\omega} T_C^2 (a_{\omega} b_{\omega} - 1) > 0,$$

звідки корінь квадратного тричлена

$$\frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} = -0,5 a_{\omega} T_C (b_{\omega} + 1) \left( 1 \mp \sqrt{1 - \frac{4(a_{\omega} b_{\omega} - 1)}{a_{\omega} (b_{\omega} + 1)^2}} \right).$$



### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

Оскільки мінімальне значення коефіцієнтів настроювання  $a_{uu}$ ,  $b_{uu}$  не може бути меншим за одиницю, то відповідно і добуток цих коефіцієнтів не може бути меншим за одиницю, тобто  $a_{uu} \cdot b_{uu} > 1$ , при цьому виконується умова

$$\sqrt{1 - \frac{4(a_{uu}b_{uu} - 1)}{a_{uu}(b_{uu} + 1)^2}} < 1$$

і обидва корені квадратного тричлена лежать у від'ємній області дійсних значень  $P_3(p)T_{EM} / (M(p)K_{III})$  комплексної площини.

Тоді виходить, що задання значення потужності буріння з контролем поточного моменту опору на шарошковому долоті  $P_3(p)T_{EM} / (M(p)K_{III})$  мають бути додатними величинами.

Враховуючи, що величина задання потужності руйнування має завжди додатне значення, а реактивний момент опору на шарошковому долоті знакопостійний, то умова  $AB > 1$  виконується завжди. Таким чином, уведення корегувального зв'язку за моментом опору на вхід регулятора частоти обертання не порушує стійкість системи керування.

Залежно від дискримінанта характеристичного рівняння (3.15)

$$\begin{aligned} D &= A^2B^2 - 4(A^3 + B^3) + 18AB - 27 = \\ &= \frac{b_{uu}}{T_C^2 \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} \left( \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right)^4 + \left( \frac{1 + b_{uu}}{T_C^2 \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} - 4 \frac{a_{uu}^3 b_{uu}^3 T_C^3 + 1}{a_{uu}^2 b_{uu} T_C^3} \right) \times \\ &\quad \times \left( \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right)^3 + \left( \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right)^2 \times \\ &\quad \times \left( \frac{1 + b_{uu} + 2a_{uu}^2 b_{uu}^2 T_C^2}{T_C^2 \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} - 4 \frac{3a_{uu}^3 b_{uu}^2 T_C^3 + 3}{a_{uu} T_C^2} + 18 \frac{1}{a_{uu} T_C^3 \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} \right) + \\ &\quad + \left( \frac{2a_{uu}^3 b_{uu}^2 T_C (1 + b_{uu})}{\sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} - 4 \frac{3a_{uu}^2 b_{uu} T_C + 3b_{uu}}{T_C} + 18 \frac{1 + b_{uu}}{T_C^2 \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} \right) \times \\ &\quad \times \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} + \frac{b_{uu} (a_{uu} T_C^2 + 1)}{T_C^2 \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} - 4a_{uu}^4 b_{uu}^2 T_C^3 + 18 \frac{a_{uu} b_{uu}}{T_C \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}}} - 27 \end{aligned}$$

корені можуть бути дійсними і різними ( $D > 0$ , аперіодичний перехідний процес), дійсними, два з яких кратними ( $D = 0$ , граничний аперіодичний перехідний процес), один корінь дійсним і два комплексно-спряженими ( $D < 0$ , коливальний перехідний процес).

Для початкових значень коефіцієнтів  $a_{uu} = b_{uu} = 2$ ;  $T_C = 2 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ ;  $T_{EM} = 0,12 \text{ с}$ ;  $K_{III} = 1$ , сигналу задання на потужність руйнування породи і

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

моменту опору на долоті, граничне значення дискримінанта ( $D = 0$ ) визначається числовою величиною

$$\frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} = 1,8 \cdot 10^{-3} \quad \text{або} \quad P_3(p) = 1,5 \cdot 10^{-2} \cdot M(p),$$

тобто для одного дійсного і двох комплексно-спряжених ( $D < 0$ ) коренів достатньо умови  $P_3(p) < 1,5 \cdot 10^{-2} \cdot M(p)$ , а для трьох різних дійсних коренів ( $D > 0$ ) –  $P_3(p) > 1,5 \cdot 10^{-2} \cdot M(p)$ .

Зв'язок розподілу коренів на площині потужність задання – момент опору  $P_3(p) = f(M_c(p))$  наведено на рис. 3.21. За умови того, що момент неробочого ходу приводу обертання не перевищує 10 % номінального моменту двигуна, то вже при заданні  $P_3 \geq 1,5 \cdot 10^{-3} P_{3H}$  ( $P_{3H}$  – задання на номінальну потужність руйнування породи) остання нерівність буде виконуватися. Це означає, що практично у всьому діапазоні зміни значень моменту опору на шарошковому долоті та при заданій потужності руйнування породи перехідні процеси за збуренням у системі керування з ПІ-регулятором частоти обертання і корекцією потужності будуть мати монотонний аперіодичний характер, тобто

$$AB = a_{uu} b_{uu} + \left( \frac{1}{T_C} + \frac{1}{b_{uu} T_C} \right) \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} + \frac{1}{a_{uu} T_C^2} \left( \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} \right)^2 > 1.$$

Мінімальні значення коефіцієнтів Вишеградського (рис.3.22)

$$A_{\min} = \frac{a_{uu}^2 b_{uu} T_T^2}{\sqrt[3]{(a_{uu}^2 b_{uu} T_C^3)^2}} = \sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu}} \quad \text{і} \quad B_{\min} = \frac{a_{uu} b_{uu} T_C}{\sqrt[3]{a_{uu}^2 b_{uu} T_C^3}} = \sqrt[3]{a_{uu} b_{uu}^2}$$

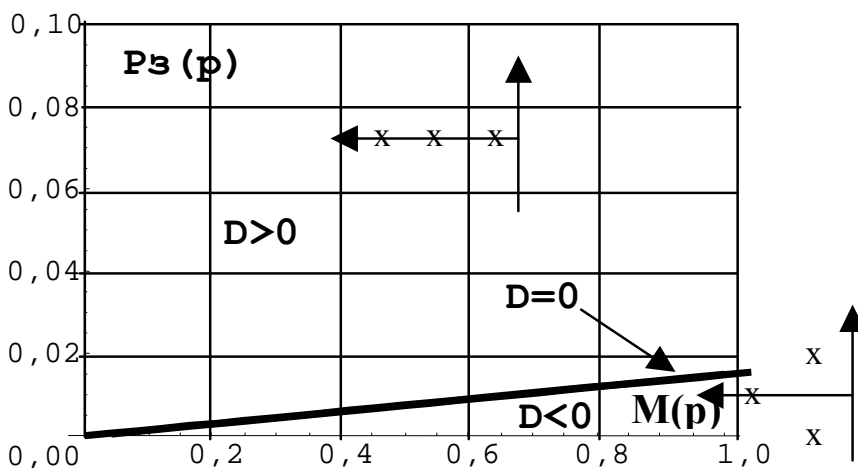


Рис. 3.21. Залежність дискримінанта від сполучення величин задання потужності руйнування породи і моменту опору на шарошковому долоті

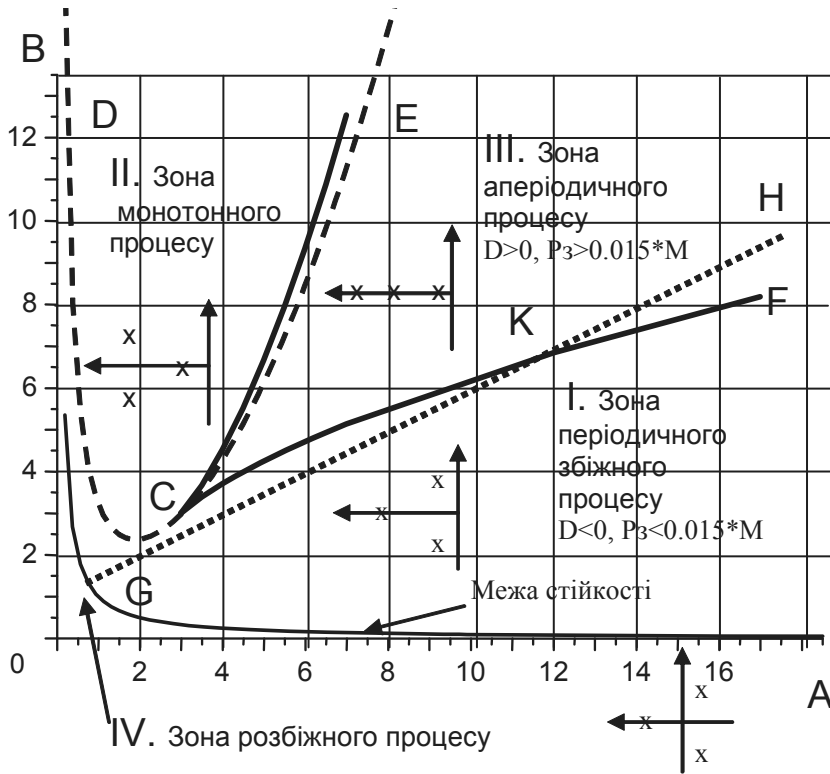


Рис.3.22. Розташування на діаграмі Вишеградського зон перехідних процесів системи керування, яка контролює потужність руйнування породи

визначаються з початкових умов при нульовому сигналі, що задають на вході системи керування, тобто лінія GH при коефіцієнтах налаштування  $a_{uu} = b_{uu} = 1$  починається на межі стійкості, а при  $a_{uu} = b_{uu} = 2$  – лежить в області стійкого перехідного процесу. А тому необхідна і достатня умова збереження стійкості системи керування не порушується при уведенні нелінійного регулятора потужності. Лінія GH – це геометричне місце розташування точок вершин парабол при поточних значеннях заданої потужності руйнування породи  $P_3$  і моменту опору на долоті, що дорівнює крутному моменту двигуна в статичному режимі.

Для визначення ліній, які відповідають тотожним ступеням стійкості, припускаємо, що  $q = -\eta_0$  – найближчий до нуля корінь (ступінь стійкості), тоді зміщене нормоване характеристичне рівняння набуває вигляду

$$q^3 + Aq^2 + Bq + 1 = (q + \eta_0)P_2(q),$$

де  $P_2(q) = q^2 + (A - \eta_0)q + [B - \eta_0(A - \eta_0)]$ .

Після виділення  $P_2(q)$  отримуємо залишок  $1 - [B - \eta_0 \cdot (A - \eta_0)]\eta_0$ , який має дорівнювати нулю, тобто

$$1 - \left[ \frac{a_{ш} b_{ш} T_C + \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}}}{\sqrt[3]{a_{ш}^2 b_{ш} T_C^3}} - \eta_0 \cdot \left( \frac{a_{ш}^2 b_{ш} T_C^2 + a_{ш} b_{ш} T_C \frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}}}{\sqrt[3]{(a_{ш}^2 b_{ш} T_C^3)^2}} - \eta_0 \right) \right] \eta_0 = 0.$$

Тоді рівняння ліній з однаковими степенями стійкості запишеться так:

$$\frac{P_3(p) T_{EM}}{M(p) K_{III}} = \left( \eta_0^3 - \eta_0^2 \sqrt[3]{a_{ш}^2 b_{ш}} + \sqrt[3]{a_{ш} b_{ш}^2} \eta_0 - 1 \right) / \left( \eta_0 \frac{1}{T_C} \sqrt[3]{\frac{b_{ш}}{a_{ш}}} - \frac{1}{T_C \sqrt[3]{a_{ш}^2 b_{ш}}} \right).$$

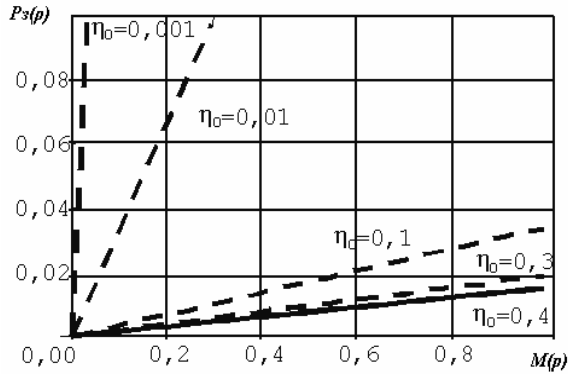


Рис.3.23. Розташування ліній з однаковими значеннями степенів стійкості

розташування ліній з однаковими значеннями степеней стійкості, практично при всіх сполученнях значень  $P_3(p)$  і  $M_c(p)$ , система керування з корекцією за моментом опору на шарошковому долоті буде стійкою. Щодо області нестійкості сполучень значень  $P_3(p)$  і  $M_c(p)$ , то вони в реально працюючій привідній системі не зустрічаються.

Моделювання динаміки роботи системи керування з нелінійною корекцією із заданням потужності засвідчило правильність прийнятих рішень, рис. 3.24. Перехідний процес у системі керування з нелінійною корекцією став більш монотонним, ніж у системі, замкненій за каналом електромагнітної потужності (рис. 3.7), та в системі з динамічною корекцією регулятора потужності (рис. 3.11).

На базі останніх рівнянь, задаючи різні значення степеней стійкості ( $\eta_0 = const$ ), побудовані лінії з однаковими нормованими значеннями степеней стійкості (рис.3.23). Лінія  $\eta_0 = 0$  збігається з межею стійкості.

Як видно з рис. 3.23,

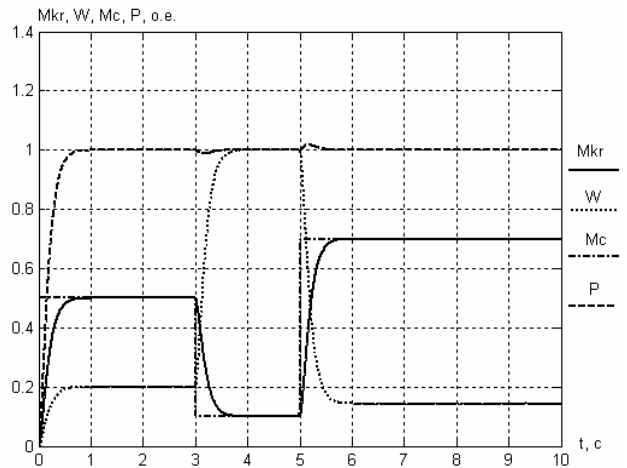


Рис.3.24. Осцилограми зміни статичного моменту  $M_c$ , крутного моменту  $M_{KP}$ , частоти обертання  $\omega$ , потужності привідної системи  $P$  у системі з нелінійною корекцією

### 3.2.4. Урахування впливу пружних властивостей поставу на динамічні процеси у приводі обертання

Приводом обертання вирішуються дві взаємозалежні проблеми: вплив динамічних властивостей поставу на якість керування та підтримка потоку потужності на заданому рівні у зоні руйнування. Якщо перша проблема виникає тільки при перевищенні довжини поставу більш ніж за 33 м, то друга – за будь-який довжині поставу.

Обмеження процесу буріння поставом з довжиною, меншою за 33 м, виконується для верстата СБШ-250МН-32, тому проведений аналіз і синтез системи керування без урахування крутильних коливань безпосередньо можуть бути застосовані при його модернізації, тобто при переході від приводу постійного струму до приводу змінного струму. У буровому верстаті СБШС-250Н за умови буріння поставом довжиною, більшою за 33 м, що припустимо за технічними умовами заводом-виробником НКМЗ, слід вирішувати дві проблеми одночасно.

Згідно з прийнятими припущеннями об'єкт автоматичного керування приводом обертання описується лінійними диференціальними рівняннями у частинних похідних. Зі зміною кількості штанг у поставі змінюються значення коефіцієнтів рівнянь, але вони залишаються у класі лінійних диференціальних рівнянь зі змінними коефіцієнтами.

Як досліджено у розд. 2, під час роботи у бурильній колоні виникають позовжні, поперечні і крутильні коливання. Поперечні і позовжні коливання безпосередньо не впливають на динамічні процеси у системі керування приводною системою. Крутильні коливання бурильної колони за наявності у поставі більше трьох штанг є низькочастотними і попадають у смугу пропускання системи керування приводом обертання змінного струму, тобто, якщо їх не враховувати при синтезі приводу, то це вплине на роботу системи керування, і відповідно погіршить показники якості роботи всієї електромеханічної установки та підвищить динамічні навантаження на механічні вузли бурових верстатів. Це призведе до виділення потоку потужності не тільки в зоні вибою, але і в конструктивних елементах, що спричинить вихід із ладу механічних вузлів БВ (частіше за все це бурова щогла).

Оскільки амплітуди власних частот коливань швидко згасають зі збільшенням порядкової частоти, то в розрахунках слід використовувати частоту тільки найнижчих коливань, а іншими частотами можна знехтувати, через те що при цих частотах амплітуди коливань будуть несуттєвими. Тому розрахункова схема коливань являє собою двомасну систему із зосередженими моментами інерції: ротора асинхронного двигуна  $J_1$  і бурового поставу  $J_2$ . Ці дві маси з'єднуються пружним елементом, жорсткість матеріалу якого  $c$  визначається масами ротора і поставу, а також нижньою частотою  $\omega_n$  крутильних коливань поставу:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} \quad \text{або} \quad c = \frac{\omega_n^2 J_1 J_2}{J_1 + J_2}.$$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

При вибраній розрахунковій схемі з'являються додаткові динамічні ланки у контурах керування (рис. 3.25).

На рисунку позначено:  $c$  – жорсткість матеріалу поставу;  $b$  – коефіцієнт дисипації матеріалу поставу;  $\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$  – коефіцієнт інерції;  $T_{M1} = J_1 M_H / \omega_H$  – механічна стала часу ротора двигуна;  $M_H, \omega_H$  – номінальні крутний момент і частота обертання двигуна;  $T_y = \sqrt{J_2 \omega_H / (c M_H \gamma)}$  – стала часу пружних коливань поставу;  $\xi_y = b / (2c T_y)$  – коефіцієнт демпфування пружних коливань поставу.

Передавальна функція розімкненого контуру струму з урахуванням електромагнітної інерції контуру, оборотної ЕРС і пружних властивостей бурового поставу має вигляд

$$W_{pkc}(p) = \frac{T_{EM} \gamma (T_I p + 1) (T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}{(T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1) (T_4^2 p^2 + 2\xi_4 T_4 p + 1)} \times \frac{1/(R_S + K_r^2 R_r)}{(T_I p + 1)} = \frac{\sum_{n=0}^4 a_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^4 b_{n1} p^n} \frac{1/(R_S + K_r^2 R_r)}{(T_I p + 1)} = W_1(p) W_I(p),$$

де значення коефіцієнтів поліномів чисельника і знаменника наведені у табл. 3.4 і відповідають таким позначенням:

Таблиця 3.4

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника передавальної функції розімкненого контуру струму з урахуванням електромагнітної інерції контуру, оборотної ЕРС і пружних властивостей бурового поставу

$n$	$a_{n1}$	$b_{n1}$
0	0	1
1	$T_{EM} \gamma$	$T_{EM} \gamma + 2\xi_y T_y$
2	$T_I T_{EM} \gamma + T_{M1} \gamma 2\xi_y T_y$	$T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + \gamma T_y^2$
3	$T_I T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_{EM} \gamma T_y^2$	$T_I T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_{EM} \gamma T_y^2$
4	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$

$$T_{2,4} = \text{Im} \left[ T_y \sqrt{\frac{2T_I T_{EM}}{(T_I T_{EM} + T_y^2) \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4T_I T_{EM} T_y^2}{\gamma (T_I T_{EM} + T_y^2)^2} - 1} \right)}} \right];$$

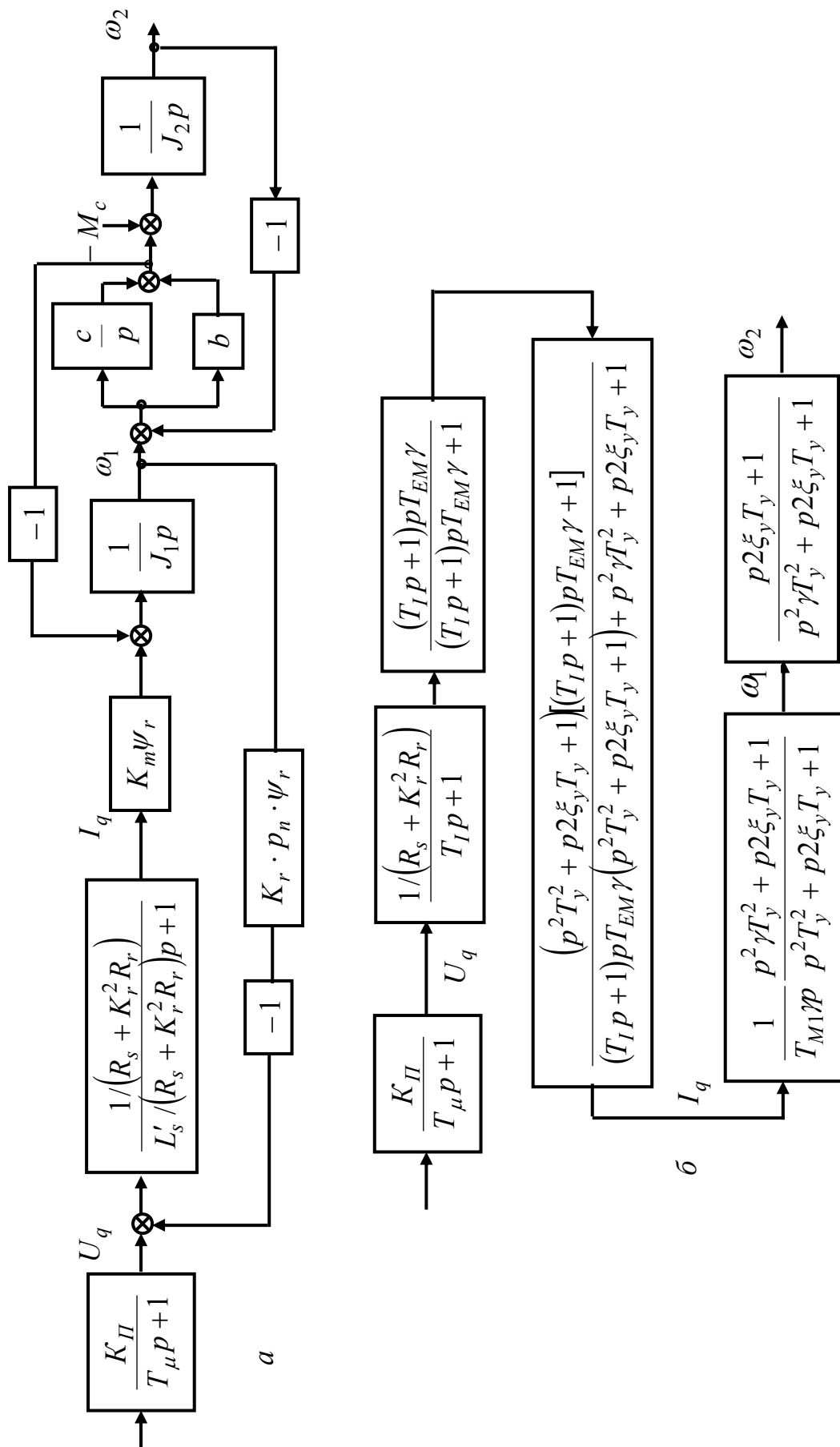


Рис. 3.25. Початкова (а) і перетворена (б) розрахункові схеми крутильних коливань бурового постапу

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

$$\xi_{2,4} = \frac{\gamma(T_{EM}T_I 2\xi_y T_y + T_{EM}T_y^2) - T_{2,4}^2(T_{EM}\gamma + 2\xi_y T_y)}{2T_{2,4}(T_{4,2}^2 - T_{2,4}^2)}$$

У контурі струму, крім традиційної аперіодичної ланки, що обумовлена електромагнітною сталою часу

$$W_I(p) = \frac{k_m \psi_r / (R_s + K_r^2 R_r)}{L'_s / (R_s + K_r^2 R_r) p + 1} = \frac{k_m \psi_r / (R_s + K_r^2 R_r)}{T_I p + 1} = \frac{K_\delta}{T_I p + 1},$$

міститься дві додаткові динамічні ланки. рис. 3.26. Перша обумовлена впливом оборотної ЕРС ротора асинхронного двигуна

$$W_e(p) = \frac{(T_I p + 1) p T_{EM} \gamma}{(T_I p + 1) p T_{EM} \gamma + 1} = \frac{\sum_{n=0}^2 a_{ne1} p^n}{\sum_{n=0}^2 b_{ne1} p^n},$$

де значення коефіцієнтів поліномів чисельника і знаменника наведені у табл. 3.5, а друга – впливом на контур основної частоти коливань бурового поставу

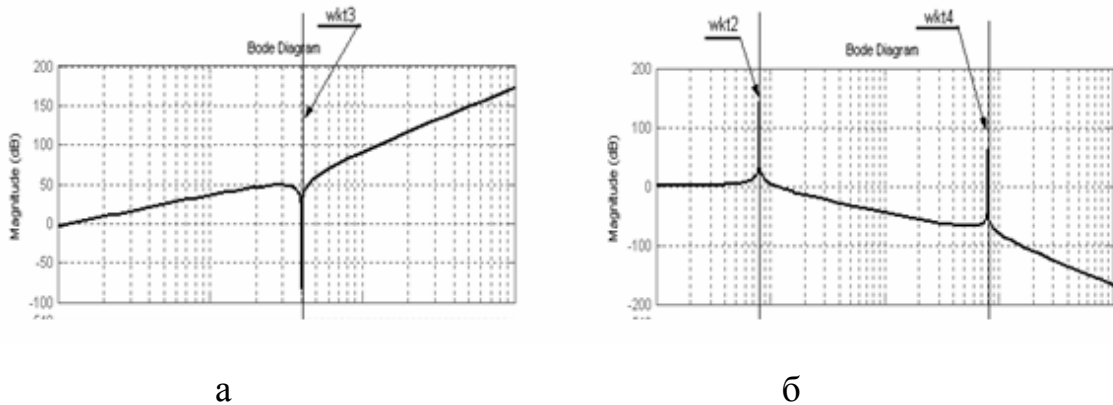


Рис.3.26. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики (ЛАЧХ) поліномів чисельника (а) і знаменника (б) додаткової динамічної ланки контуру струму без урахування дисипативних сил

Таблиця 3.5

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника передавальної функції контуру струму, з урахуванням впливу на контур струму оборотної ЕРС двигуна

$n$	$a_{ne1}$	$b_{ne1}$
0	0	1
1	$T_{EM}\gamma$	$T_{EM}\gamma$
2	$T_I T_{EM}\gamma$	$T_I T_{EM}\gamma$



### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

$$W_s(p) = \frac{(p^2 T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1) [(T_I p + 1) \cdot T_{EM} \gamma + 1]}{(T_I p + 1) p T_{EM} \gamma (p^2 T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1) + (p^2 \gamma T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1)} =$$

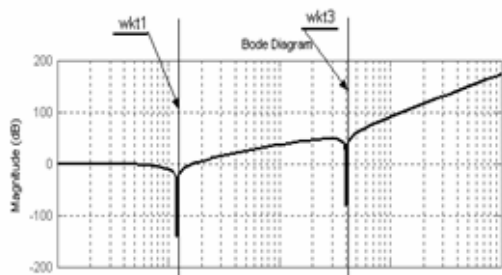
$$= \frac{(p^2 T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1) [(T_I p + 1) p T_{EM} \gamma + 1]}{(T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1) (T_4^2 p^2 + 2\xi_4 T_4 p + 1)} = \frac{\sum_{n=0}^4 a_{ns1} p^n}{\sum_{n=0}^4 b_{ns1} p^n},$$

де значення коефіцієнтів поліномів чисельника і знаменника наведені у табл. 3.6, рис. 3.27.

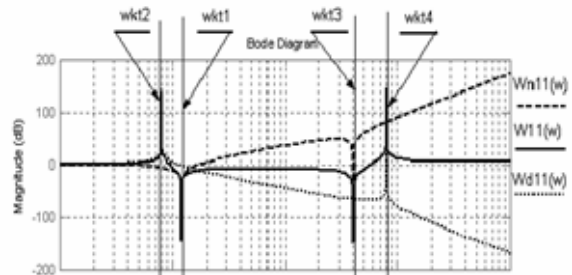
Таблиця 3.6

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника передавальної функції з урахуванням впливу на контур струму основної частоти коливань бурової колони

$n$	$a_{ns1}$	$b_{ns1}$
0	1	1
1	$T_{EM} \gamma + 2\xi_y T_y$	$T_{M1} \gamma + 2\xi_y T_y$
2	$T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_y^2$	$T_I T_{M1} \gamma + T_{M1} \gamma 2\xi_y T_y + \gamma T_y^2$
3	$T_I T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_{EM} \gamma T_y^2$	$T_I \cdot T_{EM} \cdot \gamma \cdot 2 \cdot \xi_y \cdot T_y + T_{EM} \cdot \gamma \cdot T_y^2$
4	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$



а



б

Рис.3.27. ЛАЧХ полінома чисельника додаткової динамічної ланки контуру струму, обумовленої впливом пружності бурового поставу без урахування дисипативних сил (а) та оборотної ЕРС (б)

У контурі частоти обертання асинхронного двигуна з'являється додаткова ланка, обумовлена впливом пружних властивостей бурового поставу,

$$W_2(p) = \frac{p^2 \gamma T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1}{p^2 T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1}.$$

Частота обертання поставу пов'язана з частотою обертання двигуна передавальною функцією вигляду

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

$$W_3(p) = \frac{p2\xi_y T_y + 1}{p^2 \gamma T_y^2 + p2\xi_y T_y + 1}.$$

Для виділення характеристичних частот коливань розімкненого контуру струму дисипативними силами в електромеханічній системі нехтуємо, тоді

$$W'_{pkt}(p) = \frac{k_m \psi_r / (R_S + K_r R_r)}{T_I p} \frac{p^2 T_I T_{EM} \gamma (p^2 T_y^2 + 1)}{p^2 T_I T_{EM} \gamma (p^2 T_y^2 + 1) + p^2 \gamma T_y^2 + 1} =$$

$$= \frac{k_m \psi_r / (R_S + K_r R_r)}{T_I p} \frac{\sum_{n=0}^4 a_n p^n}{\sum_{n=0}^4 b_n p^n} = W'_1(p) W'_2(p) = \frac{K_\partial}{T_I p} \frac{\sum_{n=0}^4 a'_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^4 b'_{n1} p^n},$$

де значення коефіцієнтів поліномів чисельника і знаменника наведені у табл. 3.7, рис. 3.28.

Характеристичні частоти коливань додаткової динамічної ланки контуру струму з урахуванням пружних властивостей поставу та впливу оборотної ЕРС для чисельника  $\omega_{KT3} = 1/T_y$ , а для знаменника

$$\omega_{KT2,4} = \text{Im} \sqrt{\frac{T_I T_{EM} + T_y^2}{2 T_I T_{EM} T_y^2} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4 T_I T_{EM} T_y^2}{\gamma (T_I T_{EM} + T_y^2)^2}} - 1 \right)}.$$

Таблиця 3.7

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника передавальної функції розімкненого контуру без урахування дисипативних сил

$n$	$a'_{n1}$	$b'_{n1}$
0	0	1
1	0	0
2	$T_I T_{EM} \gamma$	$T_I T_{EM} \gamma + \gamma T_y^2$
3	0	0
4	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

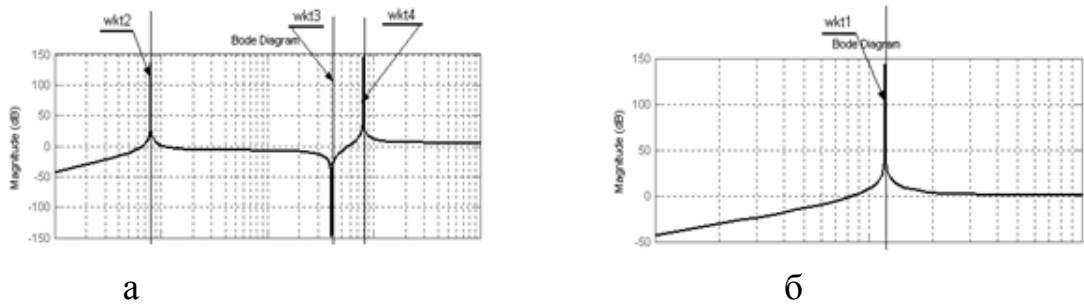


Рис. 3.28. ЛАЧХ додаткової динамічної ланки контуру струму (а) та ланки, обумовленої впливом оборотною ЕРС (б), без урахування дисипативних сил

Характеристичні частоти коливань додаткової динамічної ланки, які обумовлені впливом лише пружних властивостей бурового поставу, знаходимо за передавальною функцією цієї ланки без урахування оборотної ЕРС і дисипативних сил, тобто як

$$W'_s(p) = \frac{(p^2 T_y^2 + 1) [p^2 T_I T_{EM} \gamma + 1]}{p^2 T_I T_{EM} \gamma (p^2 T_y^2 + 1) + 1} = \frac{\sum_{n=0}^4 a'_{ns1} p^n}{\sum_{n=0}^4 b'_{ns1} p^n},$$

де значення коефіцієнтів поліномів чисельника й знаменника наведені у табл.3.8.

Таблиця 3.8

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника передавальної функції, обумовленої впливом на контур струму основної частоти коливань бурової колони без урахування дисипативних сил

$n$	$a'_{ns1}$	$b'_{ns1}$
0	1	1
1	0	0
2	$T_I T_{EM} \gamma$	$(T_I T_{EM} + T_y^2) \gamma$
3	0	0
4	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$	$T_I T_{EM} \gamma T_y^2$

Тоді характеристичні частоти коливань додаткової динамічної ланки (рис.3.29) для: чисельника  $\omega_{KT1} = \frac{1}{\sqrt{T_I \cdot T_{EM}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$ ,  $\omega_{KT3} = \frac{1}{T_y}$ , знаменника

$$\omega_{KT2,4} = \text{Im} \sqrt{\frac{1}{T_I T_{EM}} \frac{1}{T_y} \sqrt{\frac{T_I T_{EM} + T_y^2}{2} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4 T_I T_{EM} T_y^2}{\gamma (T_I T_{EM} + T_y^2)^2}} - 1 \right)}}.$$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

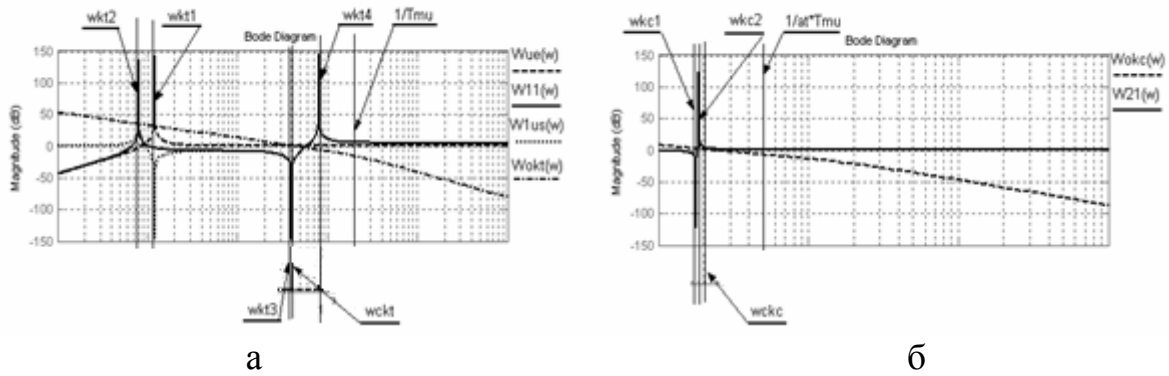


Рис.3.29. ЛАЧХ додаткової динамічної ланки контуру струму з урахуванням впливу пружності бурового поставу й оборотної ЕРС (а) та динамічної ланки контуру частоти обертання вала двигуна, обумовленої пружністю бурового поставу за відсутності дисипативних сил, (б)

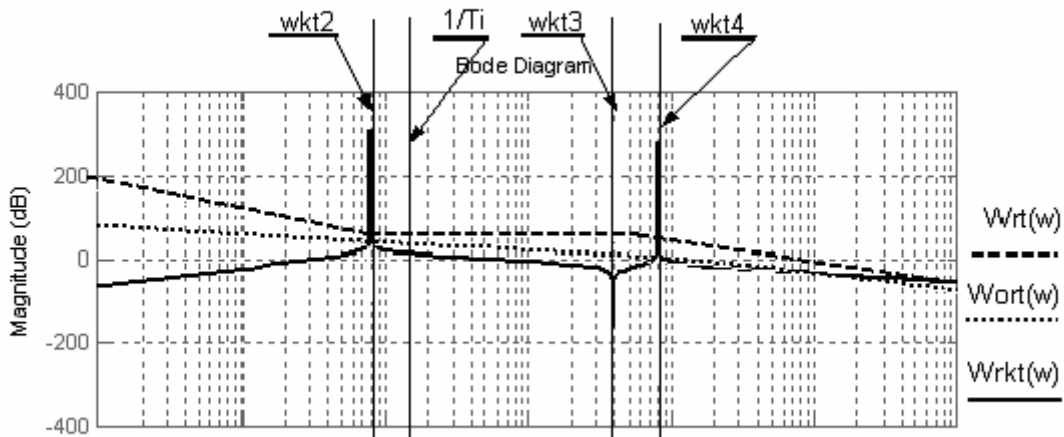


Рис.3.30. ЛАЧХ регулятора струму  $W_{rt}(w)$ , оптимізованого контуру струму  $W_{ort}(w)$ , динамічної ланки об'єкта керування контуром струму  $W_{rkt}(w)$ , з урахуванням впливу пружності бурового поставу, оборотної ЕРС та електромагнітної інерції за відсутності дисипативних сил

Характеристичні частоти коливань додаткової ланки контуру частоти обертання вала асинхронного двигуна: для чисельника  $\omega_{\text{чB1}} = 1/\sqrt{\gamma}/T_y$ , знаменника  $\omega_{\text{чB2}} = 1/T_y$ . Характеристичні частоти коливання ланки контуру частоти обертання поставу для знаменника  $\omega_{\text{C2}} = 1/\sqrt{\gamma}/T_y$  (рис.3.30).

Зіставляючи характеристичні частоти коливань, приходимо до висновку, що у суміжних контурах керування вони повторюються.

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

При компенсації ПІ–регулятором поперечної складової струму статора асинхронного двигуна електромагнітної сталої часу об'єкта керування контуром струму, обумовленої впливом пружності бурового поставу, оборотної ЕРС і електромагнітної інерції, без урахування дисипативних сил у контурі залишається некомпенсованою динамічна ланка і записується рівнянням

$$W_{n11}(p) = \frac{(T_I p + 1)p T_{EM} \gamma (p^2 T_y^2 + p 2\xi T_y + 1)}{(T_I p + 1)p T_{EM} \gamma (p^2 T_y^2 + p 2\xi T_y + 1) + (p^2 \gamma T_y^2 + p 2\xi T_y + 1)} =$$

$$\frac{p^4 T_I T_{EM} \gamma T_y^2 + p^3 (T_I T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_{EM} \gamma T_y^2) + p^2 (T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi T_y) + p T_{EM} \gamma}{p^4 T_I T_{EM} \gamma T_y^2 + p^3 (T_I T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_{EM} \gamma T_y^2) + p^2 (T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi T_y) + p (T_{EM} \gamma + 2\xi T_y) + 1}.$$

Обернена передавальна функція некомпенсованої динамічної ланки дозволяє визначити потрібний алгоритм керування для компенсування впливу пружності бурового поставу, оборотної ЕРС і електромагнітної інерції контуру струму.

Об'єкт керування контуром струму характеризується наявністю частот сполучення ділянок логарифмічної амплітудно-частотної характеристики  $\omega_{KT1}, \omega_{KT2}, \omega_{KT3}, \omega_{KT4}$ . Оскільки ці характеристичні частоти  $\omega_{KT1}$  присутні в поліномах чисельника і знаменника, то вони взаємно компенсують свій вплив на динамічні процеси у контурі. Динамічна ланка у контурі струму з електромагнітною сталою часу  $T_I$  в явному вигляді відсутня (рис. 3.30), а це свідчить про те, що регулятор струму слід налаштовувати не на компенсацію електромагнітної сталої часу  $T_I$ , як це робиться у жорсткій системі, а на сталу часу  $T_2$ , обернено пропорційну частоті  $\omega_{KT2}$ , що у цьому разі є найбільшою сталою часу. На частоті  $\omega_{KT2}$  відбувається злам характеристики від значення +20 дБ/дек до значення -20 дБ/дек, розімкнений контур при цьому має форсуючі властивості, для компенсації яких слід застосовувати не ПІ–регулятор струму, а ПІІ<sup>2</sup> або ПІІ<sup>2</sup>.

При компенсації ПІІ<sup>2</sup>–регулятором струму електромагнітної сталої часу і впливу оборотної ЕРС

$$W_I(p)W_e(p) = \frac{1/(R_s + K_r R_r)}{T_I p + 1} \frac{(T_I p + 1)p T_{EM} \gamma}{(T_I p + 1)p T_{EM} \gamma + 1}$$

у контурі залишається некомпенсованою динамічна ланка

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

$$W_{n21}(p) = \frac{(p^2 T_y^2 + p 2\xi T_y + 1)(T_I p + 1)p T_{EM} \gamma + 1}{(T_I p + 1)p T_{EM} \gamma (p^2 T_y^2 + p 2\xi T_y + 1) + (p^2 \gamma T_y^2 + p 2\xi T_y + 1)} =$$

$$\frac{p^4 T_y^2 T_I T_{EM} \gamma + p^3 (T_I T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_{EM} \gamma T_y^2) + p^2 (T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_y^2) + p (T_{EM} \gamma + 2\xi T_y) + 1}{p^4 T_y^2 T_I T_{EM} \gamma + p^3 (T_I T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_{EM} \gamma T_y^2) + p^2 (T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_y^2) + p (T_{EM} \gamma + 2 \cdot T_y) + 1}.$$

Вплив такої динамічної ланки на контур струму можна виключити, якщо послідовно до регулятора струму приєднати динамічну ланку з передавальною функцією вигляду

$$W_{n21}^{-1}(p) = \frac{p^4 T_y^2 T_I T_{EM} \gamma + p^3 (T_I T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_{EM} \gamma T_y^2) + p^2 (T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi T_y + \gamma T_y^2) + p (T_{EM} \gamma + 2\xi T_y) + 1}{p^4 T_y^2 T_I T_{EM} \gamma + p^3 (T_I T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_{EM} \gamma T_y^2) + p^2 (T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_y^2) + p (T_{EM} \gamma + 2\xi T_y) + 1}$$

або паралельно – вигляду

$$W_{pm}(p) (W_{n21}^{-1}(p) - 1) = \frac{T_I p + 1}{a_m T_{\mu} p} \times$$

$$\times \frac{p^2 (\gamma - 1) T_y^2}{p^4 T_y^2 T_I T_{EM} \gamma + p^3 (T_I T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_{EM} \gamma T_y^2) + p^2 (T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi T_y + T_y^2) + p (T_{EM} \gamma + 2\xi T_y) + 1}.$$

Перехід від динамічної характеристики ПП<sup>2</sup>-регулятора струму до ПП<sup>2</sup>-регулятора можливий, якщо виконується умова

$$T_y \sqrt{\frac{2T_I T_{EM}}{(T_I T_{EM} + T_y^2) \sqrt{1 - \frac{4T_I T_{EM} T_y^2}{\gamma (T_I T_{EM} + T_y^2)^2}}}} \leq T_I.$$

При компенсації ПП<sup>2</sup>-регулятором струму сталої часу, обумовленої частотою  $\omega_{KT2}$ , і впливу оборотної ЕРС “незкомпенсованою” залишається динамічна ланка

$$W_{s1}(p) = (T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1) / (T_4^2 p^2 + 2\xi_4 T_4 p + 1),$$

### 3. Синтез класичної системи керування електроприводом обертання поставу

для приглушення впливу якої необхідно включити послідовно з регулятором струму ланку з передавальною функцією вигляду

$$W_{s1}^{-1}(p) = (T_4^2 p^2 + 2\xi_4 T_4 p + 1) / (T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)$$

або паралельно – вигляду

$$(W_{s1}^{-1}(p) - 1) W'_{PT}(p) = \frac{(T_4^2 - T_y^2) p^2 + 2(\xi_4 - \xi_y) T_4 p}{T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1} \frac{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}{a_m T_\mu p}.$$

При приглушенні ПП<sup>2</sup>-регулятором струму частоти коливань  $\omega_{КТ2}$  і впливу оборотної ЕРС двигуна частота зрізу контуру струму  $\omega_{СКТ}$  буде такою самою, як у жорсткій системі, якщо  $\omega_{КТ3} > \omega_{СКТ}$ . У протилежному разі частоти коливань  $\omega_{КТ3}, \omega_{КТ4}$  потрапляють у смугу пропускання контуру струму і регулятором струму не компенсуються, що призводить відповідно до зменшення стійкості контуру і збільшення його коливальності. Навіть при виконанні умови  $\omega_{КТ3} > \omega_{СКТ}$  у контурі струму вільна складова перехідного процесу слабо згасає, якщо регулятор струму точно не компенсує частоту коливань  $\omega_{КТ2}$ . Частота коливань  $\omega_{КТ2}$  залежить від кількості штанг у буровому поставі, причому кількість штанг варіюється від нуля до чотирьох. Збільшення числа штанг і маси поставу призводить до зниження частоти  $\omega_{КТ2}$ , а зменшення числа штанг – до зростання  $\omega_{КТ2}$ . Розбіжність характеристик частот регулятора струму та об'єкта керування призводить не до заглушення частоти коливань  $\omega_{КТ2}$ , а до зниження стійкості контуру і відповідно до підвищення його коливальності. Крім того, потрапляння частот  $\omega_{КТ3}, \omega_{КТ4}$  у смугу пропускання контуру змінює частоти зрізу контуру струму – у більшу сторону при зменшенні кількості штанг у буровому поставі, і в меншу сторону при збільшенні кількості штанг. Тому для збереження припустимого рівня коливальності перехідного процесу в контурі струму регулятор струму варто налаштувати на більшу частоту коливань  $\omega_{КТ2}$ , що відповідає меншій кількості штанг. У цьому разі на всьому діапазоні зміни приєднаної маси рівень коливальності контуру буде не більше припустимого значення, а при збільшенні маси поставу він відповідно зменшиться.

Таким чином, контур регулювання струму чутливий до зміни кількості приєднаних штанг у буровому поставі.

## **РОЗДІЛ 4**

### **АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОГІДРОМЕХАНІЧНОЇ ТРАНСМІСІЇ ЯК ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ ПРИВОДОМ СПУСКО-ПІДНІМАЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙ ТА ПОДАЧІ ПОСТАВУ**

#### **4.1. Кінематичні особливості трансмісії як об'єкта керування**

Розроблений Новокраматорським машинобудівним заводом верстат для буріння підричних свердловин оснащений привідною системою спуско-піднімальних операцій і містить гідронасос і гідродвигун. Гідронасос приводиться в дію регульованим електроприводом за системою перетворювач частоти – асинхронний двигун. Натяг канатно-поліспасової системи здійснюється гідродвигуном.

В об'єкт керування приводу СПО попадають перетворювач частоти, асинхронний двигун із системою авторегулювання, гідронасос, ГД, КПС. Новою конструктивною ланкою у приводі СПО є гідронасос з ГД і повністю регульований привід за системою перетворювач частоти – асинхронний двигун. Якщо передавальні функції електропривода досить добре досліджені, то передавальні функції гідросистеми з КПС у формі, яка використовується для побудови системи керування, у відомих джерелах не наводяться [30, 74, 75].

Кінематичний зв'язок між привідним двигуном і буровим снарядом при поступальному переміщенні поставу досягається через гідронасос, ГД з редуктором і КПС. У гідравлічній системі використовується нестислива рідина (мастило). Канати і трубопроводи піддаються пружним деформаціям. При цьому частота обертання вала двигуна і зведена лінійна швидкість переміщення бурового снаряда у нестационарних режимах не дорівнюють одна одній. У привідній системі застосовується швидкодійний електропривід зі смугою пропускання контуру частоти обертання у 200 рад/с. При цьому частота власних пружних коливань КПС і гідроприводу потрапляє у смугу пропускання контуру регулювання частоти обертання. Якщо знехтувати піддатливістю трубопроводів, канатів при аналізі об'єкта керування і синтезі системи регулювання, то це може призвести до розбіжності значень між очікуваною і дійсною величинами якості керування.

Розглянемо математичну модель об'єкта керування приводом СПО. На рис. 4.1 наведена кінематична схема об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу.

Ротор привідного двигуна 1 з кутовою частотою  $\omega_1$  обертає гідронасос 2, внаслідок чого створюється тиск і відповідно витрачається мастило у ГС, яке по трубопроводу 3 надходить у ГД 4, вал якого обертається з кутовою частотою  $\omega_2$ . Редуктор 5 знижує частоту обертання  $\omega_2$  до величини  $\omega_3$ . На вихідні



#### 4. Аналіз електрогідромеханічної трансмісії як об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій

вали редуктора насаджені шківів 6, які спільно зі шківів 7 і канатами 8 КПС утворюють зусилля поступального переміщення з лінійною швидкістю  $V$  натискної траверси голівки бурового снаряда 9 разом з буровим поставом 10 і шарошковим долотом 11.

Дослідження динамічних процесів виконуємо з припущенням, що двигун і механізм мають зосереджені параметри:

$J_1$  – сумарного моменту інерції ротора двигуна 1 і обертових частин гідронасоса 2;

$J_2$  – зведеного сумарного моменту інерції обертових частин гідродвигуна 4, редуктора 5, шківів 6 і 7;

$J_3$  – зведеного сумарного моменту інерції канатів, що поступально рухаються 8, натискної траверси голівки бурового снаряда 9, поставу 10 і шарошки 11.

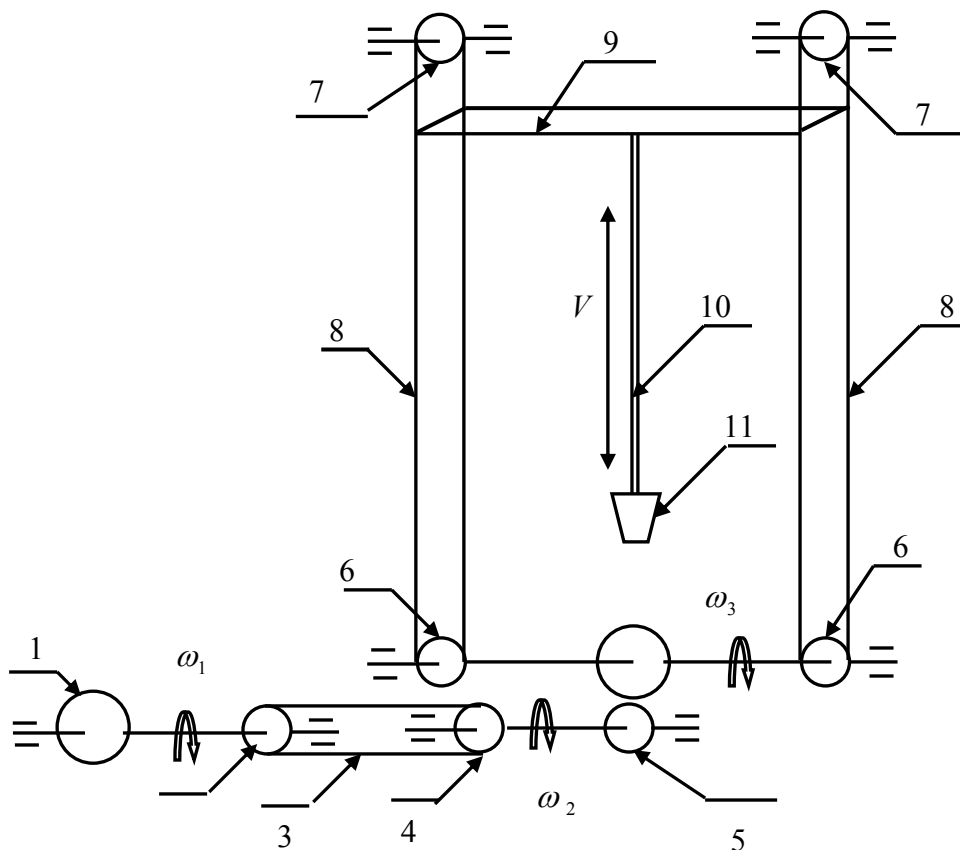


Рис.4.1. Кінематична схема об'єкта керування "приводом "СПО "і "подачі таву

До системи прикладені моменти:  $M$  – крутний момент двигуна;  $M_c$  – активний момент опору, обумовлений вагою бурового снаряда.

На роботу механізму подачі впливають дисипативні сили, обумовлені тертям у підшипниках валів, сили внутрішнього тертя у робочій рідині гідросистеми (ГС) та канаті, що виникають у процесі його переміщення.

Застосовуємо декомпозиційний підхід до досліджуваної електрогідромеханічної системи, в основі якого лежить припущення про наявність загальної (глобальної) моделі, що описує основні властивості системи адекватно поставленій меті прийняття рішення (або дослідження). Така модель дозволяє суттєво зменшити трудомісткість процесу розв'язання задачі і звести його до послідовного розв'язку проміжних (часткових) задач набагато меншої розмірності. Усі обмеження та критерії цих задач безпосередньо розглядаються тільки стосовно часткових моделей, які входять до глобальної (загальної) моделі об'єкта керування.

Базова архітектура або модель класичної теорії керування привідними системами ґрунтується на основі диференціальних рівнянь перетворювача, двигуна, гідравлічної системи, КПС і побудови системи регулювання на базі прийнятої концепції керування. Зокрема, для найбільш відповідальних привідних систем на теперішній час як технічний стандарт використовується методологія побудови систем керування з активною послідовною корекцією динамічних властивостей з налаштуванням контурів на модульний або симетричний оптимум.

## **4.2. Математична модель гідравлічної передачі верстата**

Подамо математичну модель у вигляді передавальної функції, за допомогою якої можна синтезувати систему автоматичного керування приводом подачі і СПО поставу.

Робота гідронасоса і ГД характеризується взаємним впливом через нестисливу гідравлічну рідину, що циркулює у трубопроводі, який піддається пружним деформаціям. Тому при математичному описі розглядаємо роботу гідронасоса разом із ГД і трубопроводом.

Вхідними змінними об'єкта керування, що досліджується, є частота обертання вала гідронасоса та його момент опору. Вихідні змінні – крутний момент на валу ГД (тиск мастила) і частота обертання його вала (витрата мастила).

Аналіз математичної моделі виконуємо з урахуванням таких припущень:

- а) масу мастила, що циркулює у ГС, не враховуємо через її незначну величину у порівнянні з іншими масами;
- б) зміною в'язкості мастила від температури зневажаємо, тобто вважаємо процеси ізотермічними;
- в) величина витoku мастила із ГС пропорційна тиску в трубопроводі;
- г) обсяг мастила у трубопроводі прямо пропорційний об'єму трубопроводу подачі і зворотно пропорційний модулю об'ємної пружності матеріалу трубопроводу.

За прийнятими припущеннями об'єкт автоматичного керування приводом пересування поставу при заданій кількості штанг описується лінійними звичайними диференціальними рівняннями. У разі зміні кількості штанг у по-

#### 4. Аналіз електрогідромеханічної трансмісії як об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій

ставі змінюються числові значення коефіцієнтів у лінійних диференціальних рівняннях, але вони залишаються у класі лінійних диференціальних рівнянь зі змінними коефіцієнтами.

Передавальна функція ГС ґрунтується на двох фундаментальних співвідношеннях: балансів витрати мастила і моментів на валу ГД.

Баланс витрат мастила, що витісняється з циліндрів гідронасоса визначається рівнянням

$$Q_n = Q_\partial + Q_y + Q_c, \quad (4.1)$$

і складається з подачі мастила гідронасосом ( $Q_n$ ), витратою мастила через гідродвигун ( $Q_\partial$ ), витратою мастила, яка витікає з гідросистеми ( $Q_y$ ), витратою мастила, що обумовлена деформацією трубопроводу ( $Q_c$ ).

Подача гідронасоса і витрата мастила при обертанні ГД визначаються за допомогою таких рівнянь [74]:

$$Q_n = S_n R_n Z_n \omega_n = q_n \omega_n;$$

$$Q_\partial = S_\partial R_\partial Z_\partial \omega_\partial = q_\partial \omega_\partial,$$

де  $S_n, S_\partial$  – поперечні перерізи циліндрів;  $R_n, R_\partial$  – радіуси окружностей, на яких розташовані центри циліндрів;  $Z_n, Z_\partial$  – кількість поршнів;  $\omega_n, \omega_\partial$  – частоти обертання валів;  $q_n, q_\partial$  – сумарний об'єм циліндрів, літраж (індекси “ $n$ ” – насос, “ $\partial$ ” – двигун).

Витрата мастила при витіканні з ГС пропорційна тиску [75], тобто

$$Q_y = K_y \cdot P,$$

де  $K_y$  – коефіцієнт витікання мастила, що залежить від стану ГС [74];  $P$  – тиск мастила.

Мастило, що втрачається на деформацію трубопроводу [76]

$$Q_c = dV / dt,$$

де  $dV$  – елементарна зміна об'єму трубопроводу через його деформацію під дією тиску;  $t$  – поточний час.

При прийнятих припущеннях елементарна зміна об'єму трубопроводу під дією тиску [75]

$$dV = dPV / E,$$

де  $V$  – об'єм гідроприводів подачі;  $E$  – модуль об'ємної пружності матеріалу трубопроводу [74].

За законом Гука різниця тисків мастила на вході і виході ГД з модулем об'ємної пружності трубопроводу пов'язана співвідношенням

$$dP = E / V dV.$$

Виходячи з балансу потужностей на валу ГД необхідний тиск у ГС подачі

$$PQ_\partial = M_\partial \omega_\partial;$$

або

$$P = M_\partial \omega_\partial / Q_\partial = M_\partial / q_\partial.$$

Остаточний баланс витрати мастила у ГС відповідно до рівняння (4.1) можна записати так:

$$q_n \omega_n = q_\partial \omega_\partial + K_y P + V / E \cdot dP / dt$$

або з урахуванням того, що крутний момент ГД пропорційний тиску в трубопроводі подачі і загальному об'єму циліндрів гідронасоса ( $M_\partial = P \cdot q_\partial$ ), отримаємо

$$q_n \omega_n = q_\partial \omega_\partial + K_y M_\partial / q_\partial + V / E / q_\partial dM_\partial / dt . \quad (4.2)$$

Різниця між крутним моментом на валу двигуна  $M_\partial$  і значенням статичного моменту опору  $M_c$  визначає динамічний момент ГД, що зрівноважується моментом інерції рухомих частин ГД:

$$M_\partial - M_c = J_3 d\omega_\partial / dt , \quad (4.3)$$

де  $J_3$  – момент інерції обертових частин ГД.

Для одержання класичної передавальної функції з області оригіналів переходимо до області зображень [71] при нульових початкових умовах. Застосуємо перетворення Лапласа до рівнянь (4.2) і (4.3). Рівняння (4.2) розв'язуємо відносно крутного моменту ГД  $M_\partial$ , а рівняння (4.3) – відносно частоти обертання вала ГД,

$$\left. \begin{aligned} M_\partial(p) &= (q_n \omega_n - q_\partial \omega_\partial) (K_y / q_\partial + pV / E / q_\partial)^{-1}; \\ \omega_\partial(p) &= (M_\partial(p) - M_c(p)) / J_3 / p, \end{aligned} \right\}$$

де  $\omega_n(p), \omega_\partial(p)$  – зображення частот обертання валів гідрогенератора і ГД;  $M_\partial(p), M_c(p)$  – зображення крутного і статичного моментів на валу ГД.

Останнім двом рівнянням в області зображень відповідає структурна схема всієї ГС у вигляді, зручному для синтезу автоматичної системи керування приводом подачі і СПО поставу. Ця структурна схема зображена на рис.4.2.

Структурно ГС являє собою дві інтегруючі ланки, охоплені двома від'ємними зворотними зв'язками: внутрішнім, який враховує витрати мастила у ГС за рахунок витоків, і зовнішнім, який враховує витрати мастила при обертанні вала ГД. Результуюча величина витрат знаходиться як різниця між подачею гідронасоса і сумарною витратою мастила на обертання ГД і витоків та визначає величину деформації трубопроводу подачі. Крутний момент ГД пропорційний витраті мастила і обернено пропорційний об'єму ГС, об'ємному модулю пружності матеріалу трубопроводу і літражу ГД. Різниця моментів між крутним і статичним прикладається до механічної частини ГД, що сприяє його розгону, якщо ця різниця позитивна, і гальмуванню – якщо ця різниця від'ємна.

У структурній схемі є два накопичувачі енергії, що обумовлено наявністю механічної інерції обертових частин ГД і пружних властивостей трубопроводу ГС. Наявність двох інерційностей, охоплених загальним від'ємним

**4. Аналіз електрогідромеханічної трансмісії як об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій**

зворотним зв'язком, призводить до неоднозначності перехідних процесів у ГС.

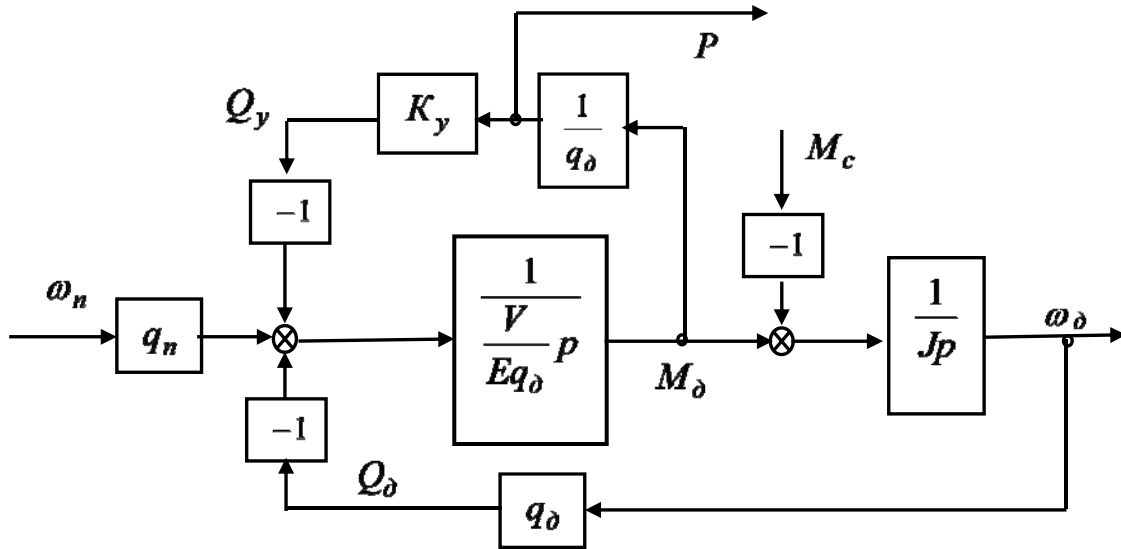


Рис.4.2. Структурна схема ГС приводу подачі і СПО поставу

Конкретний вид перехідного процесу залежить від конструктивних параметрів ГС і може бути оцінений за отриманою структурною схемою. Передатвальна функція всієї системи за каналом керування така:

$$\frac{\omega_{\delta}(p)}{\omega_n(p)} = \frac{q_n}{q_{\delta}} \frac{1}{p^2 \frac{VJ_3}{Eq_{\delta}^2} + p \frac{K_y J_3}{q_{\delta}^2} + 1} = \frac{q_n}{q_{\delta}} \frac{1}{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}, \quad (4.4)$$

де  $T_2$ ,  $\xi_2$  – стала часу і коефіцієнт демпфування ГС, причому

$$T_2 = \sqrt{VJ_3 / E \cdot q_{\delta}^2}; \quad \xi_2 = 0,5K_y / q_{\delta} \cdot \sqrt{EJ_3 / V}.$$

Коефіцієнт демпфування зростає нелінійно зі зменшенням об'єму ГС і збільшенням модуля об'ємної пружності матеріалу трубопроводу і моменту інерції механічної частини ГД. Величина демпфування прямо пропорційна коефіцієнту витоку мастила і обернено пропорційна внутрішньому об'єму ГД.

Характер перехідних процесів залежить, з одного боку, від добутку об'єму ГС на квадрат літражу ГД, а, з іншого, – від добутку моменту інерції обертючих частин ГД на модуль об'ємної пружності матеріалу трубопроводу і квадрата коефіцієнта витоків, що визначається з характеристичного рівняння (4.4).

Якщо виконується нерівність

$$4Vq_{\delta} > EJ_3K_y, \quad (4.5)$$

то корені характеристичного рівняння (4.4) дійсні, різні і від'ємні, перехідний процес є сумою двох експонент (аперіодичний процес). На випадок, коли не-

рівність (4.5) не виконується, корені характеристичного рівняння (4.4) будуть комплексно-спряженими і крива перехідного процесу являє собою синусоїду, яку промодульовано за амплітудою експонента (коливальний збіжний перехідний процес). В окремому разі, коли нерівність (4.5) вироджується у рівність, корені характеристичного рівняння будуть кратними, а перехідний процес – гранично аперіодичним.

Таким чином, отримана математична модель відображає всі істотні властивості ГС і дозволяє визначити її динамічні і статичні режими роботи. Статична передавальна функція знаходиться з динамічної (4.4) шляхом підстановки в неї значення  $p = 0$ . Структурна схема дозволяє оцінити вплив на динамічні властивості конструктивних параметрів ГС, та у разі потреби, зменшити коливальність ГС у приводі подачі, оскільки у протилежному разі для забезпечення стійкості всієї системи керування необхідно зменшувати її швидкодію, а це негативно позначиться на якості регулювання. Як виходить із знайденого співвідношення (4.5), надмірну коливальність ГС можна усунути шляхом застосування трубопроводу з підвищеним модулем об'ємної пружності або за допомогою зниження об'єму ГС, що досягається за допомогою зменшення довжини трубопроводів між гідронасосом і ГД.

### 4.3. Структурна схема електрогідромеханічної трансмісії

Надалі досліджуємо схему, параметри якої зведені до обертального руху ротора двигуна. Зведення частоти обертання двигуна до моменту інерції мас, що поступально рухаються, коефіцієнтів жорсткості і внутрішнього тертя робимо через радіус привідного шківів і квадрат передаточного числа редуктора  $i$ .

Кінематичні проміжки у механічній передачі не враховуємо. Уводимо вектор стану системи з компонентами:  $x_1$  – частота обертання вала привідного двигуна  $\omega_1$ ;  $x_2$  – крутний момент ГС  $M_2$ ;  $x_3$  – частота обертання вала ГД  $\omega_2$ ;  $x_4$  – момент  $M_y$ , якому відповідає плече дії і зусилля, що передається канатом;  $x_5$  – частота обертання бурового снаряда  $\omega_3$ .

Складаємо систему диференціальних рівнянь у просторі станів вибраних змінних:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= (M - x_2)/J_1; \\ \dot{x}_2 &= ((x_1 - x_3) \cdot K_e - \delta \cdot x_2)/T_e; \\ \dot{x}_3 &= (x_2 - x_4 - (x_3 - x_5) \cdot b)/J_2; \\ \dot{x}_4 &= (x_3 - x_5) \cdot c; \\ \dot{x}_5 &= (x_4 + b \cdot (x_3 - x_5) - M_c)/J_3, \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

**4. Аналіз електрогідромеханічної трансмісії як об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій**

де  $M$  – крутний момент двигуна;  $M_c$  – момент опору, обумовлений вагою бурового снаряда;  $K_2, T_2$  – коефіцієнт передачі і постійна часу ГС;  $\delta$  – коефіцієнт, що враховує демпфівальні властивості ГС;  $c, b$  – коефіцієнти жорсткості і внутрішнього тертя канатної системи.

Системі рівнянь (4.6) відповідає структурна схема (рис.4.3).

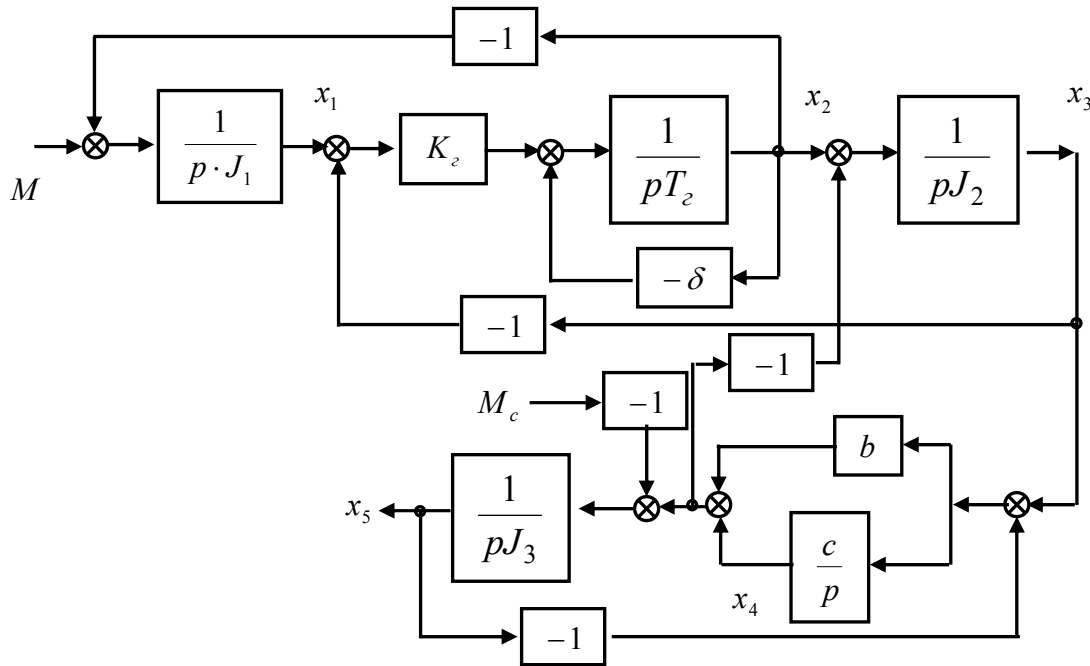


Рис.4.3. Структурна схема об'єкта керування приводом подачі і спуско-піднімальних операцій поставу

У векторно-матричній формі система рівнянь запишеться так:

$$d\mathbf{X} / dt = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}$$

або на основі операційного перетворення Лапласа при нульових початкових умовах ( $d/dt \rightarrow p$ ) одержимо

$$p\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U},$$

де  $p$  – оператор диференціювання.

Шуканий розв'язок для вектора стану

$$\mathbf{X} = (p \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}\mathbf{U},$$

де  $\mathbf{I}$  – одинична матриця.

Для задачі, що розглядається, згідно з рівняннями (4.6) запишемо:

– матриця вхідних впливів

$$\mathbf{U} = [M \quad M_c]^T;$$

– матриці постійних коефіцієнтів

**4. Аналіз електрогідромеханічної трансмісії як об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій**

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_2}{T_2} & -\frac{\delta}{T_2} & -\frac{K_2}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_2} & -\frac{b}{J_2} & -\frac{1}{J_2} & \frac{b}{J_2} \\ 0 & 0 & \frac{c}{J_3} & 0 & -\frac{c}{J_3} \\ 0 & 0 & \frac{b}{J_3} & \frac{1}{J_3} & -\frac{b}{J_3} \end{bmatrix} \quad \text{i} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_3} \end{bmatrix}.$$

Для визначення вектора стану  $\mathbf{X}$  знайдемо обернену матрицю  $(pI - A)^{-1}$ :

$$p \cdot I - A = F = \begin{bmatrix} p & \frac{1}{J_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_2}{T_2} & p + \frac{\delta}{T_2} & \frac{K_2}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_2} & p + \frac{b}{J_2} & \frac{1}{J_2} & -\frac{b}{J_2} \\ 0 & 0 & -c & p & c \\ 0 & 0 & -\frac{b}{J_3} & -\frac{1}{J_3} & p + \frac{b}{J_3} \end{bmatrix};$$

$$\Delta = \det F = \frac{p}{T_2 J_1 J_2 J_3} \cdot \left[ \begin{aligned} & p^4 T_2 J_1 J_2 J_3 + p^3 \left( T_2 J_1 J_3 b + T_2 J_1 J_2 b + \delta J_1 J_2 J_3 \right) + \\ & + p^2 \left( K_2 J_2 J_3 + K_2 J_1 J_3 + c J_1 J_2 T_2 + c J_1 J_3 T_2 + \delta b J_1 J_2 + \delta b J_1 J_3 \right) + \\ & + p \left( c \delta J_1 J_2 + c \delta J_1 J_3 + K_2 b J_3 + K_2 b J_2 + K_2 b J_1 \right) + \\ & + p^0 (K_2 c J_2 + K_2 c J_3 + K_2 c J_1) \end{aligned} \right].$$

Тоді



$$(pI - A)^{-1} = F^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} F_{11} & F_{21} & F_{31} & F_{41} & F_{51} \\ F_{12} & F_{22} & F_{32} & F_{42} & F_{52} \\ F_{13} & F_{23} & F_{33} & F_{43} & F_{53} \\ F_{14} & F_{24} & F_{34} & F_{44} & F_{54} \\ F_{15} & F_{25} & F_{35} & F_{45} & F_{55} \end{bmatrix},$$

де  $F_{ij}$  – алгебраїчні доповнення, що одержані з визначника системи  $\Delta$  шляхом викреслювання  $i$ -го рядка і  $j$ -го стовпця і множення отриманого мінору на множник  $(-1)^{i+j}$ .

У результаті для вектора стану

$$\mathbf{X} = F^{-1}BU = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} F_{11} & F_{21} & F_{31} & F_{41} & F_{51} \\ F_{12} & F_{22} & F_{32} & F_{42} & F_{52} \\ F_{13} & F_{23} & F_{33} & F_{43} & F_{53} \\ F_{14} & F_{24} & F_{34} & F_{44} & F_{54} \\ F_{15} & F_{25} & F_{35} & F_{45} & F_{55} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{M}{J_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{M_c}{J_3} \end{bmatrix}.$$

Для компонент вектора стану маємо такі співвідношення:

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{1}{\Delta} \left( F_{11} \frac{M}{J_1} - F_{51} \frac{M_c}{J_3} \right); & x_2 &= \frac{1}{\Delta} \left( F_{12} \frac{M}{J_1} - F_{52} \frac{M_c}{J_3} \right); \\ x_3 &= \frac{1}{\Delta} \left( F_{13} \frac{M}{J_1} - F_{53} \frac{M_c}{J_3} \right); & x_4 &= \frac{1}{\Delta} \left( F_{14} \frac{M}{J_1} - F_{54} \frac{M_c}{J_3} \right); \\ x_5 &= \frac{1}{\Delta} \left( F_{15} \frac{M}{J_1} - F_{55} \frac{M_c}{J_3} \right). \end{aligned}$$

Елементи першого доданка визначають передавальну функцію, яка зв'язує відповідну вихідну координату з крутним моментом двигуна (передавальна функція за керуванням), а елементи другого доданка – передавальну функцію за збуренням.

Знайдемо передавальні функції за калом керування частотою обертання двигуна  $\omega_1(x_1)$ , моменту ГС  $M_z(x_2)$ , частоти обертання ГД  $\omega_2(x_3)$ , пружного моменту в канатній системі  $M_y(x_4)$  і зведеної до вала двигуна частоти обертання бурового снаряда  $\omega_3(x_5)$ :

$$\frac{x_1}{M} = \frac{\omega_1}{M} = \frac{1}{\Delta} \frac{F_{11}}{J_1}, \quad \frac{x_2}{x_1} = \frac{M_z}{\omega_1} = \frac{F_{12}}{F_{11}}, \quad \frac{x_3}{x_2} = \frac{M_y}{M_z} = \frac{F_{13}}{F_{12}}, \quad \frac{x_5}{x_3} = \frac{\omega_3}{\omega_2} = \frac{F_{15}}{F_{13}}.$$

Динамічну характеристику, що зв'язує крутний момент  $M$  і частоту обертання  $x_1(\omega_1)$  двигуна, визначаємо так:

**4. Аналіз електрогідромеханічної трансмісії як об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій**

$$F_{11} = \begin{vmatrix} p + \frac{\delta}{T_2} & \frac{K_2}{T_2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_2} & p + \frac{b}{J_2} & \frac{1}{J_2} & -\frac{b}{J_2} \\ 0 & -c & p & c \\ 0 & -\frac{b}{J_3} & -\frac{1}{J_3} & p + \frac{b}{J_3} \end{vmatrix} = \frac{1}{T_2 J_2 J_3} + p^2 \left[ \begin{array}{l} p^4 T_2 J_2 J_3 + p^3 \left( \begin{array}{l} \delta J_2 J_3 + \\ + b T_2 J_3 + \\ + b T_2 J_2 \end{array} \right) + \\ \left( \begin{array}{l} c J_2 T_2 + \\ + \delta b J_2 + \\ + c J_3 T_2 + \\ + \delta b J_3 + \\ + K_2 J_3 \end{array} \right) + \\ + p \cdot \left( \begin{array}{l} \delta c J_2 + \\ + \delta c J_3 + \\ + K_2 b \end{array} \right) + p^0 K_2 c \end{array} \right] \#$$

"

$$\frac{x_1}{M} = \frac{\omega_1}{M} = \frac{\frac{1}{p} \left[ \begin{array}{l} p^4 T_2 J_2 J_3 + p^3 (\delta J_2 J_3 + b T_2 J_3 + b T_2 J_2) + \\ + p^2 (c J_2 T_2 + c J_3 T_2 + \delta b J_2 + \delta b J_3 + K_2 J_3) + \\ + p (\delta c J_2 + \delta c J_3 + K_2 b) + p^0 K_2 c \end{array} \right]}{\left[ \begin{array}{l} p^4 T_2 J_1 J_2 J_3 + p^3 \left( \begin{array}{l} J_1 J_3 T_2 b + J_1 J_2 T_2 b + \\ + \delta J_1 J_2 J_3 \end{array} \right) + \\ + p^2 \left( \begin{array}{l} K_2 J_2 J_3 + K_2 J_1 J_3 + c J_1 J_2 T_2 + c J_1 J_3 T_2 + \\ + \delta b J_1 J_2 + \delta b J_1 J_3 \end{array} \right) + \\ + p \left( \begin{array}{l} \delta c J_1 J_2 + \delta c J_1 J_3 + K_2 b J_2 + K_2 b J_3 + \\ + K_2 b J_1 \end{array} \right) + \\ + p^0 (K_2 c J_2 + K_2 c J_3 + K_2 c J_1) \end{array} \right]} = \frac{1}{J_1 p} \frac{p^4 c_{42} + p^3 c_{32} + p^2 c_{22} + p c_{12} + c_{02}}{p^4 d_{42} + p^3 d_{32} + p^2 d_{22} + p d_{12} + d_{02}} = \frac{1}{J_1 p} \frac{\sum_{n=0}^4 p^n c_{n2}}{\sum_{n=0}^4 p^n d_{n2}},$$

де коефіцієнти  $c_{n2}$  і  $d_{n2}$  зведені до табл.4.1, в якій використані такі позначення:

- коефіцієнт механічної інерції частковий  $\gamma_{23} = (J_2 + J_3)/J_2$ ;

**4. Аналіз електрогідромеханічної трансмісії як об'єкта керування приводом спуско-піднімальних операцій**

– коефіцієнт механічної інерції повний

$$\Gamma = (J_1 + J_2 + J_3) / J_1.$$

Таблиця 4.1

Коефіцієнти поліномів чисельника та знаменника для передавальної функції, що зв'язує крутний момент електродвигуна і частоту обертання його вала

$n$	$c_{n2}$	$d_{n2}$
0	$K_2 c$	$K_2 c \Gamma$
1	$\delta \gamma_{23} c J_2 + K_2 b$	$\delta c \gamma_{23} J_2 / J_1 + b K_2 \gamma_{23} J_2 / J_1 + K_2 b$
2	$c T_2 \gamma_{23} J_2 + b \gamma_{23} \delta J_2 + K_2 J_3$	$c T_2 \gamma_{23} J_2 + \delta b \gamma_{23} J_2 + K_2 J_3 + K_2 J_2 J_3 / J_1$
3	$\delta J_2 J_3 + b T_2 \gamma_{23} J_2$	$T_2 b \gamma_{23} J_2 + \delta J_2 J_3$
4	$T_2 J_2 J_3$	$J_2 J_3 T_2$

Передавальна функція між частотою обертання двигуна  $\omega_1(x_1)$  і крутним моментом двигуна  $M_2(x_2)$  ГС має такий вигляд:

$$F_{12} = (-1) \cdot \begin{vmatrix} -\frac{K_2}{T_2} & \frac{K_2}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & p + \frac{b}{J_2} & \frac{1}{J_2} & -\frac{b}{J_2} \\ 0 & -c & p & c \\ 0 & -\frac{b}{J_3} & -\frac{1}{J_3} & p + \frac{b}{J_3} \end{vmatrix} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{K_2 p}{T_2 \cdot J_2 \cdot J_3} \times \\ \times \left[ p^2 J_2 J_3 + p(b J_3 + b J_2) + \right. \\ \left. + c J_2 + c J_3 \right] \end{array} \right\}$$

$$\frac{x_2}{x_1} = \frac{M_2}{\omega_1} = \frac{K_2 p \left[ p^2 J_2 J_3 + p(b J_3 + b J_2) + c J_2 + c J_3 \right]}{p^4 T_2 J_2 J_3 + p^3 (\delta J_2 J_3 + b T_2 J_3 + b T_2 J_2) + p^2 (c J_2 T_2 + c J_3 T_2 + \delta b J_2 + \delta b J_3 + K_2 J_3) + p (\delta c J_2 + \delta c J_3 + K_2 b) + K_2 c}$$

$$= \frac{K_2}{T_2 p + \delta} \cdot \frac{p [p^3 c_{33} + p^2 c_{23} + p c_{13} + c_{03}]}{p^4 d_{43} + p^3 d_{33} + p^2 d_{23} + p d_{13} + d_{03}} = \frac{K_2}{T_2 p + \delta} \frac{p \sum_{n=0}^3 p^n c_{n3}}{\sum_{n=0}^4 p^n d_{n3}},$$

де коефіцієнти  $c_{n3}$  і  $d_{n3}$  наведені у табл.4.2.

Таблиця 4.2

Коефіцієнти чисельника та знаменника передавальної функції, що зв'язує частоту обертання електродвигуна і крутний момент ГД

$n$	$c_{n3}$	$d_{n3}$
0	$\delta c\gamma_{23}J_2$	$K_2c$
1	$T_2c\gamma_{23}J_2 + \delta b\gamma_{23}J_2$	$K_2b + \delta c\gamma_{23}J_2$
2	$T_2b\gamma_{23}J_2 + \delta J_2J_3$	$cT_2\gamma_{23}J_2 + \delta b\gamma_{23}J_2 + K_2J_3$
3	$T_2J_2J_3$	$bT_2\gamma_{23}J_2 + \delta J_2J_3$
4	–	$T_2J_2J_3$

Виділяємо передавальну функцію між моментом, що розвивається ГС,  $x_2(M_2)$  і частотою обертання ГД  $x_3(\omega_2)$ :

$$F_{13} = \begin{vmatrix} -\frac{K_2}{T_2} & p + \frac{\gamma}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_2} & \frac{1}{J_2} & -\frac{b}{J_2} \\ 0 & 0 & p & c \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_3} & p + \frac{1}{J_3} \end{vmatrix} = \frac{K_2}{T_2 J_2 J_3} (p^2 J_3 + pb + c);$$

$$\begin{aligned} \frac{x_2}{x_3} &= \frac{M_2}{\omega_2} = \frac{p^2 J_3 + pb + c}{p[p^2 J_2 J_3 + p(bJ_3 + bJ_2) + cJ_2 + cJ_3]} = \\ &= \frac{1}{J_2 \gamma_{23} p} \frac{p^2 \frac{J_3}{c} + p \frac{b}{c} + 1}{p^2 \frac{J_3}{\gamma_{23} c} + p \frac{b}{c} + 1} = \frac{1}{J_2 \gamma_{23} p} \frac{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2\xi_y T_y p + 1}{T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1}, \end{aligned}$$

де  $T_y = \sqrt{J_3 / c / \gamma_{23}}$  – стала часу пружних коливань;  $\xi_y = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{b^2 \gamma_{23}}{J_3 c}}$  – коефіцієнт демпфування пружних коливань.

Зв'язуємо частоту обертання ГД  $x_3(\omega_2)$  і зведену до обертального руху  $x_5(\omega_3)$  лінійну швидкість переміщення бурового снаряда за допомогою такої передавальної функції:

$$F_{15} = \begin{vmatrix} -\frac{K_2}{T_2} & p + \frac{\gamma}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_2} & \frac{1}{J_2} & -\frac{b}{J_2} \\ 0 & 0 & p & c \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_3} & p + \frac{1}{J_3} \end{vmatrix} = \frac{K_2}{T_2 J_2 J_3} (bp + c);$$

$$\frac{x_5}{x_3} = \frac{\omega_3}{\omega_2} = \frac{bp + c}{p^2 J_3 + pb + c} = \frac{2\xi_y T_y p + 1}{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2\xi_y T_y p + 1} =$$

$$= \frac{1}{J_3 p} \frac{T_y^2 \gamma_{23} p}{T_c} \frac{2\xi_y T_y p + 1}{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2\xi_y T_y p + 1},$$

де  $T_c = 1/c$  – стала часу.

Одержані математичний опис і структурну схему зручно використовувати при аналітичному дослідженні електрогідромеханічної системи, а також при комп'ютерному моделюванні.

Для аналітичного дослідження об'єкта керування потрібні такі передавальні функції:

- вхід перетворювача – поперечна складова струму статора електродвигуна  $W_1(p)$ ;
- поперечна складова струму статора двигуна – частота обертання вала електродвигуна  $W_2(p)$ ;
- частота обертання двигуна – крутний момент ГС  $W_3(p)$ ;
- крутний момент ГС – частота обертання  $W_4(p)$  вала ГД;
- частота обертання вала ГД – лінійна швидкість переміщення поставу, що зведена до частоти обертання двигуна  $W_5(p)$ .

Вихідні сигнали виділених передавальних функцій дозволяють контролювати поведінку об'єкта керування за доступними для спостереження координатами, які можуть бути виміряні сенсорами частоти обертання вала електродвигуна, тиску робочої рідини у ГС, частоти обертання вала ГД.

Після розв'язки перехресних зв'язків початкова схема (рис. 4.3) набуває вигляду, якому відповідає структурна схема на рис.4.4.

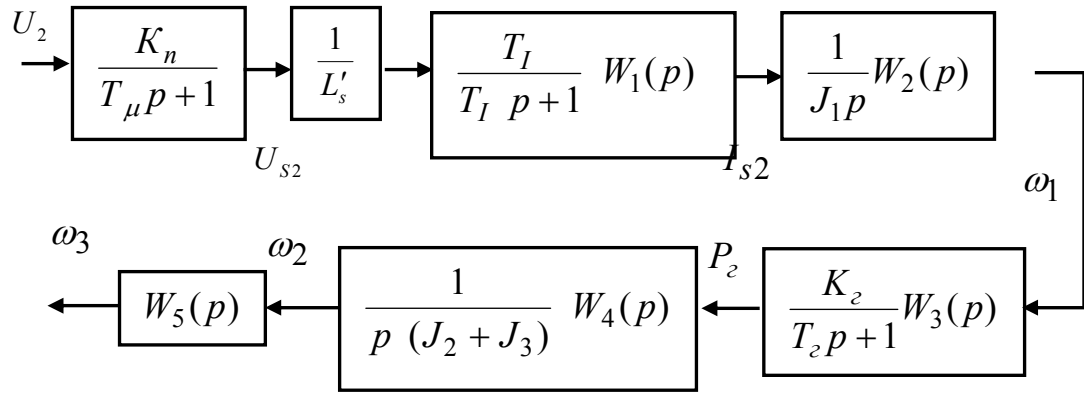


Рис.4.4. Перетворена структурна схема приводу подачі і СПО поставу

У структурній схемі, рис.4.4, використані такі передавальні функції:

$$W_1(p) = \frac{pJ_1(T_I p + 1)K_m \psi_r}{(T_I p + 1)J_1 p + a_{\omega \cdot i} \psi_r^2 T_I K_m W_2(p)};$$

$$W_2(p) = \frac{p(pT_2 + 1)(J_2 + J_3) + K_2 W_3(p)}{p(pT_2 + 1)(J_2 + J_3) + K_2 W_3(p) + K_2(J_2 + J_3)/J_1};$$

$$W_3(p) = \frac{(pT_2 + 1)(J_2 + J_3)p}{p(pT_2 + 1)(J_2 + J_3) + K_2 W_4(p)};$$

$$W_4(p) = \frac{p^2 J_3 + bp + c}{p^2 J_2 J_3 / (J_2 + J_3) + bp + c}; \quad W_5(p) = \frac{bp + c}{p^2 J_3 + pb + c}.$$

З аналізу одержаних передавальних функцій об'єкта керування приводом подачі і СПО поставу бурового верстата випливає, що наявність піддатливих ланок у трансмісії призводить до появи додаткових динамічних ланок у контурах регулювання поперечної складової струму статора  $W_1(p)$ , частоти обертання вала електродвигуна  $W_2(p)$ , тиску ГС  $W_3(p)$ , частоти обертання вала ГД ( $W_4(p)$ ) і лінійної швидкості переміщення поставу ( $W_5(p)$ ).

## **РОЗДІЛ 5**

# **СИНТЕЗ КЛАСИЧНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ СПУСКО-ПІДНІМАЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙ ТА ПОДАЧІ ПОСТАВУ**

### **5.1. Контур регулювання струму статора асинхронного двигуна**

Для одержання в узагальненому вигляді зручних розрахункових співвідношень у системах з активною послідовною корекцією дослідження виконують, як за правило, без урахування впливу оборотної ЕРС на процеси у струмовому контурі. Для абсолютно жорсткої трансмісії при використанні приводів постійного струму, які мають значний момент інерції якоря двигуна і помірну швидкодію тиристорного перетворювача, це цілком виправдано і дозволяє просто синтезувати систему автоматичного керування. При цьому система регулювання будується як двоконтурна.

Впровадження транзисторного швидкодіючого приводу змінного струму і зменшення характеристичних частот коливань в об'єкті керування вимагає врахувати вплив динамічних властивостей пружної трансмісії на перехідні процеси у системі керування і відповідного налаштування регуляторів. Привідна система з короткозамкненим асинхронним двигуном характеризується істотним зменшенням моменту інерції двигуна, що зумовлює появу додаткових коливань у контурі струму через коливання ротора двигуна при пружному моменті опору. Ці коливання передаються через оборотну ЕРС і додатково впливають на контур струму. Приглушення тільки дії оборотної ЕРС на контур струму не вирішує питання поліпшення динаміки роботи системи керування, оскільки ГС і КПС впливають на динаміку контуру регулювання, а отже й усієї системі контролю координат електрогідромеханічного приводу (ЕГМП).

Структурна схема замкненого контуру струму з урахуванням впливу на динаміку керування контуром оборотної ЕРС і піддатливості трансмісії наведена на рис. 5.1.

#### **5.1.1. Додаткова динамічна ланка контуру струму**

Після згортання зворотних зв'язків (рис.5.1) і виявлення їхньої дії у прямому каналі передачі структура об'єкта керування приймає вигляд, що є зручним для аналізу динамічних процесів і розрахунку контуру регулювання поперечної складової струму статора асинхронного двигуна (рис.5.2). Коефіцієнти чисельника і знаменника додаткових динамічних ланок (ДДЛ) у контурі струму обчислюються за даними об'єкта керування (розд. 4.3).

Таке подання динамічних ланок дозволяє аналізувати частотні властивості контуру з урахуванням впливу як оборотної ЕРС на контур, так і пружних

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

зв'язків трансмісії. Наявність пружних зв'язків і оборотної ЕРС ускладнює налаштування системи керування, тому що традиційна передавальна функція об'єкта керування одержує додаткову динамічну ланку з поліномами шостого порядку як у чисельнику, так і в знаменнику (рис.5.2).

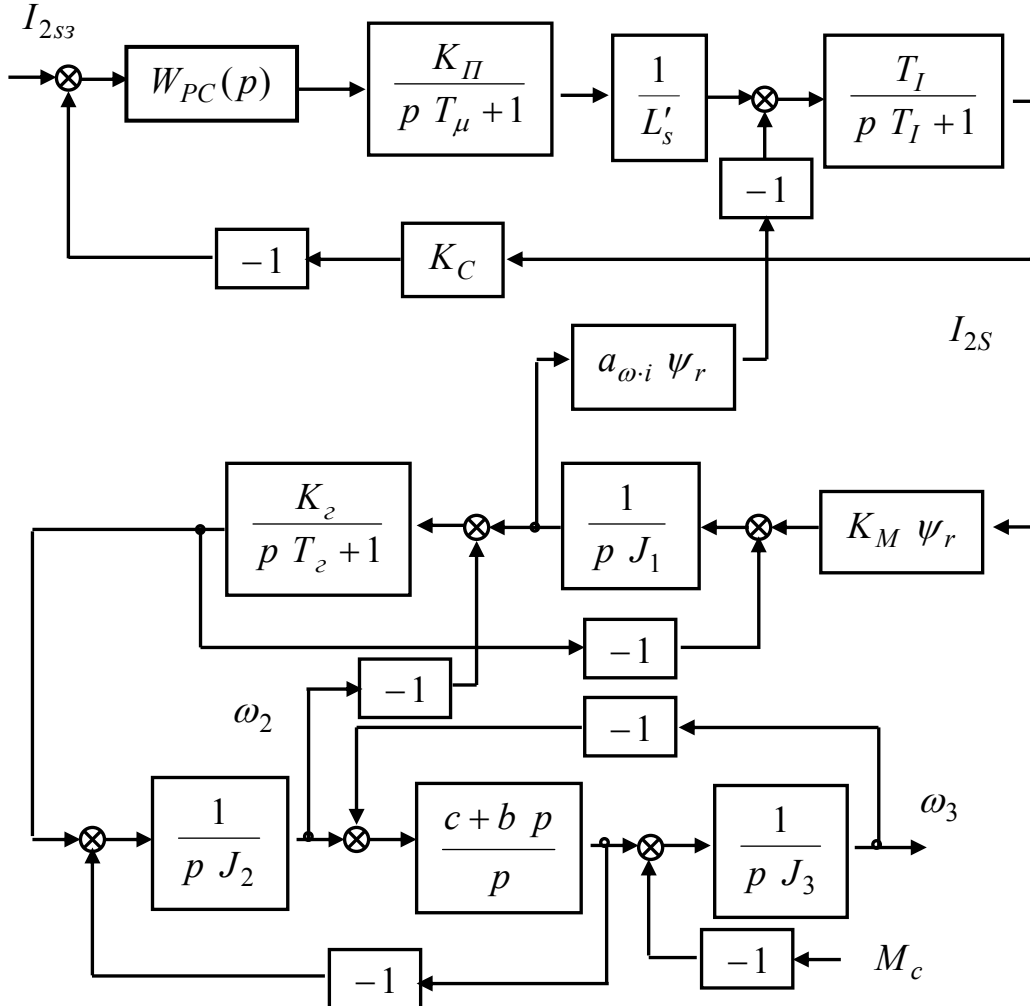


Рис. 5.1. Початкова структурна схема контуру регулювання поперечної складової струму статора з урахуванням впливу оборотної ЕРС і піддатливих властивостей трансмісії

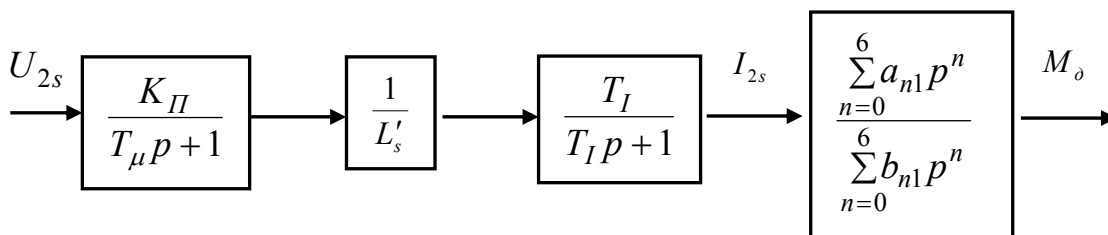


Рис. 5.2. Перетворена зведена структурна схема об'єкта керування контуром струму



**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

З урахуванням дії оборотної ЕРС і пружного моменту трансмісії передавальна функція струмового контуру в розімкненому стані визначається як

$$W_{\text{оукс}}(p) = \frac{K_{\Pi}}{T_{\mu}p + 1} \frac{1}{L'_s} \frac{T_I}{T_I p + 1} \frac{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n} =$$

$$= \frac{K_{\Pi}}{T_{\mu}p + 1} \frac{1}{L'_s} \frac{T_I}{T_I \cdot p + 1} W_1(p), \quad (5.1)$$

де коефіцієнти чисельника і знаменника виражені через параметри АД, ГС, КПС й зведені у табл.5.1 і 5.2.

Таблиця 5.1

Коефіцієнти чисельника перетвореної зведеної додаткової динамічної ланки контуру струму

$n$	$a_{n1}$
0	0
1	$T_{EM1} \Gamma K_2 / \gamma_{23}$
2	$\Gamma T_{EM1} T_I K_2 / \gamma_{23} + T_{EM1} (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_2 \Gamma / \gamma_{23})$
3	$T_{EM1} T_I (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_2 \Gamma / \gamma_{23}) +$ $+ T_{EM1} (T_{M2} T_2 + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_2 T_y^2 \gamma_{12})$
4	$T_{EM1} T_I (T_{M2} T_2 + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_2 T_y^2 \gamma_{12}) +$ $+ T_{EM1} (2\xi_y T_y T_{M2} T_2 + T_{M2} T_y^2)$
5	$T_{EM1} T_I (2\xi_y T_y T_{M2} T_2 + T_{M2} T_y^2) + T_{M1} T_{EM2} T_y^2 T_2$
6	$T_{EM1} T_I T_{M2} T_2 T_y^2$

При записі коефіцієнтів чисельника і знаменника уведений сталі величини:

$T_{EM1} = J_1 (R_s + k_r^2 R_r) / (k_m a_{\omega \cdot i} \psi_r^2)$  – електромеханічна стала часу;  $K_2 = q_H / q_{\delta}$  – коефіцієнт передачі ГС;  $\Gamma = (J_1 + J_2 + J_3) / J_1$  – загальний коефіцієнт співвідношення інерційних мас;  $\gamma_{12} = (J_1 + J_2) / J_1$ ,  $\gamma_{23} = (J_2 + J_3) / J_2$  – часткові коефіцієнти співвідношення інерційних мас;  $T_I = L'_s / (R_s + k_r^2 R_r)$  – електромагнітна стала часу контуру струму;  $T_{M1} = J_1 \omega_H / M_H$ ,  $T_{M2} = J_2 \omega_H / M_H$ ,  $T_{M3} = J_3 \omega_H / M_H$  – механічні сталі часу;  $T_{ГМ} = T_2 / K_2 / \delta$  – гідромеханічна стала часу;  $\omega_H, M_H$  – номінальні частота обертання і крутного моменту двигуна;  $T_y = \sqrt{J_3 / (c \gamma_{23})}$  – стала часу пружних коливань КПС поставу;  $K_{\delta} = T_I / L'_s$  – коефіцієнт передачі електродвигуна;  $\xi_y = 0,5 \sqrt{b^2 \gamma_{23} / (J_3 c)}$  – ко-

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

ефіцієнт демпфування пружних коливань у КПС;  $T_z = VJ_2 / E / q_0^2$  – стала часу ГС.

Таблиця 5.2

Коефіцієнти знаменника перетвореної зведеної додаткової динамічної ланки контуру струму

$n$	$b_{n1}$
0	$K_z / \gamma_{23}$
1	$T_{EM1} \Gamma K_z / \gamma_{23} + T_{M2} + 2\xi_y T_y K_z / \gamma_{23}$
2	$T_{EM1} T_I K_z \Gamma / \gamma_{23} + T_{EM1} (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_z \Gamma / \gamma_{23}) + T_{M2} (T_z + 2\xi_y T_y) + K_z T_y^2$
3	$T_{EM1} T_I (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_z \Gamma / \gamma_{23}) + T_{EM1} (T_{M2} T_z + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_z T_y^2 \gamma_{12}) + 2\xi_y T_y T_{M2} T_z + T_{M2} T_y^2$
4	$T_{EM1} T_I (T_{M2} T_z + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_z T_y^2 \gamma_{12}) + T_{EM1} (2\xi_y T_y T_{M2} T_z + T_{M2} T_y^2) + T_z T_{M2} T_y^2$
5	$T_{EM1} T_I (2\xi_y T_y T_{M2} T_z + T_{M2} T_y^2) + T_{EM1} T_{M2} T_y^2 T_z$
6	$T_{EM1} T_I T_{M2} T_z T_y^2$

Структурно поділяємо вплив на динамічні процеси оборотної ЕРС  $W_{ose}(p)$  і ГС із КПС  $W_{зк1}(p)$  та записуємо:

$$W_{ose}(p) = \frac{pT_{EM1}(pT_I + 1)}{pT_{EM1}(pT_I + 1) + 1}; \quad W_{зк1}(p) = W'_1(p) = \frac{\sum_{n=0}^6 a'_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 b'_{n1} p^n}.$$

Для цього початкову передавальну функцію (5.1) зводимо до вигляду

$$W_{оукс}(p) = \frac{K_{II}}{T_{\mu} p + 1} \frac{1}{L'_s} \frac{T_I}{T_I p + 1} \frac{pT_{EM1}(pT_I + 1)}{pT_{EM1}(pT_I + 1) + 1} \cdot \frac{\sum_{n=0}^6 a'_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 b'_{n1} p^n} =$$

$$= \frac{K_{II}}{T_{\mu} p + 1} \frac{1}{L'_s} \frac{T_I}{T_I p + 1} \frac{pT_{EM1}(pT_I + 1)}{pT_{EM1}(pT_I + 1) + 1} W'_1(p),$$

де коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника відповідно до початкових даних об'єкта керування ЕГМ трансмісії наведені у табл. 5.3, 5.4.

Пружні властивості трансмісії не будуть впливати на перехідні процеси у контурі струму, якщо:

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

– двигун має великі резистивні опори статора і зведеного ротора ( $K_\delta \rightarrow 0$ );

Таблиця 5.3

Коефіцієнти чисельника перетвореної зведеної додаткової динамічної ланки контуру струму без урахування оборотної ЕРС

$n$	$a'_{n1}$
0	$\Gamma K_\epsilon / \gamma_{23}$
1	$T_{EM1} \Gamma K_\epsilon / \gamma_{23} + T_{M2} + 2\xi_y T_y K_\epsilon / \gamma_{23}$
2	$\Gamma \cdot T_{EM1} T_I K_\epsilon / \gamma_{23} + T_{EM1} (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_\epsilon \Gamma / \gamma_{23}) + T_{M2} (T_\epsilon + 2\xi_y T_y) + K_\epsilon T_y^2$
3	$T_{EM1} T_I (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_\epsilon \Gamma / \gamma_{23}) + T_{EM1} (T_{M2} T_\epsilon + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_\epsilon T_y^2 \gamma_{12}) + 2\xi_y T_y T_{M2} T_\epsilon + T_{M2} T_y^2$
4	$T_{EM1} T_I (T_{M2} T_\epsilon + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_\epsilon T_y^2 \gamma_{12}) + T_{EM1} (2\xi_y T_y T_{M2} T_\epsilon + T_{M2} T_y^2) + T_\epsilon T_{M2} T_y^2$
5	$T_{EM1} T_I (2\xi_y T_y T_{M2} T_\epsilon + T_{M2} T_y^2) + T_{EM1} T_{M2} T_y^2 T_\epsilon$
6	$T_{EM1} T_I T_{M2} T_\epsilon T_y^2$

Таблиця 5.4

Коефіцієнти знаменника перетвореної зведеної додаткової динамічної ланки контуру струму без урахування оборотної ЕРС

$n$	$b'_{n1}$
0	$K_\epsilon (\Gamma + 1) / \gamma_{23}$
1	$T_{EM1} \Gamma K_\epsilon / \gamma_{23} + 2(T_{M2} + 2\xi_y T_y K_\epsilon (\Gamma + 1) / 2 / \gamma_{23})$
2	$\Gamma T_{EM1} T_I K_\epsilon / \gamma_{23} + T_{EM1} (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_\epsilon \Gamma / \gamma_{23}) + 2(T_{M2} (T_\epsilon + 2\xi_y T_y) + K_\epsilon T_y^2 (\gamma_{12} + 1) / 2)$
3	$T_{EM1} T_I (T_{M2} + 2\xi_y T_y K_\epsilon \Gamma / \gamma_{23}) + T_{EM1} (T_{M2} T_\epsilon + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_\epsilon T_y^2 \gamma_{12}) + 2(2\xi_y T_y T_{M2} T_\epsilon + T_{M2} T_y^2)$
4	$T_{EM1} T_I (T_{M2} T_\epsilon + 2\xi_y T_y T_{M2} + K_\epsilon T_y^2 \gamma_{12}) + T_{EM1} (2\xi_y T_y T_{M2} T_\epsilon + T_{M2} T_y^2) + 2T_{M2} T_y^2 T_\epsilon$
5	$T_{EM1} T_I (2\xi_y T_y T_{M2} T_\epsilon + T_{M2} T_y^2) + T_{EM1} T_{M2} T_y^2 T_\epsilon$
6	$T_{EM1} T_I T_{M2} T_\epsilon T_y^2$

## 5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу

–сумарний зведений момент інерції ротора гідродвигуна і бурового поставу значно менший, ніж момент інерції ротора привідного двигуна, тобто виконується умова  $T_{M1} \gg T_{M2} + T_{M3}$ .

Передавальна функція при цьому спрощується і перетворюється у динамічну ланку з коефіцієнтом передачі, який дорівнює одиниці, тобто

$$W_{ек1}(p) = \frac{\sum_{n=0}^6 a'_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 b'_{n1} p^n} \approx 1,$$

що свідчить про відсутність збурення у контурі струму з боку гідроприводу і КПС.

У цьому разі загальний коефіцієнт інерції буде наближатися до одиниці ( $\Gamma \rightarrow 1$ ), а динамічні ланки чисельника  $\sum_{n=0}^6 a'_{n1} p^n$  і знаменника  $\sum_{n=0}^6 b'_{n1} p^n$  компенсують взаємний вплив на контур струму. При цьому механічна ланка привідного двигуна виявляє властивості фільтра низької частоти з високою добротністю.

Оскільки жодна з перелічених умов не виконується в досліджуваному приводі СПО і подачі поставу, то власна динаміка трансмісії буде впливати на контур регулювання поздовжньої складової струму статора асинхронного привідного двигуна.

### **5.1.2. Характеристичні частоти коливань розімкненого контуру струму**

Знайдемо спрощену (редуцьовану) передавальну функцію додаткової динамічної ланки у контурі керування поперечною складовою струму статора привідного двигуна. Пошук такої динамічної ланки полягає у визначенні передавальної функції регулятора поперечного струму в межах класичної теорії побудови систем керування з активною послідовною корекцією. Знаючи власні частоти коливань трансмісії, можна вихідну передавальну функцію високого порядку розбити на ряд динамічних ланок з поліномами чисельника і знаменника не більш ніж другого порядку, тобто звести до вигляду

$$W_1(p) = W_{ose}(p) \cdot W_1'(p) = W_{ose}(p) \cdot \frac{\prod_{k=1,3,5} (T_{k1}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_{k1} \cdot p + 1)}{\prod_{m=2,4,6} (T_{m1}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_{m1} \cdot p + 1)}.$$

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Початкову передавальну функцію ДДЛ контуру струму

$$\begin{aligned}
 W_1(p) &= \frac{1}{1 + \frac{1}{T_I p + 1} \frac{1}{p T_{EM1}} \frac{1}{1 + \frac{1}{T_c p + 1} \frac{1}{p T_{EM1}} \frac{1}{1 + \frac{1}{T_c p + 1} \frac{1}{p T_{M2} \gamma_{23}} \times} \\
 &\quad \times \frac{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1}{T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1}} \\
 &= \frac{(T_I p + 1) \left\{ T_{EM1} p \left[ (T_c p + 1) T_{M2} \gamma_{23} p (T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1 \right] + T_{M2} \gamma_{23} p (T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1) \right\}}{(T_I p + 1) \left\{ T_{EM1} p \left[ (T_c p + 1) T_{M2} \gamma_{23} p (T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1 \right] + T_{M2} \gamma_{23} p (T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1) \right\} + \\
 &\quad + (T_c p + 1) T_{M2} \gamma_{23} p (T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1) + T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1}
 \end{aligned}$$

перетворимо у такий спосіб. Для виявлення власних частот коливань додаткової динамічної ланки у контурі струму знехтуємо дисипативними силами в ЕГМС і одержимо передавальну функцію об'єкта керування контуром струму  $W_1''(p)$ , обумовлену динамічними властивостями ГС і КПС з явно вираженими резонансними сплесками в амплітудно-частотній характеристиці, а саме:

$$\begin{aligned}
 W_1''(p) &= \frac{\sum_{n=0}^6 a_{n1}'' p^n}{\sum_{n=0}^6 b_{n1}'' p^n} = \frac{W_n''(p)}{W_d''(p)} = \\
 &= \frac{p^2 T_I T_{EM1} \left[ T_c T_{M2} \gamma_{23} p^2 (T_y^2 p^2 + 1) + (p^2 T_y^2 \gamma_{23} + 1) p^2 + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{T_{M2}}{T_{M1}} \gamma_{23} (T_y^2 p^2 + 1) \right]}{p^2 T_I T_{EM1} \left[ T_c T_{M2} \gamma_{23} p^2 (T_y^2 p^2 + 1) + (p^2 T_y^2 \gamma_{23} + 1) p^2 + \frac{T_{M2}}{T_{M1}} \gamma_{23} (T_y^2 p^2 + 1) \right] + \\
 &\quad + T_c T_{M2} \gamma_{23} p^2 (T_y^2 p^2 + 1) + T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 1}
 \end{aligned}$$

де коефіцієнти передавальної функції знаходяться відповідно до даних об'єкта керування (табл. 5.5).

Коефіцієнти чисельника і знаменника зведеної додаткової динамічної ланки контуру струму без урахування дисипативних сил

$n$	$a''_{n1}$	$b''_{n1}$
0	0	1
1	0	0
2	$T_I T_{EM1} \Gamma$	$T_I T_{EM1} \Gamma + T_e T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23}$
3	0	0
4	$T_I T_{EM1} (T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) \gamma_{23}$	$T_I T_{EM1} \gamma_{23} (T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + T_e T_{M2} T_y^2 \gamma_{23}$
5	0	0
6	$T_I T_{EM1} T_e T_{M2} T_y^2 \gamma_{23}$	$T_I T_{EM1} T_e T_{M2} T_y^2 \gamma_{23}$

Піддатливість трансмісії розглядаємо як окрему динамічну ланку  $W_1''(p)$  у передавальній функції  $W_1''(p)$  без урахування дисипативних сил:

$$W_1''(p) = \frac{p^2 T_I T_{EM1}}{p^2 T_I T_{EM1} + 1} W_1'''(p) = \frac{p^2 T_I T_{EM1}}{p^2 T_I T_{EM1} + 1} \frac{W_{1n}'''(p)}{W_{1d}'''(p)} = \frac{p^2 T_I T_{EM1}}{p^2 T_I T_{EM1} + 1} \times$$

$$\frac{p^6 T_{EM1} T_{M2} T_I T_e T_y^2 + p^4 (T_e T_{M2} T_y^2 + T_I T_{EM1} (T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})) + p^2 (T_I T_{EM1} \Gamma / \gamma_{23} + T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + \Gamma / \gamma_{23}}{p^6 T_{M2} T_e T_y^2 T_I T_{EM1} + p^4 (T_I T_{EM1} (T_{M2} T_e + T_y^2 \gamma_{12}) + T_e T_y^2 T_{M2}) + p^2 (T_{EM1} T_I \Gamma / \gamma_{23} + T_y^2 + T_e T_{M2}) + 1 / \gamma_{23}}$$

Поліном чисельника додаткової динамічної ланки без виділення оборотної ЕРС окремої динамічної ланки

$$W_n''(p) = p^2 T_I T_{EM1} \Gamma \left[ \frac{T_e T_{M2} \gamma_{23}}{\Gamma} p^2 (T_y^2 p^2 + 1) + \frac{T_y^2 \gamma_{12} \gamma_{23}}{\Gamma} p^2 + 1 \right]$$

зумовлює появу двох резонансних сплесків амплітудно-частотної характеристики на частотах  $\omega_{11}, \omega_{31}$  (рис.5.3):

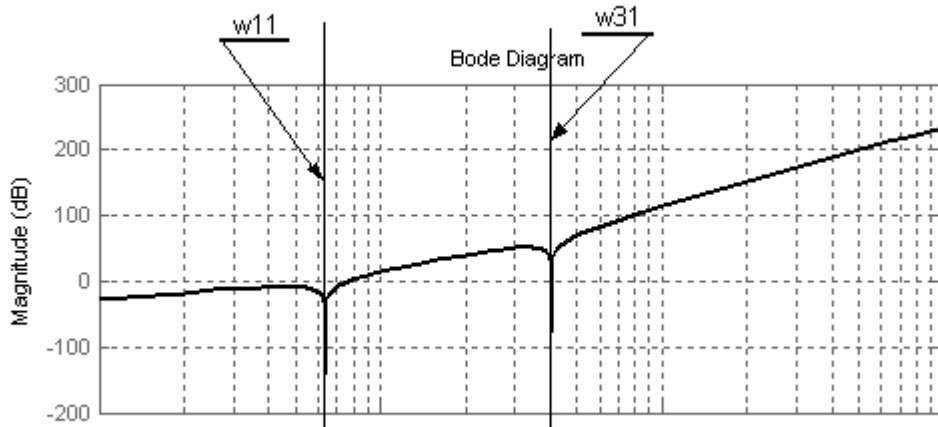


Рис. 5.3. ЛАЧХ полінома чисельника  $W_n''(p)$  додаткової динамічної ланки контуру струму за відсутності сил дисипації

$$\omega_{11,31} = \text{Im} \frac{1}{T_y} \sqrt{\frac{1 + T_y^2 \gamma_{12} / T_{M2} / T_z}{2}} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4K_z \Gamma T_y^2 T_z T_{M2}}{(T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})^2 \gamma_{23}} - 1} \right).$$

Якщо оборотна ЕРС розглядається як окрема динамічна ланка, то власні резонансні частоти коливань знаходяться за допомогою розв'язання рівняння

$$W_n'''(p) = p^6 T_{EM1} T_{M2} T_I T_z T_y^2 + p^4 (T_z T_{M2} T_y^2 + T_I T_{EM1} (T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})) + p^2 (T_I T_{EM1} \Gamma / \gamma_{23} + T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + \Gamma / \gamma_{23} = 0.$$

Тоді для визначення коренів уводимо такі коефіцієнти:

$$\begin{aligned} a_0 &= T_{EM1} T_{M2} T_I T_z T_y^2; \\ b_0 &= T_z T_{M2} T_y^2 + T_I T_{EM1} (T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}); \\ c_0 &= T_I T_{EM1} \Gamma / \gamma_{23} + T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}; \\ d_0 &= \Gamma / \gamma_{23}. \end{aligned}$$

Замінюючи  $x_0$  на  $p^2$  у початковому рівнянні шостого степеня, знижуємо степінь рівняння, що розв'язуємо, і записуємо

$$a_0 x_0^3 + b_0 x_0^2 + c_0 x + d_0 = 0.$$

Далі позбавляємося від коефіцієнта у вищій степені ( $T_{EM1} T_{M2} T_I T_z T_y^2$ ), а після введення нової змінної

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$y_0 = x_0 + \frac{b_0}{3a_0} = x_0 + \frac{T_z T_{M2} T_y^2 + T_I T_{EM1} (T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})}{3T_I T_{EM1} T_z T_{M2} T_y^2}$$

спрощуємо досліджуване рівняння до вигляду

$$y_0^3 + 3g_0 y_0 + 2q_0 = 0 ,$$

де

$$2q_0 = \frac{2b_0^3}{27a_0^3} - \frac{b_0 c_0}{3a_0^2} + \frac{d_0}{a_0} = \frac{2(T_z T_{M2} T_y^2 + T_I T_{EM1} (T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}))^3}{27(T_I T_{EM1} T_z T_{M2} T_y^2)^3} - \frac{(T_z T_{M2} T_y^2 + T_I T_{EM1} (T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})) \times (T_I T_{EM1} \Gamma / \gamma_{23} + T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})}{3(T_I T_{EM1} T_z T_{M2} T_y^2)^2} + \frac{\Gamma / \gamma_{23}}{T_I T_{EM1} T_z T_{M2} T_y^2};$$

$$3g_0 = \frac{3a_0 c_0 - b_0^2}{3a_0^2} = \frac{-(T_z T_{M2} T_y^2 + T_I T_{EM1} (T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}))^2}{3(T_I T_{EM1} T_z T_{M2} T_y^2)^2} \times (T_I T_{EM1} K_e \Gamma / \gamma_{23} + T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) -$$

Застосовуючи формули Кардана [55], знаходимо точні значення власних частот коливань додаткової динамічної ланки контуру струму без урахування динамічних властивостей оборотної ЕРС, тобто

$$\omega_{11,31} = \text{Im} \frac{1}{T_y} \sqrt{\frac{T_{M2} T_z + T_y^2 \gamma_{12}}{2T_{M2} T_z} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4\Gamma T_y^2 T_z T_{M2}}{(T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})^2 \gamma_{23}} - 1} \right)};$$

$$\omega_{51} = \frac{1}{\sqrt{T_I T_{EM1}}}.$$

Поліном знаменника додаткової динамічної ланки

$$W_d''(p) = W_d'''(p) = p^2 T_I T_{EM1} \left[ \frac{T_z T_{M2} \gamma_{23} p^2 (T_y^2 p^2 + 1) + T_y^2 \gamma_{23} p^2 + \frac{T_{M2} \gamma_{23}}{T_{M1}} (T_y^2 p^2 + 1) + 1 \right] + T_z T_{M2} \gamma_{23} p^2 (T_y^2 p^2 + 1) + T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 1$$

вказує на появу трьох характеристичних частот  $\omega_{21}, \omega_{41}, \omega_{61}$  (рис. 5.4).

Власні частоти коливань додаткової динамічної ланки знаходимо як корені бікубічного рівняння (знаменник додаткової динамічної ланки контуру струму)



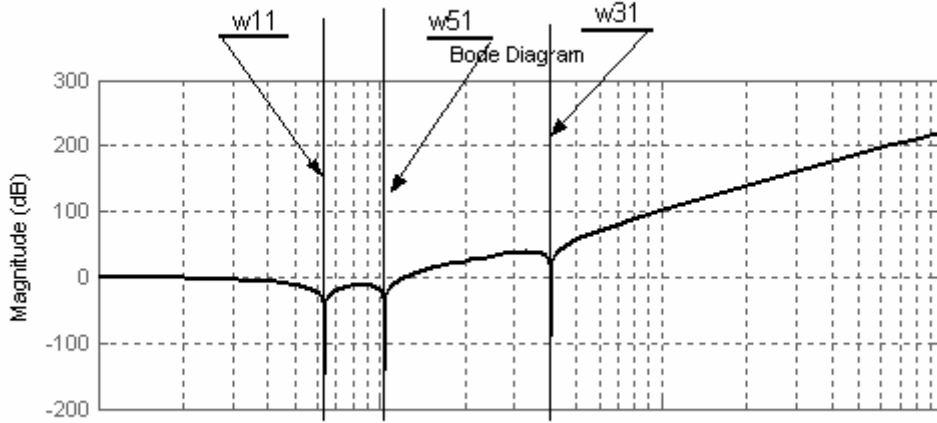


Рис. 5.4. ЛАЧХ полінома чисельника  $W_n'''(p)$  ДДЛ контуру струму без урахування зворотного зв'язку за оборотною ЕРС та відсутності сил дисипації

$$W_d''(p) = W_d'''(p) = T_I T_{EM1} T_z T_{M2} \gamma_{23} T_y^2 p^6 + \left( T_I T_{EM1} T_z T_{M2} \gamma_{23} + T_z T_{M2} \gamma_{23} T_y^2 + \right. \\ \left. + T_I T_{EM1} T_y^2 \gamma_{12} \gamma_{23} \right) p^4 + \left( T_I T_{EM1} \Gamma + T_z T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23} \right) p^2 + 1 = 0.$$

Робимо підстановку  $x = p^2$ , ділимо на  $(T_I \cdot T_{EM1} \cdot T_z \cdot T_{M2} \cdot \gamma_{23} \cdot T_y^2)$  і введемо нову змінну

$$y = x + \frac{(T_I \cdot T_{EM1} \cdot (T_z \cdot T_{M2} + T_y^2 \cdot \gamma_{12}) + T_z \cdot T_{M2} \cdot T_y^2)}{(3 \cdot T_I \cdot T_{EM1} \cdot T_z \cdot T_{M2} \cdot T_y^2)},$$

що дозволяє звести досліджуване рівняння до канонічного вигляду

$$y^3 + 3gy + 2q = 0.$$

Застосовуючи формули Кардана [55], виділяємо власні частоти коливань полінома знаменника ДДЛ контуру струму (рис.5.5):

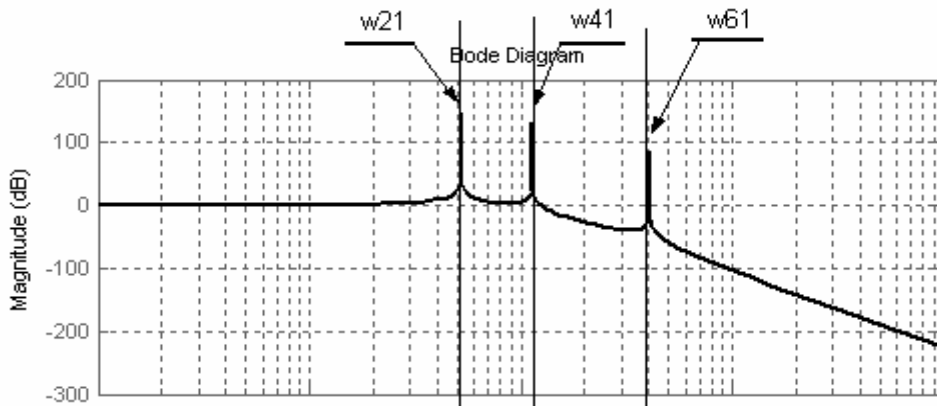


Рис.5.5. ЛАЧХ полінома знаменника  $W_d''(p) = W_d'''(p)$  ДДС контуру струму за відсутності сил дисипації

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$\omega_{41} = \text{Im} \sqrt[3]{-q + \sqrt{q^2 + g^3}} + \sqrt[3]{-q - \sqrt{q^2 + g^3}} - b/3/a ;$$

$$\omega_{21,61} = \text{Im} \sqrt[3]{(-0,5 \pm j\sqrt{3}/2) \sqrt[3]{-q + \sqrt{q^2 + g^3}} + (-0,5 \mp j\sqrt{3}/2) \sqrt[3]{-q - \sqrt{q^2 + g^3}} - b/3/a}$$

де

$$q = \frac{(T_I T_{EM1} (T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + T_e T_{M2} T_y^2)^3}{27 (T_I T_{EM1} (T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + T_e T_{M2} T_y^2)^3} - \frac{(T_I T_{EM1} \gamma_{23} (T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + T_e T_{M2} T_y^2 \gamma_{23}) \times (T_I T_{EM1} \Gamma + T_e T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23})}{6 (T_I T_{EM1} T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2)^2} + \frac{1}{2 (T_I T_{EM1} T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2)^2};$$

$$g = \frac{- (T_I T_{EM1} \gamma_{23} (T_e T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + T_e T_{M2} T_y^2 \gamma_{23})^2}{6 (T_I T_{EM1} T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2)^2};$$

$$a = T_I T_{EM1} T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2;$$

$$b = T_I T_{EM1} T_{M2} T_e \gamma_{23} + T_I T_{EM1} T_y^2 \gamma_{12} \gamma_{23} + T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2.$$

Передавальні функції  $W_n''(p), W_d''(p)$  дозволяють аналітично визначити характеристичні частоти додаткової динамічної ланки контуру струму.

При підстановці коефіцієнтів  $q, g$  у рівняння, що зведене до канонічного вигляду, одержуємо точні значення шуканих характеристичних частот власних коливань. Знайдені співвідношення є громіздкими, і за ними важко оцінити вплив параметрів об'єкта керування на значення власних частот коливань  $\omega_{21}, \omega_{41}, \omega_{61}$ .

Тому для аналізу частотних характеристик додаткової динамічної ланки врахуємо властивості коренів кубічних рівнянь

$$x_1 + x_2 + x_3 = -b/a ; 1/x_1 + 1/x_2 + 1/x_3 = -c/d ; x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = -d/a ,$$

де

$$c = T_I T_{EM1} \Gamma + T_e T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23}; d = 1.$$

Це дозволяє безпосередньо виділити корінь  $x_3$ , який можна записати так:

$$x_3(x_1/x_3 + x_2/x_3 + 1) = -b/a .$$

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Тоді одержуємо, що

$$x_3 = \omega'_{41}{}^2 \approx -\frac{b}{a} = -\frac{T_I T_{EM1} T_e T_{M2} + T_I T_{EM1} T_y^2 \gamma_{12} + T_e T_{M2} T_y^2}{T_I T_{EM1} T_e T_{M2} T_y^2};$$

$$\omega'_{41} = j \frac{1}{T_y} \sqrt{\frac{T_I T_{EM1} T_e T_{M2} + T_I T_{EM1} T_y^2 \gamma_{12} + T_e T_{M2} T_y^2}{T_I T_{EM1} T_e T_{M2}}}$$

З урахуванням виділеного кореня початкове рівняння набуває такого вигляду:

$$ax^3 + bx^2 + cx + 1 = \left(x + \frac{b}{a}\right) \left(ax^2 + c + \frac{1 - bc/a}{x + b/a}\right).$$

Третій доданок у другій дужці розкладаємо в ряд Тейлора [55]

$$\frac{a - bc}{ax + b} = \frac{a - bc}{b(1 + xa/b)} = \frac{a - bc}{b} \left(1 - \frac{ax}{b} + \frac{a^2 x^2}{b^2} - \frac{a^3 x^3}{b^3} + \dots\right),$$

що дає можливість знайти два корені, які залишилися.

Робимо спочатку перше наближення

$$ax^3 + bx^2 + cx + 1 = \left(x + \frac{b}{a}\right) \left(ax^2 - \frac{(a - bc)a}{b^2} x + \frac{a}{b}\right),$$

звідки шукані частоти коливань

$$x_{1,2} = \omega'_{41,61}{}^2 \approx \frac{a - bc}{2b^2} \cdot \left(\pm \sqrt{1 - \frac{4b^3}{(a - bc)^2}} + 1\right)$$

визначаються з відносною похибкою, що не перевищує 6%.

Потім робимо друге наближення

$$ax^3 + bx^2 + cx + 1 = \left(x + \frac{b}{a}\right) \left(\frac{ab^3 + a^2(a - bc)}{b^3} x^2 - \frac{(a - bc)a}{b^2} x + \frac{a}{b}\right),$$

за яким корені уточнюються і приймають такі значення:

$$x_{1,2} = \omega''_{41,61}{}^2 \approx \frac{(a - bc)ab}{2(ab^3 + a^2(a - bc))} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4(ab^3 + a^2(a - bc))^2}{(ab^3 + a^2(a - bc)) \times (a - bc)^2 ab^3}} + 1 \right).$$

Отриманий вираз також є громіздким. Відносна похибка не перевищує 0,9 %. Тому зупиняємося на першому наближенні, за яким одержимо менш громіздке рівняння з достатнім ступенем точності, тобто

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$\begin{aligned}
 & T_I T_{EM1} T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2 - \\
 & - (T_I T_{EM1} T_{M2} T_e \gamma_{23} + T_I T_{EM1} T_y^2 \gamma_{12} \gamma_{23} + \\
 & + T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2) (T_I T_{EM1} \Gamma + T_e T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23}) \\
 x_{1,2} = \omega'_{41,61} \approx & \frac{2(T_I T_{M1} T_{M2} T_e \gamma_{23} + T_I T_{M1} T_y^2 \gamma_{12} \gamma_{23} + \\
 & + T_e \cdot T_{M2} \cdot \gamma_{23} \cdot T_y^2)^2}{\left( \pm \sqrt{1 - \frac{4 \left( T_I T_{EM1} T_{M2} T_e \gamma_{23} + T_I T_{EM1} T_y^2 \gamma_{12} \gamma_{23} + T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2 \right)^3}{\left( T_I T_{EM1} T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2 - \right.} \right.} \right)^2 + 1} \times \\
 & \left. \left. \left( T_I T_{EM1} T_{M2} T_e \gamma_{23} + T_I T_{EM1} T_y^2 \gamma_{12} \gamma_{23} + T_e T_{M2} \gamma_{23} T_y^2 \right) \times \right. \right. \\
 & \left. \left. \left( T_I T_{EM1} \Gamma + T_e T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23} \right) \right) \right)
 \end{aligned}$$

або, переходячи до шуканих характеристичних частот, запишемо

$$\begin{aligned}
 \omega'_{41,61} = j & \frac{1}{T_y} \frac{1}{\sqrt{T_I T_{EM1}}} \frac{1}{\sqrt{T_{M2} \cdot T_e \cdot \gamma_{23}}} \times \\
 & \frac{1 - (1/T_y^2 + \gamma_{12}/T_e/T_{M2} + 1/T_I/T_{EM1}) \cdot \\
 & \times (T_I T_{EM1} \Gamma + T_{M2} T_e \gamma_{23} + \gamma_{23} T_y^2)}{2(1/T_y^2 + \gamma_{12}/T_{M2}/T_e + 1/T_I/T_{EM1})^2} \times \\
 & \cdot \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4 T_I T_{EM1} T_{M2} T_e \gamma_{23} \left( 1 + T_y^2 \gamma_{12}/T_{M2} T_e + T_y^2/T_I/T_{EM1} \right)^3}{\left( T_y^2 - (1 + T_y^2 \gamma_{12}/T_{M2} T_e + T_y^2/T_I/T_{EM1}) \times \right.} \right)^2 + 1} \right) \\
 & \left. \left( T_I T_{EM1} \Gamma + T_e T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23} \right) \right)
 \end{aligned}$$

Повна частотна характеристика ДДЛ контуру струму, що обумовлена наявністю електродвигуна, гідропередачі і КПС, наведена на рис. 5.6. На цій характеристиці виявляються всі резонансні сплески, обумовлені поліномами

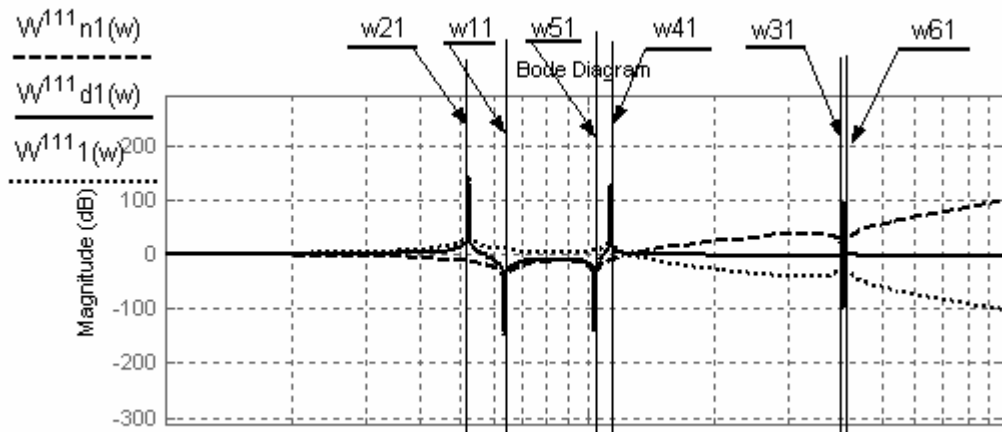


Рис.5.6. ЛАЧХ поліномів чисельника  $W_{1n}'''(p)$ , знаменника  $W_{1d}'''(p)$  і ДДЛ контуру струму  $W_1'''(p)$  при максимальних довжині каната і масі поставу за відсутності сил дисипації та оборотної ЕРС

чисельника і знаменника. Причому резонансні сплески на частотах  $\omega_{61}$  і  $\omega_{31}$  взаємно компенсуються, тому що їхні числові значення практично збігаються.

При частотах, менших ніж частота  $\omega_{21}$ , динамічна характеристика має позитивний нахил +20 дБ/дек, що свідчить про здатність об'єкта до диференціювання і наявності некомпенсованого нульового кореня в чисельнику загальної передавальної функції.

У ДДЛ об'єкта керування контуром струму виявляються такі закономірності. Частота  $\omega_{51}$  визначається власне параметрами асинхронного двигуна і не залежить від змінних параметрів трансмісії. Характеристичні частоти чисельника  $\omega_{11}, \omega_{31}$ , на відміну від частоти  $\omega_{51}$ , є парними або бічними щодо частоти пружних коливань  $1/T_y$ . Частоти  $\omega_{11}, \omega_{31}$  генеруються пружними коливаннями КПС і з урахуванням впливу ГС нелінійно змінюються залежно від кількості нагвинчених на буровий снаряд штанг і довжини канатів. Останнє впливає на величину параметрів  $T_y, \gamma_{23}$ .

Характеристичні частоти знаменника нелінійно залежать від параметрів ЕГМС трансмісії: частота  $\omega_{21}$  генерується пружними коливаннями КПС з урахуванням впливу параметрів ЕГМС приводу, а частоти  $\omega_{41}, \omega_{61}$  є бічними відносно деякої середньгеометричної частоти, обумовленої трьома частотами власних коливань електродвигуна  $1/\sqrt{T_I \cdot T_{ЭМ1}}$ , ГС  $1/\sqrt{T_2 \cdot T_{M2} \cdot \gamma_{23}}$  і КПС  $1/T_y$ . При зміні параметрів ЕГМС приводу (через різні кількість приєднаних штанг і довжини канатів) змінюються відповідно і значення резонансних частот об'єкта керування.

Як виходить з аналізу частотних характеристик, наявність складних динамічних ланок у чисельника і в знаменника передавальної функції об'єкта

## 5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу

керування контуром струму призводить до появи резонансних сплесків, що спотворюють вихідну характеристику. Якщо власні частоти коливань попадають у смугу пропускання контуру струму і лежать поблизу частоти зрізу, то їхня присутність негативно позначиться на динамічних характеристиках контуру.

При зменшенні довжини каната у процесі підйому поставу і зменшенні маси бурового снаряда за рахунок згвинчування штанг резонансні сплески, що обумовлені піддатливістю силової трансмісії, зміщуються в зону високих частот.

Резонансні сплески у передавальній функції суттєво залежать від ступеня демпфування у механічній частині і ГС. Зменшення дисипативних сил в об'єкті керування призводить до зростання амплітуди коливань у контурі керування. Найбільші резонансні сплески – у передавальній функції контуру струму, а отже і найбільший коливальний перехідний процес спостерігаються при мінімальному значенні дисипативних сил трансмісії.

Наявність додаткової динамічної ланки  $W_{ose}(p)$ , яка обумовлена впливом оборотної ЕРС, спричиняє появу нахилу амплітудно-частотної характеристики 0 дБ/дек у низькочастотній області замкненого контуру регулювання поперечної складової струму, оскільки ланка володіє диференціюючими властивостями. Остання обставина призводить до появи статизму в замкненому контурі керування струмом. У перехідних режимах роботи наявність додаткової динамічної ланки  $W_{ose}(p)$  негативно позначається на регулюючих характеристиках контуру керування, якщо виконується умова  $J_1\Gamma / (a_{oi}k_m\psi_r^2) \leq 4T_I$ .

У цьому разі корекція динамічних показників контуру виконується шляхом: ускладнення алгоритму роботи регулятора поперечної складової струму статора; зміни налаштування регулятора поперечної складової струму статора; уведення додаткового зворотного зв'язку за частотою обертання двигуна (жорсткого – на вхід напівпровідникового перетворювача або гнучкого – на вхід регулятора поперечної складової струму [77]).

Крім того, можливо і не враховувати вплив пружних коливань трансмісії, якщо активні втрати на резистивних опорах привідного двигуна, втрати у ГС, в'язкі властивості канату мають такі значення, при яких не виявляються резонансні сплески на власних частотах коливань, тому амплітудно-частотні характеристики практично збігаються з характеристиками об'єкта керування без урахування піддатливих властивостей трансмісії.

Таким чином, передавальна функція контуру струму, що обумовлена наявністю трансмісії, з урахуванням сил дисипації об'єкта керування описується динамічною ланкою шостого порядку такого вигляду:

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$W_1(p) = \frac{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n} = W_{ose}(p) W_1'(p) = \frac{p T_{EM1} (p T_I + 1)}{p T_{EM1} (p T_I + 1) + 1} \times$$

$$\times \frac{p^2 T_{11}^2 + 2 \xi_{11} T_{11} p + 1}{p^2 T_{21}^2 + 2 \xi_{21} T_{21} p + 1} \frac{p^2 T_{31}^2 + 2 \xi_{31} T_{31} p + 1}{p^2 T_{41}^2 + 2 \xi_{41} T_{41} p + 1} \frac{p^2 T_{51}^2 + 2 \xi_{51} T_{51} p + 1}{p^2 T_{61}^2 + 2 \xi_{61} T_{61} p + 1} =$$

$$= \frac{p T_{EM1} (p T_I + 1)}{p T_{EM1} (p T_I + 1) + 1} \frac{\prod_{n=1,3,5} (T_{n1}^2 + 2 \xi_{n1} T_{n1} p + 1)}{\prod_{m=2,4,6} (T_{m1}^2 + 2 \xi_{m1} T_{m1} p + 1)},$$

де коефіцієнти демпфування  $\xi_{n1}$  при відомих характеристичних частотах  $\omega_{n1}$  і відповідних сталих часу  $T_{n1}$  знаходяться за допомогою розв'язання систем лінійних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} a_{51} &= T_{11}^2 T_{31}^2 2 \xi_{51} T_{51} + T_{11}^2 T_{51}^2 2 \xi_{31} T_{31} + T_{51}^2 T_{31}^2 2 \xi_{11} T_{11} = \\ &= T_{EM1} T_I (2 \xi_y T_y T_{M2} T_z + T_{M2} T_y^2) + T_{M1} T_{EM2} T_y^2 T_z; \\ a_{31} &= 2 T_{11}^2 \xi_{51} T_{51} + 2 T_{11}^2 \xi_{31} T_{31} + 2 T_{31}^2 \xi_{51} T_{51} + 2 T_{31}^2 \xi_{11} T_{11} + \\ &+ 2 T_{51}^2 \xi_{11} T_{11} + 2 T_{51}^2 \xi_{31} T_{31} + 8 \xi_{11} T_{11} \xi_{31} T_{31} \xi_{51} T_{51} = \\ &= T_{EM1} T_I (T_{M2} + 2 \xi_y T_y \Gamma / \gamma_{23}) + \\ &+ T_{EM1} (T_{M2} T_z + 2 \xi_y T_y T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}); \\ a_{11} &= 2 \xi_{11} T_{11} + 2 \xi_{31} T_{31} + 2 \xi_{51} T_{51} = \\ &= T_{EM1} \Gamma / \gamma_{23}; \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} b_{51} &= 2 T_{21}^2 T_{41}^2 \xi_{61} T_{61} + 2 T_{21}^2 T_{61}^2 \xi_{41} T_{41} + 2 T_{61}^2 T_{41}^2 \xi_{21} T_{21} = \\ &= T_{EM1} T_I (2 \xi_y T_y T_{M2} T_z + T_{M2} T_y^2) + T_{EM1} T_{M2} T_y^2 T_z; \\ b_{31} &= 2 T_{21}^2 \xi_{61} T_{61} + 2 T_{21}^2 \xi_{41} T_{41} + 2 T_{41}^2 \xi_{61} T_{61} + 2 T_{41}^2 \xi_{21} T_{21} + \\ &+ 2 T_{61}^2 \xi_{21} T_{21} + 2 T_{61}^2 \xi_{41} T_{41} + 8 \xi_{21} T_{21} \xi_{41} T_{41} \xi_{61} T_{61} = \\ &= T_{EM1} T_I (T_{M2} + 2 \xi_y T_y \Gamma / \gamma_{23}) + \\ &+ T_{EM1} (T_{M2} T_z + 2 \xi_y T_y T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}) + \\ &+ 2 \xi_y T_y T_{M2} T_z + T_{M2} T_y^2; \\ b_{11} &= 2 \xi_{21} T_{21} + 2 \xi_{41} T_{41} + 2 \xi_{61} T_{61} = \\ &= T_{EM1} \Gamma / \gamma_{23} + T_{M2} + 2 \xi_y T_y / \gamma_{23}. \end{aligned} \right\}$$

### 5.1.3. Вплив частотних властивостей об'єкта керування на класичний контур струму

Встановлено, що передавальна функція ДДЛ у контурі струму (5.1), яка обумовлена наявністю оборотної ЕРС, КПС і ГС, виражається ДРФ і знаходиться як відношення поліномів чисельника і знаменника шостого степеня:

$$W_1(p) = \frac{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n} = \frac{pT_{EM1} \cdot (pT_I + 1)}{pT_{EM1}(pT_I + 1) + 1} \frac{\sum_{n=0}^6 a'_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 b'_{n1} p^n}.$$

Пружні властивості трансмісії призводять до появи додаткових нулів і полюсів у замкненій передавальній функції контуру струму, що негативно позначається на якості керування контуром, особливо на початку підняття повністю зібраного поставу. Традиційний полюс  $P_I = 1/T_I$  об'єкта керування контуром струму приводу СПО і подачі поставу безпосередньо не проявляється, а входить як складова частина в інші полюси і нулі об'єкта керування, рис.5.7.

Тому при налаштуванні контуру на технічний оптимум класична передавальна функція регулятора струму повинна мати такий вигляд:

$$W_{PT}(p) = \frac{T_I p + 1}{T_{0T} p} \frac{1}{W_1(p)} = \frac{T_I p + 1}{T_{0T} p} \cdot \frac{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n},$$

що є досить складним регулятором у практичній реалізації, оскільки потрібно знати похідні високого порядку (до шостого включно) від сигналу неузгодженості. Крім того, регулятор через зміну жорсткості КПС і маси поставу має володіти властивостями адаптації або робастності.

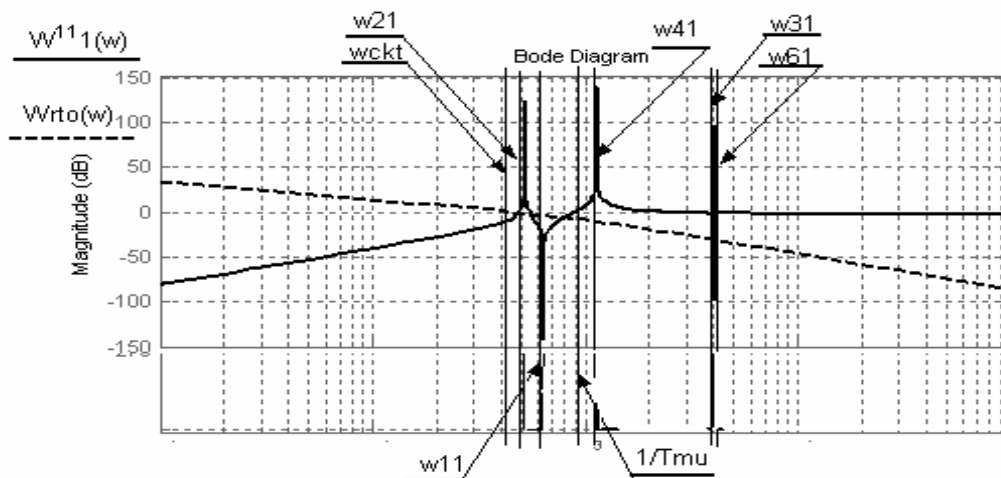


Рис. 5.7. ЛАЧХ об'єкта керування контуром струму з урахуванням впливу трансмісії й оборотної ЕРС, а також оптимального розімкненого контуру струму за відсутності сил дисипації



**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Оцінимо вплив на якість керування контуром струму динамічної ланки  $W_1(p)$  при налаштуванні регулятора на компенсацію електромагнітної сталої часу контуру (класичний регулятор із класичним налаштуванням).

Комплексна площина розташування коренів характеристичного рівняння (поліусів) і нулів розімкненого контуру струму з урахуванням впливу трансмісії та її дисипативних сил наведено на рис. 5.8, а у разі потрапляння цих коренів в смугу пропускання контуру струму – на рис.5.9.

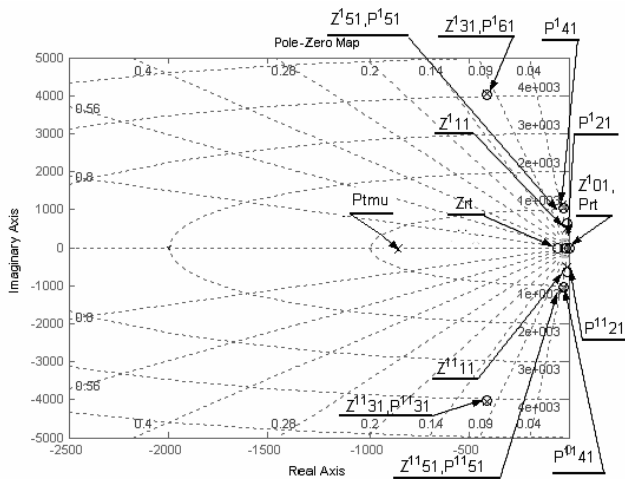


Рис. 5.8. Комплексна площина розташування нулів і поліусів об'єкта керування, напівпровідникового перетворювача та ПІ-регулятора струму, налаштованого на компенсацію електромагнітної сталої часу

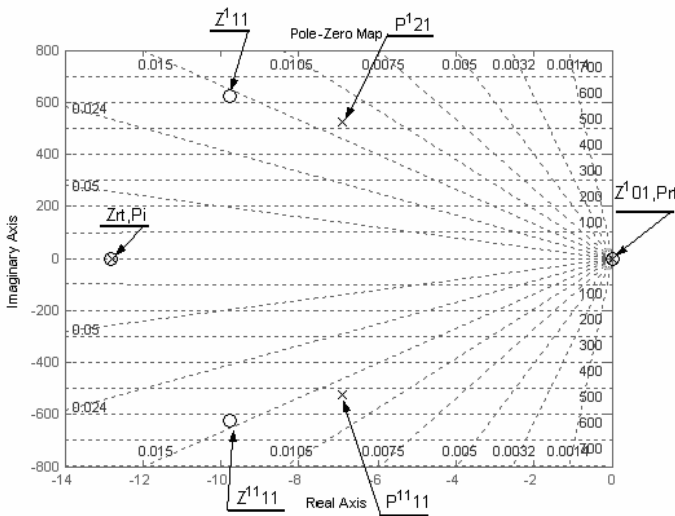


Рис. 5.9. Комплексна площина розташування нулів і поліусів об'єкта керування, напівпровідникового перетворювача та ПІ-регулятора струму, налаштованого на компенсацію сталих часу контуру, які потрапили у смугу пропускання контуру струму

Для визначення динамічної характеристики регулятора струму, що забезпечує задовільну якість перехідного процесу контуру за наявності пружної трансмісії, знизимо порядок передавальної функції об'єкта керування контуром струму. Для цього знайдемо місце розташування нулів і поліусів динамічної ланки  $W_1(p)$  на комплексній площині.

Визначимо домінуючі складові перехідного процесу у контурі, який досліджуємо. Оцінимо вплив значень нулів і поліусів додаткової передавальної функції в розімкненому контурі струму, який обумовлений оборотною ЕРС, гідроприводом і КПС поставу. Це дозволить не враховувати скомпенсовані нулі і поліуси, а також відкинути незначущі корені характеристичного рів-

## 5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу

няння, що найбільш віддалені від уявної осі на комплексній площині, і відповідно спростити передавальну функцію  $W_1(p)$  і шуканий регулятор струму.

Із восьми полюсів передавальної функції розімкненого контуру струму з урахуванням впливу дисипативних сил трансмісії один ( $P_{rt}$ ) розташований на початку координат, інший ( $P_{T_{\mu}}$ ) знаходиться на дійсній осі, три пари ( $P'_{21}, P''_{21}, P'_{41}, P''_{41}, P'_{61}, P''_{61}$ ) мають комплексно-спряжені значення.

Причому, крім двох комплексно-спряжених полюсів ( $P'_{61}, P''_{61}, Z'_{31}, Z''_{31}$ ), усі інші комплексно-спряжені нулі і полюси ( $Z'_{31}, Z''_{31}, Z'_{51}, Z''_{51}, P'_{21}, P''_{21}, P'_{41}, P''_{41}$ ) істотно відрізняються за числовими значеннями. Тому для досліджуваного контуру керування нулями і полюсами, що визначають перехідний процес, є чотири полюси  $P'_{21}, P''_{21}, P'_{41}, P''_{41}$  і чотири нулі  $Z'_{31}, Z''_{31}, Z'_{51}, Z''_{51}$ .

Що стосується восьми нулів функції, то один нуль ( $Z'_{01}$ ) також знаходиться на початку координат, інший ( $Z_{rt}$ ) – на дійсній осі абсцис, а три пари ( $Z'_{11}, Z''_{11}, Z'_{31}, Z''_{31}, Z'_{51}, Z''_{51}$ ) – комплексно-спряжені.

На якість перехідного процесу практично не впливають характеристичні частоти, обумовлені коренями:

–  $P'_{61}, P''_{61}$ , оскільки сталі часу перехідного процесу мають значно менші значення (на два порядки), ніж інші корені, то вони миттєво зменшуються до нульового значення;

–  $P'_{61}, Z'_{61}, P''_{61}, Z''_{61}$  – ці полюси і нулі взаємно компенсуються, оскільки уявні частини коренів практично однакові, а відстані між дійсними частинами цих коренів відрізняються не більше ніж на 10%, тобто

$$Z'_{31} \approx P'_{61};$$

$$\operatorname{Re}|Z'_{31} - P'_{61}| \leq 0,1 \operatorname{Re}|Z'_{31}| \approx 0,1 \operatorname{Re}|P'_{61}|;$$

$$\operatorname{Re}|Z''_{31} - P''_{61}| \leq 0,1 \operatorname{Re}|Z''_{31}| \approx 0,1 \operatorname{Re}|P''_{61}|;$$

$$\operatorname{Im}(Z'_{31}) \approx \operatorname{Im}(P'_{61}), \operatorname{Im}(Z''_{31}) \approx \operatorname{Im}(P''_{61});$$

–  $P'_{41}, P''_{41}$  – вони знаходяться поза смугою пропускання контуру струму;

–  $Z'_{51}, Z''_{51}$  – ці нулі на динамічні процеси не впливають, тому що цілком компенсуються відповідними полюсами динамічної ланки об'єкта керування.

Для досліджуваного контуру на характер перехідного процесу найбільше впливають характеристичні частоти, яким відповідають корені полінома чисельника  $Z'_{11}, Z''_{11}$  і корені полінома знаменника  $P'_{21}, P''_{21}$ . При цьому корені – комплексно-спряжені.

Тому скорочена (редукована) передавальна функція об'єкта керування при підніманні цілком зібраного поставу і максимальній довжині каната має такий вигляд:

$$W_{ред1}(p) = \frac{T_{EM1} p (T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{11} p + 1)}{(T_{21}^2 p^2 + 2\xi_{21} T_{21} p + 1)}.$$

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Передавальні функції розімкненого і замкненого контурів струму при компенсації регулятором електромагнітної сталої часу з урахуванням дисипативних сил і скороченої передавальної функції об'єкта керування приймають вигляд дробово-раціональних функцій

$$W_{razt1}(p) = \frac{(T_I p + 1)T_{EM1}(T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11}T_{11}p + 1)}{T_{OT}(pT_\mu + 1) \cdot (T_{21}^2 p^2 + 2\xi_{21}T_{21}p + 1)}; \quad (5.2)$$

$$W_{zrt1}(p) = \frac{(T_I p + 1)T_{EM1}p(T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11}T_{11}p + 1)}{T_{OT}p(pT_\mu + 1) \cdot (T_{21}^2 p^2 + 2\xi_{21}T_{21}p + 1) + (T_I p + 1)T_{EM1}p(T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11}T_{11}p + 1)}$$

$$= \frac{T_{EM1} \sum_{m=0}^3 a_{m1}''' p^m}{T_{EM1} + T_{OT} \sum_{m=0}^3 b_{m1}''' p^m},$$

де значення коефіцієнтів визначаються величинами параметрів об'єкта керування (табл.5.6).

Таблиця 5.6

Коефіцієнти ДРФ замкненого контуру струму при компенсації регулятором струму електромагнітної сталої часу з урахуванням дисипативних сил і скороченої передавальної функції об'єкта керування

$m$	$a_{m1}'''$	$b_{m1}'''$
0	1	1
1	$2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11} + T_I$	$\frac{T_{OT} \cdot T_\mu + T_I \cdot T_{EM1} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11} \cdot T_{EM1} + 2 \cdot \xi_{21} \cdot T_{21} \cdot T_{OT}}{T_{OT} + T_{EM1}}$
2	$2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11} \cdot T_I + T_{11}^2$	$\frac{T_{OT} \cdot T_{21}^2 + 2 \cdot \xi_{21} \cdot T_{21} \cdot T_{OT} \cdot T_\mu + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_I \cdot T_{EM1} \cdot T_{11} + T_{11}^2 \cdot T_{EM1}}{T_{OT} + T_{EM1}}$
3	$T_I \cdot T_{11}^2$	$\frac{T_{OT} \cdot T_\mu \cdot T_{21}^2 + T_{EM1} \cdot T_I \cdot T_{11}^2}{T_{OT} + T_{EM1}}$

Стійкість замкненого контуру струму з повною передавальною функцією об'єкта керування зручно оцінити за допомогою критерію Найквіста.

На рис.5.10, 5.11 зображені годографи Найквіста, з яких виходить, що амплітудно-фазова характеристика при піднятті цілком зібраного поставу та максимальній довжині каната проходить поблизу точки  $(-1, j \cdot 0)$ , а це відповідає коливальній стійкості замкненого контуру струму.

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

При зменшенні довжини каната і маси поставу до значення тільки маси натискної траверси головки бурового снаряда контур стає абсолютно стійким (рис.5.11), тому що годограф переходить у праву напівплощину і віддаляється від точки  $(-1, j \cdot 0)$ , тобто проблеми, які пов'язані з впливом на якість керування контуром струму, виникають при цілком зібраному поставі на початку його підняття.

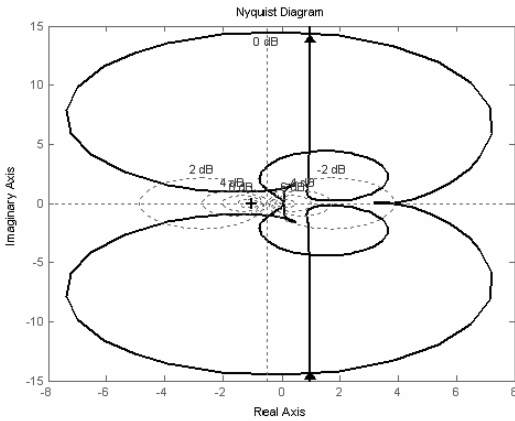


Рис.5.10. Годограф Найквіста для розімкненого контуру струму при мінімальній жорсткості канатів і максимальному моменті інерції поставу з урахуванням дисипативних сил трансмісії (початок підняття цілком зібраного поставу)

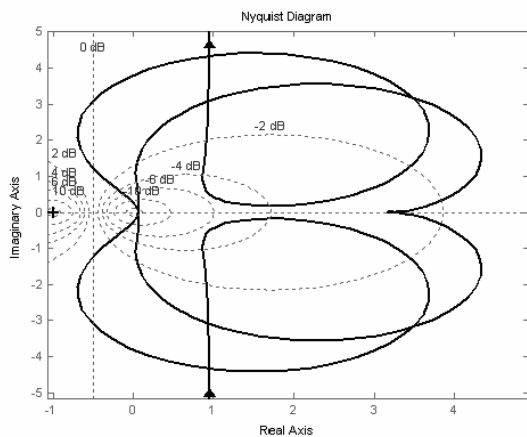


Рис.5.11. Годограф Найквіста для розімкненого контуру струму при максимальній жорсткості канатів і мініимальному моменті інерції поставу з урахуванням наявності дисипативних сил трансмісії (завершення підняття натискної траверси головки бурового снаряда)

Оцінимо, як спроститься передавальна функція контуру струму, якщо не враховувати сили дисипації об'єкта керування. За таким припущенням передавальна функція замкненого контуру струму приймає вигляд (при налаштуванні регулятора струму на компенсацію електромагнітної сталої часу контуру  $T_I$ )

$$W_{zrt1}'''(p) = \frac{1 \cdot \sum_{m=0}^3 a_{m1}''' p^m}{1 + \frac{a_T T_\mu}{T_{EM1}} \sum_{m=0}^3 b_{m1}''' p^m},$$

де коефіцієнти поліномів виражені через параметри об'єкта керування (табл.5.7).

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника відрізняються несуттєво як за наявності сил дисипації в об'єкті керування, так і без них. Це свідчить

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

про те, що коливання у контурі струму заглушуються в основному динамічними властивостями саме регулятора струму.

Наявність коефіцієнтів при непарних степенях у знаменнику передавальної функції свідчить про здатність контуру до демпфування за рахунок динамічних властивостей регулятора струму навіть за відсутності дисипації в об'єкті керування.

Таблиця 5.7

Коефіцієнти чисельника і знаменника замкненого контуру струму за відсутності сил дисипації в об'єкті керування і при налаштуванні регулятора струму на компенсацію електромагнітної сталої часу  $T_I$

$n$	$a_{n1}'''$	$b_{n1}'''$
0	$I$	$I$
1	$T_I$	$\frac{T_\mu T_{OT} + T_I T_{EM1}}{T_{OT} + T_{EM1}}$
2	$T_{11}^2$	$\frac{T_{21}^2 T_{OT} + T_{11}^2 T_{EM1}}{T_{OT} + T_{EM1}}$
3	$T_I T_{11}^2$	$\frac{T_\mu T_{21}^2 T_{OT} + T_{EM1} T_I T_{11}^2}{T_{OT} + T_{EM1}}$

Як виходить з проведеного аналізу частотних залежностей, скорочена передавальна функція добре апроксимує додаткову передавальну функцію у контурі струму. Тому в першому наближенні приймаємо поліноми чисельника – третього, а знаменника – другого порядку в додатковій передавальній функції контуру струму, що обумовлено наявністю оборотної ЕРС і пружними властивостями трансмісії.

При такій редукції передавальної функції об'єкта керування регулятор струму буде мати динамічну характеристику такого вигляду:

$$W_{PT}(p) = \frac{T_I p + 1}{T_{OT} p} \frac{1}{W_{1pred}(p)} = \frac{T_I p + 1}{T_{OT} p} \frac{(T_{21}^2 p^2 + 2\xi_{21} T_{21} p + 1)}{T_{EM1} p (T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{11} p + 1)},$$

тобто потрібно буде знайти похідну не шостого порядку, як при повній передавальній функції ДДЛ  $W_1(p)$ , а не вище другого, що значно краще, оскільки підвищується завадостійкість усього контуру.

Сучасні системи із широтно-імпульсною модуляцією вихідної напруги працюють на частоті, вищої за 4 кГц, тому вони мають настільки малу інерційність ( $T_\mu = 0,0005c$ ), що на практиці постійна часу інтегрування контуру струму вибирається значно більшою за величину  $a_C T_\mu$  (де  $a_C = 2$  – при на-

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

лаштуванні контуру на модульний оптимум). При таких значеннях  $T_{\mu}^2$  є величиною другого порядку малості, якою можна знехтувати у коефіцієнтах знаменника замкненого контуру струму скороченої додаткової ланки.

Таким чином, контур струму при застосуванні класичного регулятора струму з динамічною ІІІ–характеристикою і налаштуванні на компенсацію електромагнітної сталої часу  $T_I$  з урахуванням редукції передавальної функції об'єкта керування має вигляд

$$W'_{зкт}(p) = \frac{1 \sum_{n=0}^3 a_{n1}''' p^n}{1 + \frac{a_T T_{\mu}}{T_{EM1}} \sum_{n=0}^3 b_{n1}''' p^n}, \quad (5.3)$$

де коефіцієнти чисельника і знаменника зведені до табл. 5.8.

Таблиця 5.8

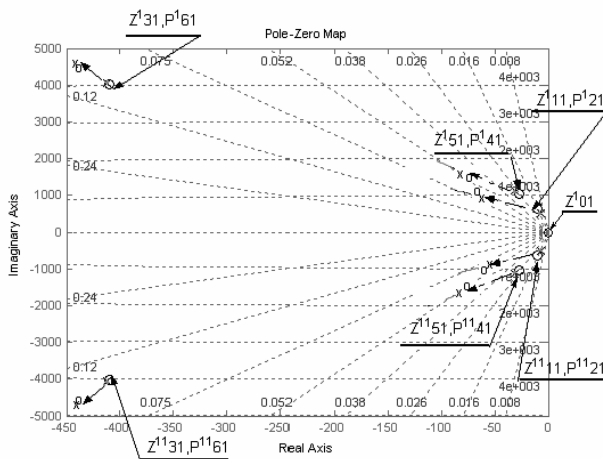
Коефіцієнти чисельника і знаменника передавальної функції замкненого контуру струму з урахуванням редукції передавальної функції

$m$	$a_{n1}'''$	$b_{n1}'''$
0	1	1
1	$2\xi_{11}T_{11} + T_I$	$\frac{T_I T_{EM1} + 2\xi_{11}T_{11}T_{EM1} + 2\xi_{21}T_{21}T_{OT}}{T_{OT} + T_{EM1}}$
2	$2\xi_{11}T_{11}T_I + T_{11}^2$	$\frac{T_{OT}T_{21}^2 + 2\xi_{11}T_I T_{EM1}T_{11} + T_{11}^2 T_{EM1}}{T_{OT} + T_{EM1}}$
3	$T_I T_{11}^2$	$\frac{T_{EM1}T_I T_{11}^2}{T_{OT} + T_{EM1}}$

З рівняння (5.3) виходить, що коефіцієнт передачі замкненого контуру струму залежить від співмножника  $1/(1 + a_T T_{\mu} / T_{EM1})$ , величина якого змінюється при зміні значення електромеханічної сталої часу  $T_{EM1}$ .

На якість керування контуром струму будуть впливати числові значення коефіцієнтів чисельника і знаменника, що змінюються залежно від довжини каната і кількості приєднаних штанг у буровому поставі (рис.5.12).

Рис.5.12. Комплексна площина розподілу нулів і полюсів додаткової передавальної функції у контурі струму  $W_1(p)$  на початку цілком зібраного поставу і наприкінці операції підняття натискної траверси головки бурового снаряда



Зі зростанням жорсткості канатів і зменшенням маси поставу частоти власних коливань об'єкта керування збільшуються, причому числові значення частот  $\omega_{kt3} \approx \omega_{kt6}$  ще більше починають збігатися, а це свідчить про взаємну компенсацію динамічних властивостей поліномів чисельника і знаменника. Контур струму в цілому являє собою фільтр низької частоти, який ефективно демпфірує високочастотні коливання з частотою, вищою за його частоту зрізу, а тому в процесі підняття поставу зі зменшенням довжини канатів вплив динаміки пружних властивостей трансмісії зменшується.

Колівальні ланки, що входять у передавальну функцію ДДЛ контуру струму, легко можуть бути враховані при налаштуванні регулятора струму в двох випадках: якщо власні частоти коливань значно менші або більші за частоти зрізу контуру струму  $\omega_{ckt} = 1/(a_T T_\mu)$ .

У разі наявності низькочастотних колівальних ланок у додатковій динамічній ланці практично можливе налаштування ПІ-регулятора струму на компенсацію електромагнітної сталої часу контуру струму. Поблизу частоти зрізу система має достатні запаси як за фазою, так і за амплітудою. При цьому ні оборот-на ЕРС, ні пружні властивості трансмісії істотно не позначаються на якості роботи контуру.

За наявності середньочастотних складових у додатковій динамічній ланці частотна і фазова характеристики поблизу частоти зрізу через вплив оборотної ЕРС статора істотно спотворюються. Для компенсації цього явища слід змінити алгоритм роботи регулятора струму і застосувати ПІІ<sup>2</sup>-регулятор. Впливом на якість роботи контуру трансмісії в цьому разі можна знехтувати.

Таким чином, у смузі пропускання контуру струму знаходяться нулі та полюси об'єкта керування  $Z'_{01}, Z''_{01}, Z'_{11}, Z''_{11}, P'_{21}, P''_{21}$ . Поза смугою пропускання, тобто в смузі загасання знаходяться нулі та полюси  $P'_{41}, P''_{41}, P'_{61}, P''_{61}, Z'_{31}, Z''_{31}$ , які не будуть істотно впливати на якість перехідного процесу. Характеристичні частоти  $Z'_{31}, Z''_{31}, P'_{61}, P''_{61}$  добре збігаються за значеннями і цілком компенсують взаємний вплив на динаміку контуру керування. Крім того, слід врахувати, що у процесі вибору каната і зменшення кількості штанг у поставі ха-

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

характеристичні частоти коливань зміщаються у бік великих значень на комплексній площині, а це викликає збільшення власної частоти коливань і підвищення демпфірувальної здатності контуру.

Регулятор струму при класичному налаштуванні не заглушує жодного з полюсів об'єкта керування контуру ( $P_{rt}, Z_{rt}$ ), а наявність форсуючого елемента в об'єкті контуру керування ( $Z'_{01}$ ) через істотний вплив оборотної ЕРС призводить до втрати астатизму в замкненому контурі струму.

**5.2. Контур регулювання частоти обертання вала електродвигуна**

В об'єкт керування контуром частоти обертання попадає замкнений оптимізований контур регулювання поперечної складової струму статора асинхронного двигуна, механічна ланка електропривода і додаткова передавальна ланка, що враховує пружні властивості трансмісії. Якщо контур струму не буде оптимізовано, то в об'єкт керування контуром частоти обертання необхідно замість аперіодичної ланки контуру струму ДДЛ вводити ДРФ восьмого порядку.

Встановлено (розд. 4.3), що динамічна ланка об'єкта керування контуром частоти обертання двигуна за наявності ГС і КПС описується передавальною функцією з характеристичним рівнянням п'ятого порядку.

Уводимо сталі часу, коефіцієнти демпфування і коефіцієнти співвідношення інерційностей та одержимо

$$W_c(p) = \frac{1}{T_{M1}p} \frac{\sum_{n=0}^4 a_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^4 b_{n2} p^n},$$

де використані коефіцієнти ДРФ наведені у табл. 5.9.

Таблиця 5.9

Значення коефіцієнтів ДРФ  $W_c(p)$ , виражені через параметри об'єкта керування

$n$	$a_{n2}$	$b_{n2}$
0	$1/\gamma_{23}$	$\Gamma/\gamma_{23}$
1	$T_{M2} + 2\xi_y T_y / \gamma_{23}$	$T_{M2} + 2\xi_y T_y \Gamma / \gamma_{23}$
2	$T_{M2} T_z + T_{M2} 2\xi_y T_y + T_y^2$	$T_z T_{M2} + 2\xi_y T_y T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12}$
3	$T_{M2} T_y^2 + 2\xi_y T_y T_{M2} T_z$	$2\xi_y T_y T_{M2} T_z + T_{M2} T_y^2$
4	$T_z T_{M2} T_y^2$	$T_{M2} T_y^2 T_z$



**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Виділяємо у додатковій передавальній функції досліджуваного контуру  $W_2(p)$  ланку, обумовлену пружними властивостями ГС і КПС у явному ви-

$$\begin{aligned} \text{гляді } W_c(p) &= \frac{1}{T_{M1}p} W_2(p) = \frac{1}{T_{M1}p} \frac{W_{2z}(p)}{W_{2p}(p)} = \\ &= \frac{1}{T_{M1}p} \frac{(pT_z + 1)pT_{M2}\gamma_{23}(p^2T_y^2 + p2\xi_y T_y + 1) + p^2T_y^2\gamma_{23} + p2\xi_y T_y + 1}{(pT_z + 1)pT_{M2}\gamma_{23}(p^2T_y^2 + p2\xi_y T_y + 1) + \\ &\quad + p^2T_y^2\gamma_{23} + p2\xi_y T_y + 1 + \gamma_{23}(\gamma_{12} - 1)(p^2T_y^2 + p2\xi_y T_y + 1)} \end{aligned}$$

Для визначення характеристичних частот коливань поліномів чисельника і знаменника демпфірувальними властивостями канатів і ГС нехтуємо, тоді в додатковій динамічній ланці  $W_2(p)$  коефіцієнти при множниках в степенях  $p$  змінюються, тобто

$$\begin{aligned} W'_2(p) &= \frac{p^2T_zT_{M2}\gamma_{23}(T_y^2p^2 + 1) + T_y^2\gamma_{23}p^2 + 1}{p^2T_zT_{M2}\gamma_{23}(T_y^2p^2 + 1) + T_y^2\gamma_{23}p^2 + 1 + \gamma_{23}T_{M2}/T_{M1}(T_y^2p^2 + 1)} = \\ &= \frac{p^4T_zT_{M2}T_y^2 + p^2(T_zT_{M2} + T_y^2) + 1/\gamma_{23}}{p^4T_zT_{M2}T_y^2 + p^2(T_zT_{M2} + T_y^2\gamma_{12}) + \Gamma/\gamma_{23}} = \\ &= \frac{((T_y^2p + 1)(p^2T_zT_{M2} + 1) - 1/\gamma_{23})\Gamma}{(T_y^2p + 1)(p^2T_zT_{M2} + \gamma_{12}) + p^2T_y^2T_{m2}/T_{M1} + 1/\gamma_{23} - 1} = \frac{W'_{2z}(p)}{W'_{2p}(p)}. \end{aligned}$$

Знаходимо характеристичні частоти резонансних сплесків додаткової динамічної ланки.

Характеристичні частоти чисельника ( $W'_{2z}(p) = 0$ , рис. 5.13)

$$\omega_{12,32} = \text{Im} \sqrt{\frac{T_zT_{M2} + T_y^2}{2T_zT_{M2}T_y^2} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4T_zT_{M2}T_y^2}{\gamma_{23}(T_zT_{M2} + T_y^2)^2}} - 1 \right)}.$$

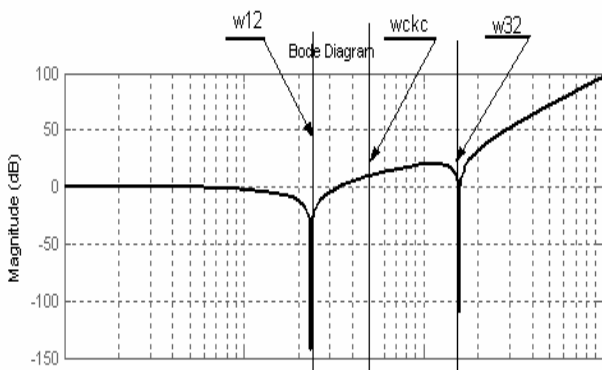


Рис. 5.13. ЛАЧХ чисельника  $W'_{2z}(p)$  додаткової ланки контуру частоти обертання за відсутності дисипативних сил

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Характеристичні частоти знаменника ( $W'_{2p}(p) = 0$  , рис.5.14)

$$\omega_{22,42} = \text{Im} \sqrt{\frac{T_{M2}T_z + T_y^2\gamma_{12}}{2T_{M2}T_y^2T_z}} \cdot \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4\Gamma T_y^2T_zT_{M2}}{(T_zT_{M2} + T_y^2\gamma_{12})^2\gamma_{23}} - 1} \right).$$

Закономірність, що виявилася у контурі струму, спостерігається також у контурі частоти обертання: характеристичні частоти є парними або бічними

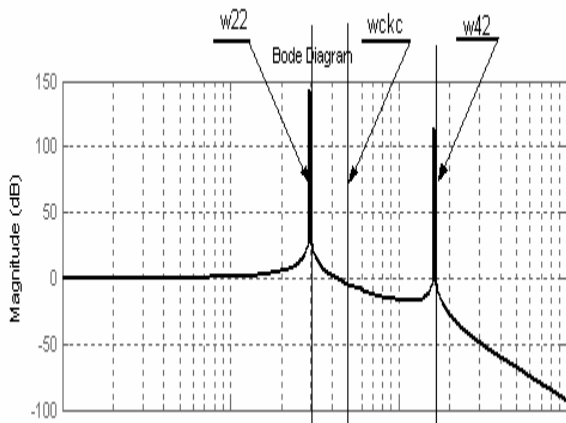


Рис.5.14. ЛАЧХ знаменника  $W'_{2p}(p)$

додаткової ланки контуру частоти обертання за відсутності дисипативних сил

стосовно частоти пружних коливань КПС. Крім того, характеристичні частоти чисельника  $\omega_{22,42}$  ДДЛ контуру частоти обертання  $W_2(p)$  точно збігаються з характеристичними частотами знаменника  $\omega_{11,31}$  ДДЛ контуру струму  $W_1(p)$ . Останнє свідчить про появу періодично повторюваних рішень у характеристичних частотах додаткової динамічної ланки.

Виділивши в явному вигляді характеристичні частоти чисельника і знаменника, апроксимуємо передавальну функцію ДДЛ контуру частоти обертання динамічними ланками другого порядку (рис.5.15):

$$W_2(p) = \frac{\sum_{n=0}^4 a_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^4 b_{n2} p^n} = \frac{T_{12}^2 p^2 + 2\xi_{12} T_{12} p + 1}{T_{22}^2 p^2 + 2\xi_{22} T_{22} p + 1} \frac{T_{32}^2 p^2 + 2\xi_{32} T_{32} p + 1}{T_{42}^2 p^2 + 2\xi_{42} T_{42} p + 1},$$

де сталі часу і коефіцієнти демпфування знаходяться з розв'язування таких рівнянь:

$$T_{12,32} = T_y \sqrt{\frac{2T_z T_{M2}}{T_z T_{M2} + T_y^2}} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4\Gamma T_z T_{M2} T_y^2}{\gamma_{23} (T_z T_{M2} + T_y^2)^2}} - 1 \right)^{-\frac{1}{2}};$$

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$\xi_{12,32} = \frac{T_{M2}T_y^2 + 2\xi_y T_y T_{M2}T_z - T_{M2}T_{12,32}^2 - 2\xi_y T_y T_{12,32}^2 / \gamma_{23}}{2T_{12,32}(T_{32,12}^2 - T_{12,32}^2)};$$

$$T_{22,42} = T_y \sqrt{\frac{2T_{M2}T_z}{T_{M2}T_z + T_y^2 \gamma_{12}}} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4\Gamma T_y^2 T_z T_{M2}}{(T_z T_{M2} + T_y^2 \gamma_{12})^2 \gamma_{23}} - 1} \right)^{-\frac{1}{2}};$$

$$\xi_{22,42} = \frac{T_{M2}T_y^2 + 2\xi_y T_y T_{M2}T_z - T_{M2}T_{22,42}^2 - 2\xi_y T_y T_{22,42}^2 \Gamma / \gamma_{23}}{2T_{22,42}(T_{42,22}^2 - T_{22,42}^2)}.$$

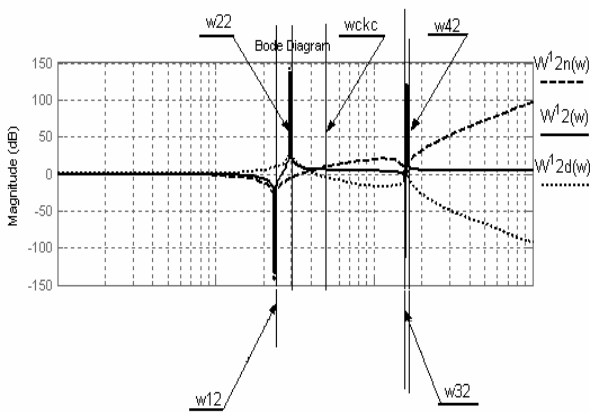


Рис.5.15. ЛАЧХ ДДЛ  $W_2(p)$  контуру частоти обертання за відсутності сил дисипації і при максимальних довжинах канатів та масі поставу (початок підняття цілком зібраного поставу)

Числові значення характеристичних частот  $\omega_{32}$  і  $\omega_{42}$  значно перевищують частоту зрізу контуру швидкості  $\omega_{ckc}$  (знаходяться у смузі згасання досліджуваного контуру). Контур є фільтром низької частоти. Щодо частот, для яких виконується умова  $\omega_{32} \approx \omega_{42} \gg \omega_{ckc}$  і які на виході не відтворюються, то ними можливо знехтувати.

У ДДЛ об'єкта керування контуром частоти обертання резонансні сплески на частотах  $\omega_{12}$ ,  $\omega_{22}$  залишаються. Тому знижуємо порядок передавальної функції додаткової динамічної ланки контуру частоти обертання з четвертого до другого, залишаючи характеристичні частоти коливачів  $\omega_{12}$ ,  $\omega_{22}$  та відкидаючи  $\omega_{32}$ ,  $\omega_{42}$ , оскільки вони ефективно фільтруються контуром швидкості,

$$W_{2ped}''(p) = \frac{\sum_{n=0}^2 c_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^2 d_{n2} p^n} = \frac{T_{12}^2 p^2 + 2\xi_{12} T_{12} p + 1}{T_{22}^2 p^2 + 2\xi_{22} T_{22} p + 1}.$$

За такою модифікації передавальна функція розімкненого контуру частоти обертання прив дного двигуна:

- при налаштуванні контуру на модульний оптимум

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$\begin{aligned}
 W_{rkumo}(p) &= \frac{T_{M1}}{a_c(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})} \frac{1}{(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p + 1} \frac{1}{T_{M1}p} \frac{\sum_{n=0}^4 a_{n2}p^n}{\sum_{n=0}^4 b_{n2}p^n} \approx \\
 &\approx \frac{T_{M1}}{a_c(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})} \frac{1}{(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p + 1} \frac{1}{T_{M1}p} \frac{\sum_{n=0}^2 c_{n2}p^n}{\sum_{n=0}^2 d_{n2}p^n} = \\
 &= \frac{T_{M1}}{a_c(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})} \frac{1}{(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p + 1} \frac{1}{T_{M1} \cdot p} \frac{T_{12}^2 p^2 + 2\xi_{12}T_{12}p + 1}{T_{22}^2 p^2 + 2\xi_{22}T_{22}p + 1},
 \end{aligned}$$

– при налаштуванні контуру на симетричний оптимум

$$\begin{aligned}
 W_{rkuco}(p) &= \frac{b_c a_c T_{0T} p + 1}{b_c a_c (T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p} \frac{T_{M1}}{a_c(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})} \frac{1}{(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p + 1} \frac{1}{T_{M1}p} \frac{\sum_{n=0}^4 a_{n2}p^n}{\sum_{n=0}^4 b_{n2}p^n} \approx \\
 &\approx \frac{b_c a_c T_{0T} p + 1}{b_c a_c (T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p} \frac{T_{M1}}{a_c(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})} \frac{1}{(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p + 1} \frac{1}{T_{M1}p} \frac{\sum_{n=0}^2 c_{n2}p^n}{\sum_{n=0}^2 c_{n2}p^n} = \\
 &= \frac{b_c a_c T_{0T} p + 1}{b_c a_c (T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p} \frac{T_{M1}}{a_c(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})} \frac{1}{(T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11})p + 1} \frac{1}{T_{M1}p} \frac{T_{12}^2 p^2 + 2\xi_{12}T_{12}p + 1}{T_{22}^2 p^2 + 2\xi_{22}T_{22}p + 1}.
 \end{aligned}$$

На рис.5.16 наведені ЛАЧХ розімкненого контуру частоти обертання при налаштуванні його на модульний оптимум. Наявність пружних ланок у трансмісії зменшує запас за фазою поблизу частоти зрізу контуру, що збільшує коливальність перехідного процесу.

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

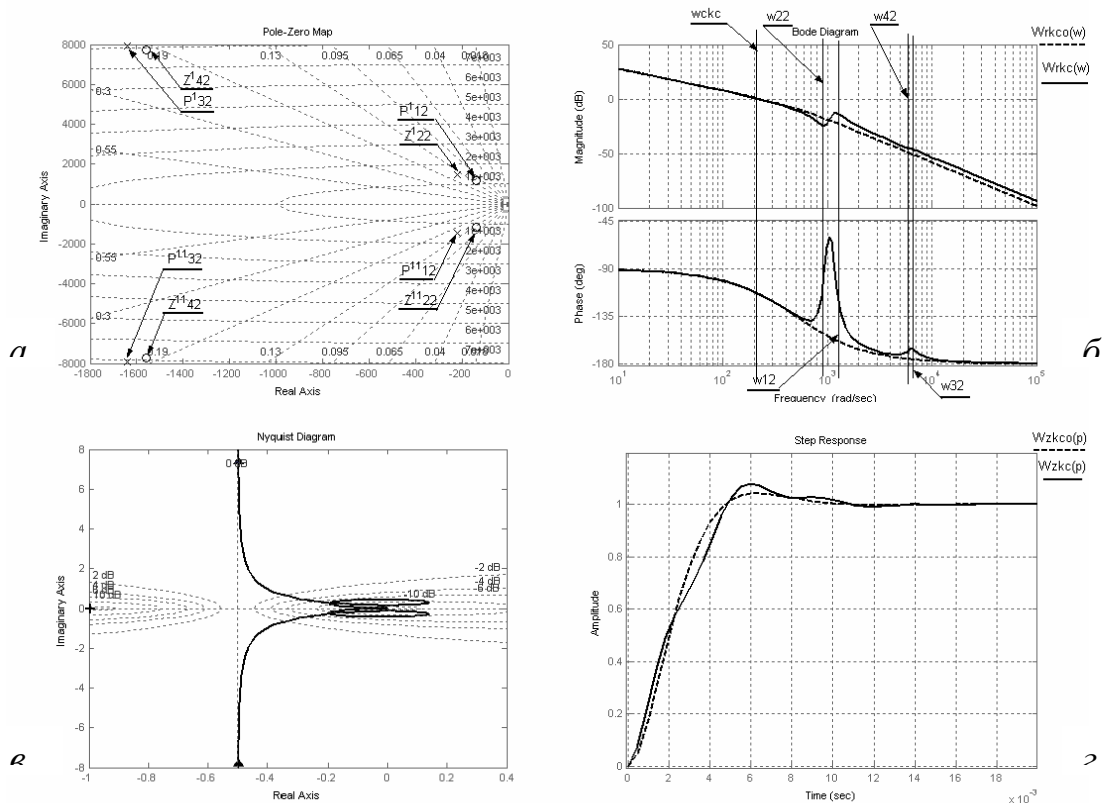


Рис.5.16. Комплексна площина розташування нулів і полюсів додаткової динамічної ланки контуру частоти обертання (а), логарифмічні амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики контуру, налаштованого на модульний оптимум (б), годограф Найквіста (в) і реакція замкненого контуру частоти обертання на одиничний стрибок (г) у разі, коли характеристичні частоти ДДЛ попадають у низькочастотну смугу пропускання контуру частоти обертання (закінчення процесу підняття натискної траверси головки бурового снаряда)

Якщо резонансні сплески знаходяться в низькочастотній смузі частотної характеристики, то регулятор частоти обертання ефективно заглушує коливання, які виникають у контурі.

Коли резонансні сплески відбуваються у високочастотній смузі частотної характеристики, то, якщо віднести сталі часу гідромеханічного і пружного коливань КПС до малих сталих часу, що не компенсуються, тоді можливо одержати оптимальне налаштування контуру шляхом незначного зменшення його швидкодії.

У разі, коли резонансні сплески знаходяться поблизу частоти зрізу контуру, то ефективного заглушення коливань класичним регулятором частоти обертання не буде спостерігатися.

З урахуванням того, що сталі часу гідромеханічних і пружних коливань змінюють свої числові значення залежно від кількості штанг у поставі та довжини канатів, то, навіть, перебуваючи на початку переміщення у низькочастотній чи високочастотній смузі, резонансні сплески частотної характеристики можуть зміститися у середньочастотну область, де вони будуть неефективно заглушуватися класичним регулятором частоти обертання II чи III типу.

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Передавальна функція замкненого контуру частоти обертання електродвигуна з урахуванням дисипативних сил у ГС і КПС (замкнений оптимізований контур струму поданий аперіодичною ланкою із сумарною сталою часу  $T_{0T} + 2\xi_{11}T_{11}$ , додаткова динамічна ланка контуру частоти обертання скорочена до другого порядку) має такий вигляд:

1. При налаштуванні на модульний оптимум

$$W_{замкнуто}(p) = \frac{\sum_{n=0}^2 a'_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^4 b'_{n2} p^n} \approx \frac{\sum_{n=0}^2 a''_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^3 b''_{n2} p^n} = \frac{F_{1C}(p)}{F_{2C}(p)},$$

де коефіцієнти поліномів знаменника визначаються співвідношеннями, що зведені до табл. 5.10.

Форсуєча дія контуру частоти обертання вала двигуна заглушується шляхом під'єднання на вхід контуру фільтра з передавальною функцією вигляду

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{T_{12}^2 p^2 + 2\xi_{12} T_{12} p + 1}.$$

Для оцінки параметрів якості регулювання контуру, величиною другого порядку малості в характеристичному рівнянні замкненого контуру струму, налаштованого на модульний оптимум, нехтуємо.

Тоді стала часу згасаючих коливань і коефіцієнт демпфування відповідно

$$T_{TM} = \sqrt{a_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) 2\xi_{22} T_{22} + T_{12}^2};$$

$$\xi_{ЖТМ} = \frac{a_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}}{2\sqrt{a_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) 2\xi_{22} T_{22} + T_{12}^2}}.$$

Таблиця 5.10

Коефіцієнти поліному знаменника замкненого контуру частоти обертання, настроєного на модульний оптимум

$n$	$a'_{n2} = a''_{n2}$	$b'_{n2}$	$b''_{n2}$
0	1	1	1
1	$2 \cdot \xi_{12} \cdot T_{12}$	$a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11}) + 2 \cdot \xi_{12} \cdot T_{12}$	$a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11}) + 2 \cdot \xi_{12} \cdot T_{12}$
2	$T_{12}^2$	$a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11})^2 + a_c \cdot 2 \cdot \xi_{22} \cdot T_{22} \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11}) + T_{12}^2$	$a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11}) \cdot 2 \cdot \xi_{22} \cdot T_{22} + T_{12}^2$
3	–	$a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11})^2 \cdot 2 \cdot \xi_{22} \cdot T_{22} + a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11}) \cdot T_{22}^2$	$a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11}) \cdot T_{22}^2$
4	–	$a_c \cdot (T_{0T} + 2 \cdot \xi_{11} \cdot T_{11})^2 \cdot T_{22}^2$	–

Задавши бажаний коефіцієнт демпфування контуру частоти обертання вала двигуна, знаходимо коефіцієнт його налаштування, що виражений через параметри об'єкта керування, тобто

$$a_c = \frac{2\xi_{12}T_{12} \left( 1 - 2\xi_{ЖТМ}^2 \frac{\xi_{22}T_{22}}{\xi_{12}T_{12}} \right)}{T_{OT} + 2\xi_{11}T_{11}} \left( \sqrt{1 - \frac{\xi_{12}^2 - \xi_{ЖТМ}^2}{\xi_{12}^2 \left( 1 - \xi_{ЖТМ} \frac{\xi_{22}T_{22}}{\xi_{12}T_{12}} \right)}} - 1 \right).$$

## 2. При налаштуванні на симетричний оптимум

$$W_{замкнуто}(p) = \frac{\sum_{n=0}^3 c'_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^5 d'_{n2} p^n} \approx \frac{\sum_{n=0}^2 c''_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^3 d''_{n2} p^n} = \frac{F_{1C}(p)}{F_{2C}(p)},$$

де коефіцієнти поліномів знаменника визначаються співвідношеннями, зведеними до табл. 5.11. Для заглушення форсуючої дії контуру швидкості обертання вала двигуна на його вхід слід приєднати фільтр з передавальною функцією

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{\left( a_c b_c 2\xi_{12}T_{12} \cdot \right. \\ \left. \cdot (T_{OT} + 2\xi_{11}T_{11}) + \right) p^2 + \left( a_c b_c (T_{OT} + 2\xi_{11}T_{11}) + \right. \\ \left. + 2 \cdot \xi_{12} \cdot T_{12} \right) p + 1}.$$

Апроксимоване значення передавальної функції замкненого контуру швидкості отримано при вилученні складових, що містять величину другого порядку малості, тобто враховано, що  $(T_{OT} + 2\xi_{11}T_{11})^2 \rightarrow 0$ ,  $(T_{OT} + 2\xi_{11}T_{11})^3 \rightarrow 0$ .

Таблиця 5.11

Коефіцієнти полінома знаменника замкненого контуру частоти обертання при  $n$  " на симетричний оптимум

$n$	$c'_{n2}$	$d'_{n2}$	$c''_{n2}$	$d''_{n2}$
0	$l$	$l$	$l$	$l$
1	$a_c b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}$	$a_c b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}$	$a_c b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}$	$a_c b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}$
2	$a_c b_c 2\xi_{12} T_{12} \cdot (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) + T_{12}^2$	$a_c^2 b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})^2 + a_c b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) 2\xi_{12} T_{12} + T_{12}^2$	$a_c b_c 2\xi_{12} T_{12} \cdot (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) + T_{12}^2$	$a_c b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11}) \cdot 2\xi_{12} T_{12} + T_{12}^2$
3	$a_c b_c T_{12}^2 \cdot (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})$	$a_c^2 b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})^3 + a_c^2 b_c (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})^2 2\xi_{22} T_{22} + a_c b_c T_{12}^2 (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})$	-	$a_c b_c T_{12}^2 \cdot (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})$
4	-	$a_c^2 b_c T_{22}^2 (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})^2 + a_c^2 b_c 2\xi_{22} T_{22}^2 (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})^3$	-	-
5	-	$a_c^2 b_c T_{22}^2 (T_{0T} + 2\xi_{11} T_{11})^3$	-	-



Залежно від числових значень коренів полінома знаменника ( $F_{2C}(p) = 0$ ) визначається оригінал швидкості. Кількість дійсних розв'язків рівняння  $F_{2C}(p) = 0$  залежить від знака дискримінанта

$$D = \left( \frac{b_{22}''^3}{27b_{32}''^3} \right)^2 + \left( \frac{3b_{32}''b_{12}'' - b_{22}''^2}{9b_{32}''^2} \right)^3.$$

Налаштування на модульний оптимум характеризується комплексно-спряженими коренями характеристичного рівняння, тому аналізуємо випадок, коли  $D < 0$ , а корені рівняння  $F_{2C}(p) = 0$  позначені як

$$p_1 = r; \quad p_{2,3} = -\delta_c \pm j \cdot \omega_c.$$

Тоді оригінал частоти обертання вала двигуна

$$\begin{aligned} \omega_1(t) = & 1 + \frac{1}{3b_{32}''r^2 + 2b_{22}''r + b_{12}''} e^{-r \cdot t} + \\ & + 2e^{-\delta_c \cdot t} \left[ \left( 3b_{32}''(\delta_c^2 - \omega_c^2) - 2b_{22}''\delta_c + b_{12}'' \right)^2 + \left( 2b_{22}''\omega_c - 6b_{32}''\delta_c\omega_c \right)^2 \right]^{-0,5} \times \\ & \times \sin \left( \omega_c t + \arctg \frac{2b_{22}''\omega_c - 6b_{32}''\delta_c\omega_c}{3b_{32}''(\delta_c^2 - \omega_c^2) - 2b_{22}''\delta_c + b_{12}''} \right). \end{aligned}$$

Для приводу СПО верстата середнього типу СБШС-250Н характеристичні частоти коливань ДДЛ знаходяться під час переміщення трьох і менше штанг у поставі у смузі вищою за частоту зрізу контуру частоти обертання, а тому на динамічні процеси контуру вони не впливають. Спостерігається тенденція, згідно з якою збільшення маси поставу призводить до переміщення власних частот коливань у смугу пропускання контуру частоти обертання. При переміщенні чотирьох штанг, що завод-виробник гарантує як штатний режим роботи бурового верстата, характеристичні частоти коливань попадають у середньочастотну смугу та істотно змінюють динаміку роботи замкненого контуру частоти обертання.

Тому при такій кількості штанг слід коректувати не тільки динамічні процеси у контурі струму, ускладнюючи регулятор, але і частоти обертання шляхом уведення додатково до класичного регулятора коригувальної динамічної ланки.

### 5.3. Контур регулювання тиску в гідросистемі

Вплив ГС і КПС на контур керування тиском виявляється через пружні зв'язки і призводить до появи ДДЛ  $W_3(p)$ . Передавальна функція об'єкта керування контуром тиску згідно з ДРФ приймає такий вигляд:

$$W_\delta(p) = \frac{K_\varepsilon}{T_\varepsilon p + 1} \times \frac{(T_\varepsilon p + 1)J_2\gamma_{23}p}{(T_\varepsilon p + 1)J_2\gamma_{23}p + K_\varepsilon \left( \frac{J_3}{\gamma_{23}} p^2 + bp + c \right)} = \frac{K_\varepsilon}{T_\varepsilon p + 1} \frac{\sum_{n=0}^4 c_{n3} p^n}{\sum_{n=0}^4 d_{n3} p^n} = \frac{K_\varepsilon}{T_\varepsilon p + 1} W_3(p),$$

або, вводячи сталі часу, коефіцієнти інерційностей і демпфування, зводимо передавальну функцію динамічної ланки до вигляду

$$W_\delta(p) = \frac{1}{pT_\varepsilon + 1} \frac{\sum_{n=0}^4 p^n a_{n3}}{\sum_{n=0}^4 p^n b_{n3}} = \frac{1}{pT_\varepsilon + 1} W_3(p) = \frac{1}{pT_\varepsilon + 1} \frac{W_{n3}(p)}{W_{b3}(p)},$$

де коефіцієнти чисельника і знаменника наведені у табл.5.12.

Таблиця 5.12

Коефіцієнти ДДЛ контуру тиску ГС

$n$	$a_{n3}$	$b_{n3}$
0	0	1
1	$T_{M2}\gamma_{23}$	$T_{M2}\gamma_{23} + 2\xi_y T_y$
2	$T_{M2}\gamma_{23}T_\varepsilon + 2\xi_y T_y T_{M2}\gamma_{23}$	$2\xi_y T_y T_{M2}\gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23} + T_\varepsilon T_{M2}\gamma_{23}$
3	$2\xi_y T_y T_\varepsilon T_{M2}\gamma_{23} + T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$	$2\xi_y T_y T_\varepsilon T_{M2}\gamma_{23} + T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$
4	$T_\varepsilon T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$	$T_\varepsilon T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Запишемо окремими рівняннями величину впливу зворотного негативно-го зв'язку в ГС ( $W_{osd}(p)$ ) та пружні властивості гідросистеми і канату ( $W'_3(p)$ ):

$$W_{\partial}(p) = \frac{1}{pT_{\epsilon} + 1} W_{osd}(p) W'_3(p) = \frac{1}{pT_{\epsilon} + 1} \frac{pT_{M2}\gamma_{23}(pT_{\epsilon} + 1)}{pT_{M2}\gamma_{23}(pT_{\epsilon} + 1) + 1} \times$$

$$\times \frac{(p^2T_y^2 + p2\xi_y T_y + 1)(pT_{M2}\gamma_{23}(pT_{\epsilon} + 1) + 1)}{pT_{M2}\gamma_{23}(pT_{\epsilon} + 1) \cdot (p^2T_y^2 + p2\xi_y T_y + 1) + p^2T_y^2\gamma_{23} + p2\xi_y T_y + 1} =$$

$$= \frac{1}{pT_{\epsilon} + 1} W_{osd}(p) \frac{\sum_{n=0}^4 p^n a'_{n3}}{\sum_{n=0}^4 p^n b'_{n3}} = \frac{1}{pT_{\epsilon} + 1} W_{osd}(p) \frac{W'_{3n}(p)}{W'_{3d}(p)},$$

де коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника зведені до табл.5.13.

Таблиця 5.13

Коефіцієнти ДДЛ контуру тиску за відсутності внутрішнього зворотного зв'язку в ГС

$n$	$a'_{n3}$	$b'_{n3}$
0	1	1
1	$2\xi_y T_y + T_{M2}\gamma_{23}$	$T_{M2}\gamma_{23} + 2\xi_y T_y$
2	$T_y^2 + 2\xi_y T_y T_{M2}\gamma_{23} +$ $+ T_{M2}\gamma_{23} T_{\epsilon}$	$2\xi_y T_y T_{M2}\gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23} +$ $+ T_{\epsilon} T_{M2}\gamma_{23}$
3	$2\xi_y T_y T_{\epsilon} T_{M2}\gamma_{23} +$ $+ T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$	$2\xi_y T_y T_{\epsilon} T_{M2}\gamma_{23} +$ $+ T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$
4	$T_{\epsilon} T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$	$T_{\epsilon} T_{M2}\gamma_{23} T_y^2$

Величина впливу внутрішнього від'ємного зворотного зв'язку в ГС залежить від співвідношення параметрів  $T_{M2}, \gamma_{23}, T_{\epsilon}$ . Цей зв'язок можна не брати до уваги, якщо  $T_{M2} / \gamma_{23} \geq 4T_{\epsilon}$ . При цьому корені характеристичного рівняння є дійсними. У цьому разі через велику механічну інерцію  $T_{M2}$  перехідний процес у ГС ( $T_{\epsilon}$ ) закінчується швидше, ніж змінюється частота обертання вала гідродвигуна.

Якщо корені комплексно-спряжені, то від'ємний внутрішній зворотний зв'язок у ГС сприяє появі коливального перехідного процесу, тобто буде відбуватися обмін запасеною енергією між механічним інерційним елементом і гідропередачею.

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Знаходимо власні частоти коливань ГС і КПС. Для цього в отриманій передавальній функції силами дисипації, що мають місце в ГС і канаті, нехтуємо:

1. За відсутності зворотного внутрішнього зв'язку у контурі тиску (зворотний зв'язок враховуємо окремою ланкою)

$$W_3''(p) = \frac{(p^2 T_y^2 + 1)(p^2 T_{M2} \gamma_{23} T_z + 1)}{(p^2 T_y^2 + 1)p^2 T_{M2} \gamma_{23} T_z + p^2 \gamma_{23} T_y^2 + 1} = \frac{\sum_{n=0}^4 p^n a_{n3}''}{\sum_{n=0}^4 p^n b_{n3}''} = \frac{W_{3n}''(p)}{W_{3d}''(p)},$$

де коефіцієнти зведені у табл. 5.14.

Таблиця 5.14

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника без урахування зворотного зв'язку в контурі тиску і за відсутності сил дисипації

$n$	$a_{n3}''$	$b_{n3}''$
0	1	1
1	0	0
2	$T_z T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2$	$T_z T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23}$
3	0	0
4	$T_z T_{M2} \gamma_{23} T_y^2$	$T_z T_{M2} \gamma_{23} T_y^2$

Коренями полінома чисельника

$$W_{3n}''(p) = (p^2 T_y^2 + 1) \cdot (p^2 T_{M2} \gamma_{23} T_z + 1)$$

є характеристичні частоти  $p_1, p_3$  (рис.5.17) <

$$p_1 = \omega_{13} = \frac{1}{T_y}, p_3 = \omega_{33} = \sqrt{\frac{1}{T_{M2} \gamma_{23} T_z}}; T_{13} = T_y; T_{33} = \sqrt{T_{M2} \gamma_{23} T_z}.$$

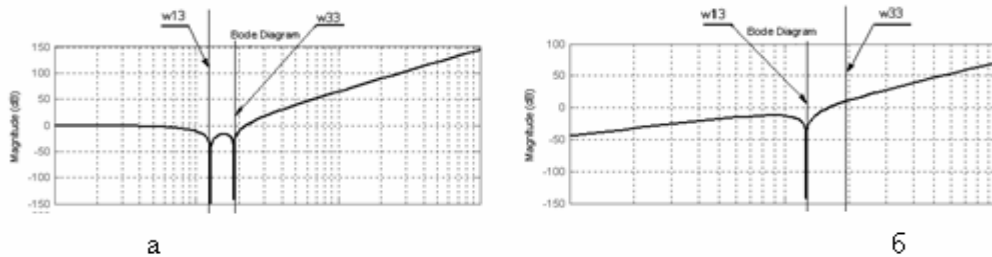


Рис.5.17. ЛАЧХ чисельника  $W_{3n}''(p)$  додаткової динамічної ланки контуру тиску за відсутності сил дисипації без урахування (а) та з урахуванням (б)  $W_{3n}'''(p)$  внутрішнього зворотного зв'язку

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

2. З урахуванням внутрішнього зворотного зв'язку в контурі тиску

$$W_3'''(p) = \frac{(p^2 T_y^2 + 1) p^2 T_{M2} \gamma_{23} T_\varepsilon}{(p^2 T_y^2 + 1) p^2 T_{M2} \gamma_{23} T_\varepsilon + p^2 \gamma_{23} T_y^2 + 1} =$$

$$= \frac{\sum_{n=0}^4 p^n a_{n3}''}{\sum_{n=0}^4 p^n b_{n3}''} = \frac{W_{3n}'''(p)}{W_{3d}'''(p)} = \frac{W_{3n}''(p)}{W_{3d}''(p)},$$

де коефіцієнти поліномів зведені у табл.5.15.

Таблиця 5.15

Коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника з урахуванням зворотного зв'язку в контурі тиску у разі відсутності сил дисипації

$n$	$a_{n3}''$	$b_{n3}'' = b_{n3}'''$
0	0	1
1	0	0
2	$T_\varepsilon T_{M2} \gamma_{23}$	$T_\varepsilon T_{M2} \gamma_{23} + T_y^2 \gamma_{23}$
3	0	0
4	$T_\varepsilon T_{M2} \gamma_{23} T_y^2$	$T_\varepsilon T_{M2} \gamma_{23} T_y^2$

Корені полінома чисельника (рис.5.18, а)

$$W_{nd}(p) = (p^2 T_y^2 + 1) p^2 T_{M2} \gamma_{23} T_\varepsilon; \omega_{13} = \frac{1}{T_y}; T_{13} = T_y.$$

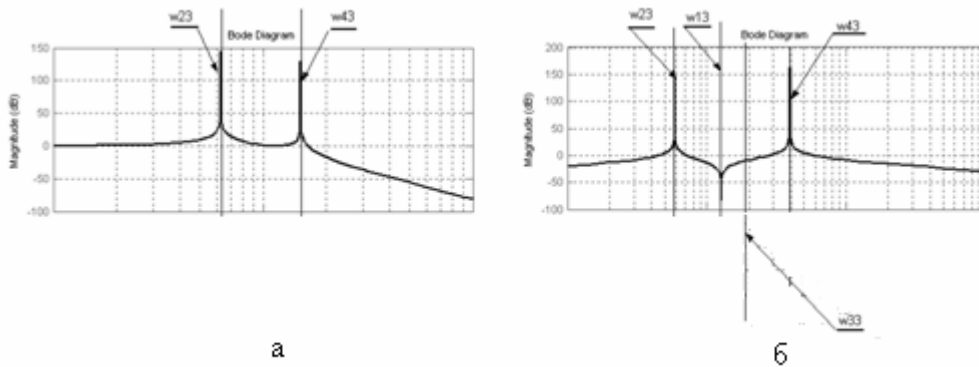


Рис.5.18. ЛАЧХ знаменника  $W_{3d}''(p)$  додаткової динамічної ланки контуру тиску за відсутності сил дисипації (а) і з урахуванням внутрішнього зворотного зв'язку (б)

Корені полінома знаменника знаходяться шляхом розв'язання бікватратного рівняння для передавальних функцій  $W''(p)$  і  $W'''(p)$  (ідентичні як з ура-

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

хуванням, так і без урахування додаткового зворотного зв'язку в контурі тиску), тобто як

$$W_{3d}''(p) = W_{3d}'''(p) = (p^2 T_y^2 + 1) p^2 T_{M2} \gamma_{23} T_z + p^2 \gamma_{23} T_y^2 + 1.$$

Звідки випливає, що

$$p = \omega_{23,43} = \frac{1}{T_y} \sqrt{\frac{T_z T_{M2} + T_y^2}{2 T_z T_{M2}}} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4 T_z T_{M2} T_y^2}{\gamma_{23} (T_z T_{M2} + T_y^2)^2}} - 1 \right);$$

$$T_{23,43} = T_y \sqrt{\frac{2 T_z T_{M2}}{T_z T_{M2} + T_y^2} \left( \pm \sqrt{1 - \frac{4 T_z T_{M2} T_y^2}{\gamma_{23} (T_z T_{M2} + T_y^2)^2}} - 1 \right)^{-1}}.$$

Корені біквдратного рівняння являють собою точні значення характеристичних частот знаменника. Частоти чисельника і знаменника можна попарно згрупувати. Виразимо частоти чисельника як деяке відхилення від частот знаменника:

$$\left. \begin{aligned} p_{3\partial}^2 &= p_{1\partial}^2 + \alpha; \\ p_{4\partial}^2 &= p_{2\partial}^2 + \beta, \end{aligned} \right\}$$

де  $\alpha, \beta$  – відхилення коренів знаменника від коренів чисельника.

Відповідно до теореми Вієта

$$\left. \begin{aligned} (p_{1\partial}^2 + \alpha) \cdot (p_{2\partial}^2 + \beta) &= p_{1\partial}^2 p_{2\partial}^2; \\ (p_{1\partial}^2 + \alpha) + (p_{2\partial}^2 + \beta) &= -\frac{T_y^2 + T_{M2} T_z}{T_y^2 T_{M2} T_z}. \end{aligned} \right\}$$

Звідки

$$\begin{aligned} a_{1,2} &= \frac{T_{M2} T_z - T_y^2}{2 T_y^2 T_{M2} T_z} \pm \frac{T_{M2} T_z + T_y^2}{2 T_y^2 T_{M2} T_z} \sqrt{1 - \frac{4 T_y^2 T_{M2} T_z}{\gamma_{23} (T_{M2} T_z + T_y^2)^2}} \approx \\ &\approx \frac{T_{M2} T_z - T_y^2}{2 T_y^2 T_{M2} T_z} \pm \frac{T_{M2} T_z + T_y^2}{2 T_y^2 T_{M2} T_z} \left( 1 - \frac{2 T_y^2 T_{M2} T_z}{\gamma_{23} (T_{M2} T_z + T_y^2)^2} \right), \end{aligned} \quad (5.4)$$

де радикал, розкладений у ряд Тейлора, має такий вигляд:

$$(1 - \Delta)^m = 1 - m \cdot \Delta + \frac{m \cdot (m-1)}{2!} \cdot \Delta^2 - \dots \quad m = 0,5; \Delta = \frac{4 T_y^2 T_{M2} T_z}{\gamma_{23} (T_{M2} T_z + T_y^2)^2}.$$

Якщо в ряді не враховувати складові, починаючи з третьої і далі, то це призведе до появи похибки, яка за абсолютною величиною не перевищує третьої складової, тобто

$$|R_n| \leq \frac{m(m-1)}{2!} \Delta^2.$$

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Корінь рівняння (5.4) з прийнятою точністю

$$\alpha = \frac{1}{T_y^2} - \frac{1}{\gamma_{23}(T_{M2}T_z + T_y^2)},$$

тоді коефіцієнт

$$\beta = \frac{1 - \gamma_{23}}{\gamma_{23}T_{M2}T_z} + \frac{1}{\gamma_{23}(T_{M2}T_z + T_y^2)} - \frac{1}{T_y^2}.$$

Визначивши відхилення полюсів відносно нулів передавальної функції, корені полінома знаменника будуть такими:

$$p_{3\partial}^2 = -\frac{1}{\gamma_{23}(T_{M2}T_z + T_y^2)};$$

$$p_{4\partial}^2 = -\frac{\gamma_{23}(T_y^2 + T_{M2}T_z)^2 - T_y^2T_{M2}T_z}{\gamma_{23}T_y^2T_{M2}T_z(T_{M2}T_z + T_y^2)} \approx -\frac{T_y^2 + T_{M2}T_z}{T_y^2T_{M2}T_z},$$

де враховано, що  $\gamma_{23}(T_y^2 + T_{M2}T_z)^2 \gg |T_y^2T_{M2}T_z|$ .

Другою додатковою коливальною ланкою контуру тиску є від'ємний внутрішній зворотний зв'язок, наявність якого приводить до появи додаткової ланки

$$W_{osd}(p) = \frac{pT_{M2}\gamma_{23}(pT_z + 1)}{pT_{M2}\gamma_{23}(pT_z + 1) + 1}.$$

Частотні характеристики додаткової динамічної ланки  $W_3(p)$  наведені на рис. 5.19, а. Частота сполучення ділянок частотних характеристик з однаковим нахилом цілком дорівнює зворотній величині сталої часу  $T_{13}$ .

Спільні частотні характеристики ДДЛ за наявності та відсутності дисипативних сил зображені на рис. 5.19.

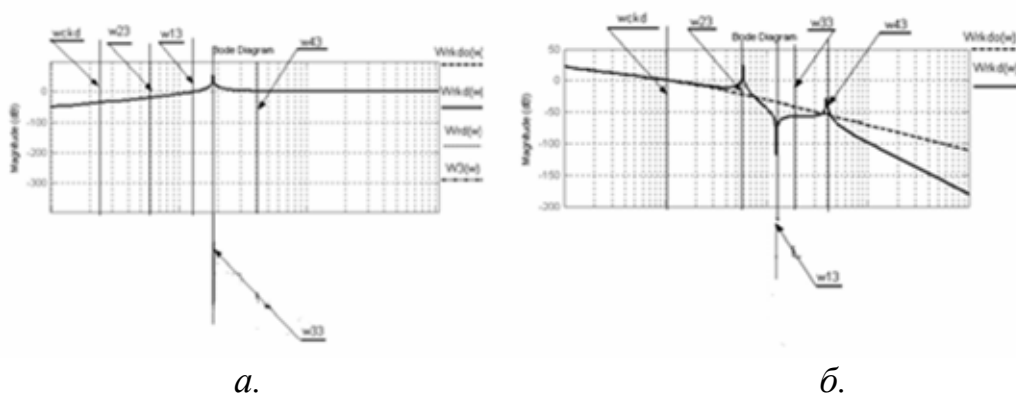


Рис.5.19. ЛАЧХ ДДЛ контуру тиску за наявності внутрішнього від'ємного зворотного зв'язку в контурі ГС (а) та розімкненого оптимізованого контуру тиску без урахування пружних властивостей трансмісії та за наявності піддатливості трансмісії (б)

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Вплив внутрішнього від'ємного зворотного зв'язку в ГС призводить до прояви в смугах низьких і середніх частот диференційних властивостей контуру тиску.

Враховуючі усі динамічні ланки об'єкта керування контуром тиску, приходимо до висновку, що в смузі низьких частот контур має диференційні властивості, а в області високих частот – інтегральні. Збільшення жорсткості канату сприятливо позначається на динамічних властивостях об'єкта керування.

При застосуванні ПІ–регулятора тиску контур є статичним, тому що знаменник об'єкта керування має один нульовий корінь. Контур стійкий у розімкненому стані. Це означає, що полюси загальної передавальної функції знаходяться у лівій комплексній напівплощині.

Якщо не відокремлювати внутрішній зворотний від'ємний зв'язок у контурі тиску, то ДДЛ характеризується наявністю трьох резонансних частот (за відсутності дисипативних сил), оскільки власна частота коливань ланки  $W_{osd}(p)$

$$\omega_{osd} = \sqrt{\frac{1}{T_z T_{M2} \gamma_{23}}}$$

цілком збігається з власною частотою  $\omega_{33}$ ; тоді їх вплив на динамічні процеси розглянутого контуру взаємно нівелюється. Об'єкт керування являє собою диференційну ланку з уповільненням, яка послідовно з'єднана чотирма динамічними ланками, кожна з них другого порядку (дві знаходяться в чисельнику, дві – у знаменнику), характеристичні частоти коливань яких

$$W_{\delta}(p) = \frac{1}{[a_c b_c (a_T T_{\mu} p + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}] p + 1} \frac{1}{p \cdot T_z + 1} \frac{p T_{M2} \gamma_{23} (p T_z + 1)}{p T_{M2} \gamma_{23} (p T_z + 1) + 1} \times \\ \times \frac{(T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}{(T_{23}^2 p^2 + 2\xi_{23} T_{23} p + 1)} \frac{p T_{M2} \gamma_{23} (p T_z + 1) + 1}{(T_{43}^2 p^2 + 2\xi_{43} T_{43} p + 1)}$$

У результаті одержуємо передавальну функцію об'єкта керування контуром тиску вигляду

$$W_{\delta}(p) = \frac{1}{[a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}] p + 1} \times \\ \times \frac{p T_{M2} \gamma_{23}}{(T_{23}^2 p^2 + 2\xi_{23} T_{23} p + 1)} \frac{(T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}{(T_{43}^2 p^2 + 2\xi_{43} T_{43} p + 1)} = W_{kd}(p) \cdot W_{nd}(p).$$

Характеристичні частоти коливань  $\omega_{23}, \omega_{33}, \omega_{43}$  скороченого об'єкта керування нам відомі. Регулятор тиску доцільно налаштувати на компенсацію сталої часу, що обумовлена найбільш низькою частотою коливань  $\omega_{23}$ . Тоді всі інші власні частоти коливань автоматично зміщуються у високочастотну смугу розімкненого контуру тиску.



**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Регулятор тиску при налаштуванні контуру на модульний оптимум та заглушуванні частоти коливання  $\omega_{23}$  буде мати динамічну ПІІ<sup>2</sup>/характеристику

$$W_{p\partial}(p) = \frac{1}{pT_{0\partial}W_{к\partial}(p)} = \frac{p^2T_{23}^2 + 2\xi_{23}T_{23}p + 1}{p^2T_{0\partial}T_{M2\gamma_{23}}} =$$

$$= \frac{T_{23}^2}{T_{0\partial}T_{M2\gamma_{23}}} + \frac{\xi_{23}T_{23}}{pT_{0\partial}T_{M2\gamma_{23}}} + \frac{1}{p^2T_{0\partial}T_{M2\gamma_{23}}},$$

де  $T_{0\partial} = a_{\partial}[a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11}T_{11}) + 2\xi_{12}T_{12}]$ .

У контурі тиску некомпенсованою ланкою залишається динамічна передавальна функція

$$W_{н\partial}(p) = \frac{(T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}{(T_{43}^2 p^2 + 2\xi_{43} T_{43} p + 1)}.$$

Передавальна функція розімкненого оптимізованого контуру тиску

$$W_{раз.к.д.}(p) = \frac{p^2 T_{23}^2 p^2 + 2\xi_{23} T_{23} p + 1}{p^2 T_{M2\gamma_{23}} a_{\partial} (a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times$$

$$\times \frac{1}{[a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}] p + 1} \times$$

$$\times \frac{p T_{M2\gamma_{23}}}{(p^2 T_{23}^2 p^2 + 2\xi_{23} T_{23} p + 1)} \frac{(p^2 T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}{(p^2 T_{43}^2 p^2 + 2\xi_{43} T_{43} p + 1)} \approx$$

$$\approx \frac{1}{p a_{\partial} (a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times$$

$$\times \frac{1}{[a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}] p + 1} =$$

$$= \frac{1}{p^2 a_{\partial} (a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})^2 +$$

$$+ p a_{\partial} (a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})}$$

Передавальна функція замкненого оптимізованого контуру тиску

$$W_{замк.к.д.} = \frac{1}{p^2 a_{\partial} (a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})^2 +$$

$$+ p a_{\partial} (a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) + 1}$$

В області дійсної змінної величина тиску в ГС

$$p(t) = 1 - e^{-\frac{t}{a_{\partial}(a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2 \cdot \xi_{11} T_{11}) + 2 \cdot \xi_{12} T_{12})}} \times \left( \cos \frac{t}{a_{\partial}(a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2 \xi_{11} T_{11}) + 2 \xi_{12} T_{12})} + \sin \frac{t}{a_{\partial}(a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2 \xi_{11} T_{11}) + 2 \xi_{12} T_{12})} \right)$$

Стала часу коливань тиску в ГС і коефіцієнт демпфування такі:

$$T_{\partial} = \sqrt{a_{\partial}(a_c b_c (a_T T_{\mu} + 2 \xi_{11} T_{11}) + 2 \xi_{12} T_{12})}, \quad \xi_{\partial} = \frac{a_{\partial}}{2 \sqrt{a_{\partial}}}$$

Якщо коефіцієнт демпфування  $\xi_{23} < 1$ , то регулятор тиску має динамічну ПШ<sup>2</sup> характеристики, то в протилежному разі регулятор тиску налаштовується на компенсацію більшої сталої часу і має перехідну П<sup>2</sup> характеристики.

Для досліджуваного бурового верстата СБШС-250Н характеристичні частоти коливань динамічної ланки знаходяться не у смузі пропускання контуру тиску, а тому ця ланка не суттєво впливає на динаміку регулювання контуру. При збільшенні маси поставу і довжини канатів, що характерно для важких бурових верстатів, характеристичні частоти коливань некомпенсованої ланки зміщуються у низькочастотну область і попадають у смугу пропускання контуру тиску. У цьому разі слід передбачити заглушення впливу на динаміку контуру керування додаткової передавальної функції.

Закономірність, що виявилася у контурах струму, частоти обертання вала двигуна, спостерігається й у контурі тиску ГС: характеристичні частоти є бічними стосовно частоти пружних коливань КПС.

Характеристичні частоти знаменника  $\omega_{23,43}$  ДДЛ контуру тиску  $W_3(p)$  цілком збігаються з характеристичними частотами чисельника  $\omega_{12,32}$  ДДЛ частоти обертання  $W_2(p)$ .

#### **5.4. Контур регулювання частоти обертання вала гідродвигуна**

Зовнішнім для контуру тиску в ГС є контур регулювання частоти обертання гідродвигуна (ГД). Передавальна функція об'єкта керування контуру регулювання частоти обертання ГД отримана в розд. 4.3. Увівши сталу часу

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

пружних коливань і коефіцієнт демпфування для поліспастової системи, запишемо контурну передавальну функцію об'єкта керування

$$W_{\text{оузод}}(p) = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} \frac{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2\xi_y T_y p + 1}{T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1} = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} \frac{\sum_{n=0}^2 a_{n4} p^n}{\sum_{n=0}^2 b_{n4} p^n} = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} W_4(p),$$

де значення коефіцієнтів поліномів передавальної функції зведені до табл. 5.16.

Таблиця 5.16

Коефіцієнти передавальної функції ДДЛ контуру частоти обертання ГД з урахуванням сил дисипації в канатах

$n$	$a_{n4}$	$b_{n4}$
0	1	1
1	$2\xi_y T_y$	$2\xi_y T_y$
2	$T_y^2 \gamma_{23}$	$T_y^2$

Нехтуючи силами дисипації у канаті, одержуємо

$$W'_{\text{оузод}}(p) = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} \frac{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 1}{T_y^2 p^2 + 1} = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} \frac{\sum_{n=0}^2 a'_{n4} p^n}{\sum_{n=0}^2 b'_{n4} p^n} = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} W'_4(p).$$

де коефіцієнти чисельника і знаменника зведені до табл. 5.17.

Таблиця 5.17

Коефіцієнти передавальної функції ДДЛ контуру частоти обертання ГД без урахування сил дисипації в канатах

$n$	$a'_{n4}$	$b'_{n4}$
0	1	1
1	0	0
2	$T_y^2 \gamma_{23}$	$T_y^2$

З останньої передавальної функції виділяємо такі характеристичні частоти коливань:

$$\omega_{14} = \frac{1}{T_y \sqrt{\gamma_{23}}}; \quad \omega_{24} = \frac{1}{T_y}.$$

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Для аналізу впливу пружних зв'язків на контур регулювання частоти обертання ГД досліджуємо частотні характеристики об'єкта керування.

Передавальна функція розімкненого контуру частоти обертання ГД:  
 – при налаштуванні контуру на модульний оптимум

$$W_{pkm}(p) = \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times$$

$$\times \frac{1}{a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p + 1} \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23} p} \frac{\sum_{n=0}^2 a_{n4} p^n}{\sum_{n=0}^2 b_{n4} p^n} \approx$$

$$\approx \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) T_{0z}} \times$$

$$\times \frac{1}{a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p + 1} \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23} p},$$

де мала стала часу контуру регулювання частоти обертання ГД, що не компенсується,

$$T_{0z} = a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}).$$

У разі налаштування на модульний оптимум, якщо використовується пропорційний регулятор частоти обертання вала ГД,

$$W_{pctm}(p) = \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})};$$

– при налаштуванні на симетричний оптимум

$$W_{rktcc}(p) = \frac{b_2 a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p + 1}{b_2 a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p} \times$$

$$\times \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times$$

$$\times \frac{1}{a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p + 1} \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23} p} \frac{\sum_{n=0}^2 a_{n4} p^n}{\sum_{n=0}^2 b_{n4} p^n} \approx$$

$$\approx \frac{b_2 a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p + 1}{b_2 a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p} \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times$$

$$\times \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_2 a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \frac{1}{a_\partial (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p + 1} \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23} p},$$

де регулятор частоти обертання ГД має динамічну ПІ характеристику

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$W_{rczc}(p) = \frac{b_2 a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p + 1}{b_2 a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) p} \times \frac{T_{M2} \gamma_{23}}{a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})}$$

Як виходить з амплітудно-частотної характеристики об'єкта керування контуру регулювання частоти обертання ГД (рис. 5.20), впливом пружних ланок на динаміку роботи контуру можна знехтувати, якщо частота пружних коливань КПС не знаходиться поблизу частоти зрізу контуру. При цьому регулятор частоти обертання ГД повинен мати пропорційну динамічну характеристику вигляду

$$W_{pчвз\delta}(p) = \frac{T_{M2} \gamma_{23}}{a_2 \sigma_2},$$

де  $a_2$  – коефіцієнт налаштування контуру регулювання частоти обертання ГД;  $\sigma_2$  – сумарна “мала” сталої часу контуру ГД.

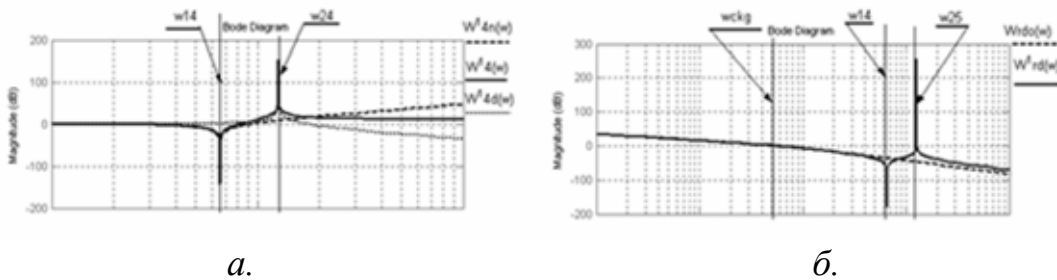


Рис. 5.20. ЛАЧХ ДДЛ, обумовленого піддатливістю КПС при мінімальних довжині каната та масі поставу (а), а також розімкненого контуру частоти обертання ГД з урахуванням піддатливості КПС при максимальних довжині каната, масі поставу і за відсутності сил дисипації у канаті (б) (налаштування на модульний оптимум)

Передавальна функція розімкненого оптимізованого контуру регулювання частоти обертання вала ГД

$$W_{раз.к.д.}(p) = \frac{T_{M2} \gamma_{23}}{p a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times \frac{1}{a_\delta [(a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})] p + 1} \cdot \frac{1}{T_{M2} \gamma_{23} p} \approx \frac{1}{p a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) a_\delta [(a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})] p + 1} =$$

$$= \frac{1}{p^2 a_2 a_\delta^2 (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) + p a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) + 1}.$$

Передавальна функція замкненого оптимізованого контуру регулювання частоти обертання ГД

$$W_{\text{замк.к.д.}} = \frac{1}{p^2 a_2 a_\delta^2 (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})^2 + p a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) + 1}.$$

В області дійсної змінної оригінал частоти обертання ГД

$$\omega_2(t) = 1 - e^{-\frac{t}{a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})}} \times \left( \cos \frac{t}{a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} + \sin \frac{t}{a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \right).$$

Стала часу коливань частоти обертання вала ГД і коефіцієнт демпфування такі:

$$T_{\omega 2} = \sqrt{a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})}; \quad \xi_{\omega 2} = \frac{a_2}{2 \cdot \sqrt{a_2}}.$$

Закономірність, яка виявилася у контурах струму, частоти обертання вала двигуна, тиску в гідросистемі, спостерігається й у контурі частоти обертання вала ГД: характеристичні частоти збуджуються пружними коливаннями КПС з частотою  $1/T_y$ .

Характеристична частота знаменника  $\omega_{24}$  ДДЛ контуру обертання вала ГД  $W_4(p)$  цілком збігається з характеристичною частотою чисельника  $\omega_{13}$  ДДЛ тиску в гідросистемі  $W_3(p)$ .

## 5.5. Контур регулювання лінійної швидкості поставу

Передавальна функція контуру регулювання лінійної швидкості переміщення поставу зв'язує частоту обертання ГД і лінійну швидкість переміщення поставу співвідношенням

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

$$W_{оулс}(p) = \frac{2\xi_y T_y p + 1}{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 2\xi_y T_y p + 1} = \frac{\sum_{n=0}^2 a_{n5} p^n}{\sum_{n=0}^2 b_{n5} p^n} = W_5(p),$$

де коефіцієнти поліномів зведені до табл.5.18.

Таблиця 5.18

Коефіцієнти передавальної функції ДДЛ контуру регулювання лінійної швидкості поставу

$n$	$a_{n5}$	$b_{n5}$
0	1	1
1	$2\xi_y T_y$	$2\xi_y T_y$
2	–	$T_y^2 \gamma_{23}$

Без урахування сил дисипації у канаті додаткова динамічна ланка спрощується до класичної консервативної передавальної функції вигляду

$$W'_5(p) = \frac{1}{T_y^2 \gamma_{23} p^2 + 1},$$

звідки характеристична частота коливань полінома знаменника

$$\omega_{25} = \frac{1}{T_y \sqrt{\gamma_{23}}}.$$

Для аналізу впливу пружних ланок на контур регулювання лінійної швидкості поставу розраховані і побудовані амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики об'єкта керування, рис. 5.21.

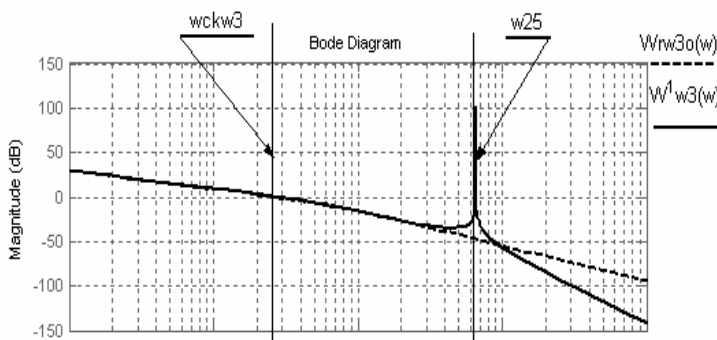


Рис.5.21. ЛАЧХ ДДЛ, що обумовлені піддатливістю КПС, при максимальних довжині каната та масі поставу за відсутності сил дисипації у канаті і розімкненого оптимізованого контуру лінійної швидкості

**5. Синтез класичної системи керування електроприводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу**

Як виходить з отриманих характеристик, пружні коливання КПС розташовані у високочастотній смузі відносно частоти зрізу контуру регулювання лінійної швидкості, тому регулятор лінійної швидкості повинен мати інтегральну динамічну характеристику (при налаштуванні контуру на технічний оптимум).

З метою підвищення швидкодії системи керування можливо відмовитися від контуру керування частотою обертання вала ГД, тоді передавальна функція об'єкта керування між виходом контуру тиску і лінійною швидкістю поставу

$$W_{\text{оуз}}(p) = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} \frac{2\xi_y T_y p + 1}{T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1} =$$

$$= \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} \frac{\sum_{n=0}^2 a_{n6} p^n}{\sum_{n=0}^2 b_{n6} p^n} = \frac{1}{T_{M2}\gamma_{23}p} W_6(p),$$

де коефіцієнти зведені до табл. 5.19.

Таблиця 5.19

Коефіцієнти передавальної функції додаткової динамічної ланки контуру лінійної швидкості поставу

$n$	$a_{n6}$	$b_{n6}$
0	1	1
1	$2\xi_y T_y$	$2\xi_y T_y$
2	–	$T_y^2$

При настроюванні контуру лінійної швидкості поставу на модульний оптимум передавальна функція регулятора контуру

$$W_{\text{рчвз}}(p) = \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_2 \sigma_2},$$

а на симетричний оптимум

$$W_{\text{рсгс}}(p) = \frac{b_2 a_2 T_{02} p + 1}{b_2 a_2 T_{02} p} \frac{T_{M2}\gamma_{23}}{a_2 T_{02}}.$$

Передавальна функція розімкненого оптимізованого контуру регулювання лінійної швидкості поставу

$$W_{\text{раз.к.д.}}(p) = \frac{1}{p a_n a_2 a_d (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times$$



$$\begin{aligned}
 & \times \frac{1}{a_2 a_\delta [(a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})] p + 1} \approx \\
 & \approx \frac{1}{p a_l a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \times \\
 & \times \frac{1}{a_2 a_\delta [(a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})] p + 1} = \\
 & = \frac{1}{p^2 a_l a_2^2 a_\delta^2 (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) + p a_l a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})}
 \end{aligned}$$

Передавальна функція замкненого оптимізованого контуру регулювання лінійної швидкості поставу

$$W_{\text{замк.к.д.}} = \frac{1}{p^2 a_l a_2^2 a_\delta^2 (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})^2 + p a_l a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12}) + 1}$$

В області дійсної змінної оригінал лінійної швидкості поставу, зведеної до частоти обертання вала електродвигуна,

$$\begin{aligned}
 \omega_3(t) = & 1 - e^{-\frac{t}{a_l a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})}} \times \\
 & \times \left( \cos \frac{t}{a_l a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} + \right. \\
 & \left. + \sin \frac{t}{a_l a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})} \right)
 \end{aligned}$$

Стала часу коливань лінійної швидкості поставу, що зведена до крутильних коливань, і коефіцієнт демпфування відповідно

$$T_{\omega_3} = \sqrt{a_l a_2 a_\delta (a_c b_c (a_T T_\mu + 2\xi_{11} T_{11}) + 2\xi_{12} T_{12})}, \quad \xi_{\omega_3} = \frac{a_l}{2\sqrt{a_l}}$$

Закономірність, що виявилася у контурах струму, частоти обертання вала двигуна, тиску в гідросистемі, частоти обертання вала ГД, спостерігається й у контурі лінійної швидкості поставу: характеристичні частоти збуджуються пружними коливаннями КПС з частотою  $1/T_y$ .

Крім того, знайшла підтвердження закономірність: характеристична частота знаменника  $\omega_{25}$  додаткової динамічної ланки контуру регулювання лінійної швидкості поставу  $W_5(p)$  цілком збігається з характеристичною частотою чисельника  $\omega_{14}$  додаткової динамічної ланки контуру регулювання частоти обертання вала ГД  $W_4(p)$ .

## РОЗДІЛ 6

### ЗАСТОСУВАННЯ НЕЧІТКОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ КОРЕГУВАННЯ ДИНАМІКИ СИСТЕМ ПРИВОДІВ СПУСКО-ПІДНІМАЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙ, ПОДАЧІ ТА ОБЕРТАННЯ ПОСТАВУ

#### 6.1. Розвиток методу активної послідовної корекції з використанням нечіткого керування в системах регулювання електроприводів складних електромеханічних установок

Приводи обертання, СПО і подачі поставу мають багатоконтурні системи керування. Збільшення кількості контурів пояснюється технологічними особливостями об'єкта керування і можливостями, що виникають при застосуванні більш швидкодійного транзисторного приводу змінного струму замість тиристорного приводу постійного струму. При збільшенні довжини смуг пропускання контурів регулювання у транзисторному приводі змінного струму в контурні об'єкти керування попадають не тільки традиційні динамічні ланки, але й додаткові передавальні функції, обумовлені пружними властивостями бурового поставу, гідро і канатно-поліспастиної систем. Додаткові динамічні ланки описуються дробово-раціональними функціями з високими степенями поліномів чисельників і знаменників. Характеристичні частоти додаткових передавальних функцій менші за частоти зрізу відповідного контуру керування, тому вони істотно впливають на динаміку процесу керування.

Узагальнена структурна схема об'єкта керування складної електромеханічної установки, до якої відносимо приводи обертання, СПО і подачі поставу, зображена на рис. 6.1, де позначено:  $W_{окп}(p)$  – передавальна функція частини об'єкта керування, що компенсується дією контурного регулятора;  $\sum a_{mn} / \sum b_{mn}$  – передавальна функція частини об'єкта керування, що подана у вигляді ДРФ і яка не компенсується дією контурного регулятора.

У розд. 3 встановлено, що в БВ нового покоління СБШС-250Н при бурінні повністю зібраним поставом з використанням динамічних ПП<sup>2</sup> або ПП<sup>2</sup> характеристик регулятора струму проблема заглушення коливань не вирішується. Аналогічно в розд. 5 встановлено, що при пересуванні повністю зібраного поставу проблема компенсації впливу оборотної ЕРС і протитиску в контурах керування приводами СПО і подачі поставу з класичними регуляторами та застосуванням регуляторів з динамічними ПП<sup>2</sup>- або ПП<sup>2</sup>-характеристиками також остаточно не вирішується. Тому далі в контурі струму використовуємо пропорціонально-інтегральний, а в контурі тиску інтегральний класичні регулятори, які не компенсують дії оборотної ЕРС і протитиску.

6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обергання поставу

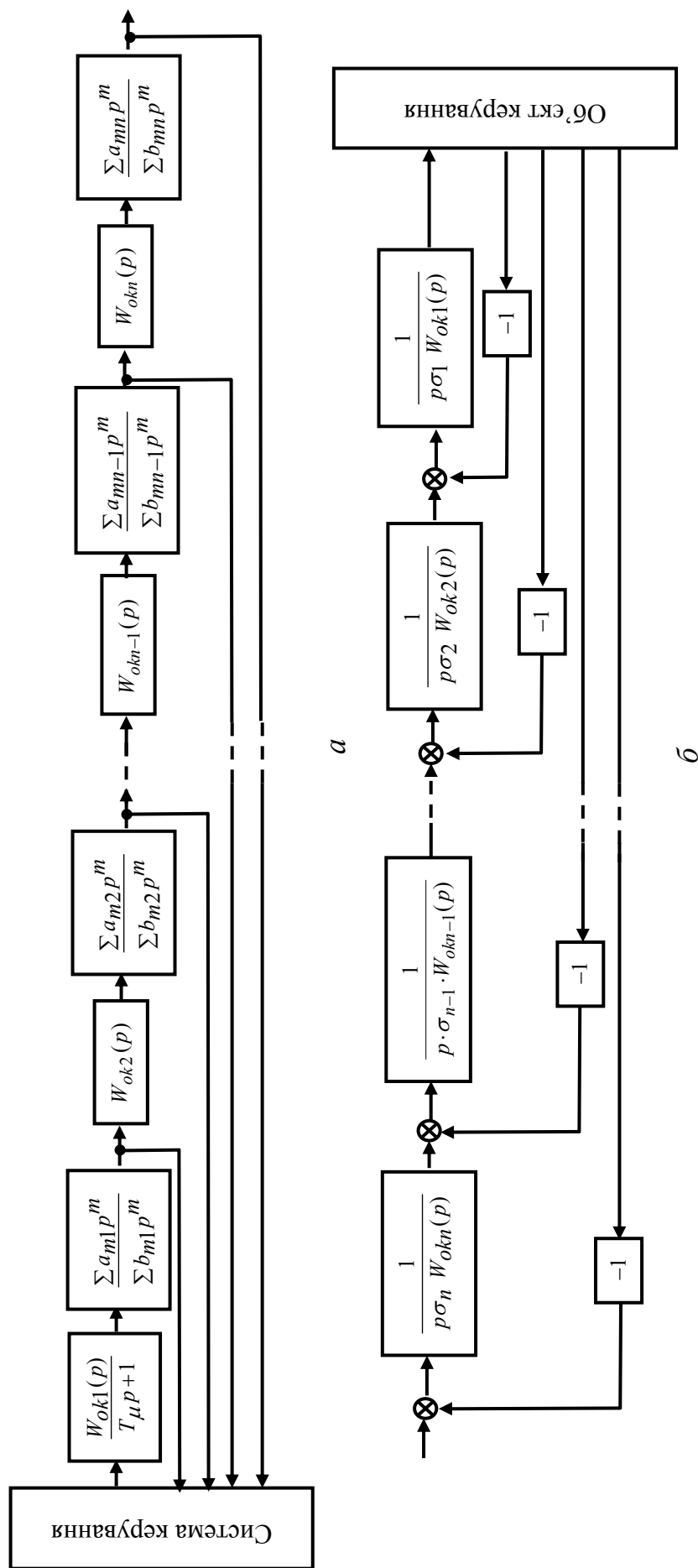


Рис.6.1. Узагальнені структурні схеми об'єкта керування (а) і класичної системи регулювання (б)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

У досліджувувальних привідних системах контур регулювання кожного параметра (координати) містить, як за правило, не тільки одну “велику” сталу часу, яка компенсується дією регулятора, але має ДРФ з характеристичними частотами (сталими часу), які цілком порівнянні з виділеною “великою” сталою часу, що значно ускладнює синтез системи і не дозволяє застосовувати однотипні класичні алгоритми керування. Передавальні функції ланок, що компенсуються у контурах керування привідними системами обертання, СПО і подачі поставу бурового верстата, зведені до табл. 6.1, 6.2.

Об'єкт керування структурно розподілений на дві частини – що компенсується і не компенсується динамічними властивостями класичного регулятора [78 – 81]. Частина, що компенсується, вибирається у вигляді динамічної ланки з однією явно вираженою “великою” сталою часу, яка не вище другого порядку. Тоді процеси у контурі добре коректуються регулятором з ПД – характеристикою або редукованими динамічними характеристиками.

Шукані закони керування приводами обертання, СПО і подачі поставу визначаються технологічними особливостями з урахуванням обмежень, що накладені на параметри електромеханічних частин привідної системи. Обмеження накладаються на: потік механічної енергії, який генерується в зоні вибою на долоті; величини прискорень і ударів, що припустимі у ГС, КПС і конструкції бурової вишки (щогли); перевантажувальну здатність двигунів; припустимий рівень нагріву вузлів; вібрацію поставу тощо. Обмеження основних факторів разом з видом збурення (за каналами збурення у приводі обертання і задання – у приводі СПО і подачі) визначають припустимі закони зміни як основної (зовнішньої чи вихідної), так і усіх проміжних координат системи приводів.

Алгоритми функціонування регуляторів визначаються шляхом поступової корекції динамічних характеристик кожного із контурів, починаючи від самого швидкодіючого внутрішнього ( $m = 1$ , де  $m$  – поточний номер контуру) і послідовно просуваючись до зовнішнього контуру з мінімальною швидкодією ( $m = n$ , де  $n$  – кількість контурів керування).

У подальшому під оптимізацією розуміємо зведення динамічних параметрів замкненого контуру відповідно до обмежень, що накладаються на якість перехідного процесу [82 – 87].

Узагальнена передавальна функція об'єкта контуру оптимізації згідно зі зробленими припущеннями набуває вигляду

$$W_{on}(p) = W_{okn}(p)W_{onn}(p) = \frac{2\xi'_n T'_n p + 1}{T_n^2 p^2 + 2\xi_n T_n p + 1} \frac{\sum a_{mn} p^m}{\sum b_{mn} p^m}.$$

Тут динамічна ланка  $W_{okn}(p)$  відповідає ланкам, вплив яких компенсується регулятором. Друга динамічна ланка подана дробово-раціональним виразом, дія якого через складність алгоритму компенсації не може бути приглушена класичним ПД-регулятором. Якщо віднести сталі часу дробово-раціональних передавальних функцій до “малих” сталих часу контуру регулювання, що не

Таблиця 6.1

Алгоритми роботи контурів керування приводом обертання

Контур	Контролювана величина на контуру	Алгоритм роботи класичного регулятора контуру	Алгоритм корекції впливу додаткових ланок у контурі (розподілений класичний регулятор)	Алгоритм корекції впливу додаткових ланок у контурі (зосереджений класичний регулятор)
1	2	3	4	5
Струм	Поперечна складова струму статора	$\frac{T_I p + 1}{a T_{\mu} p}$	$\frac{p^2 T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1}{p^4 T_I T_{EM} T_y^2 + p^3 \left( T_I T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_{EM} \gamma T_y^2 \right) + p^2 \left( T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y \right) + T_{EM} \gamma} \times \frac{T_I p + 1}{a T_{\mu} p}$	$\frac{p^2 T_y^2 + p 2\xi_y T_y + 1}{p^4 T_I T_{EM} T_y^2 + p^3 \left( T_I T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_{EM} \gamma T_y^2 \right) + p^2 \left( T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y \right) + T_{EM} \gamma} \times \frac{T_I p + 1}{a T_{\mu} p}$
	Поперечна складова (по-східовна корекція) струму статора	$\frac{(T_I p + 1) p T_{EM} \gamma + 1}{a T_{\mu} p^2 T_{EM} \gamma}$	$\frac{p^2 (y-1) T_y^2}{p^4 T_y^2 T_I T_{EM} \gamma + p^3 \left( T_I T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_{EM} \gamma T_y^2 \right) + p^2 \left( T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_y^2 \right) + p \left( T_{EM} \gamma + 2\xi_y T_y \right) + 1} \times \frac{T_I p + 1}{a m T_{\mu} p}$	$\frac{p^2 (y-1) T_y^2}{p^4 T_y^2 T_I T_{EM} \gamma + p^3 \left( T_I T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_{EM} \gamma T_y^2 \right) + p^2 \left( T_I T_{EM} \gamma + T_{EM} \gamma 2\xi_y T_y + T_y^2 \right) + p \left( T_{EM} \gamma + 2\xi_y T_y \right) + 1} \times \frac{T_I \cdot p + 1}{a m \cdot T_{\mu} \cdot p}$

Продовження табл. 6.1

1	2	3	4	5
Струму	Поперечна складова струму статора (паралельна корекція)	$\frac{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}{a T_{\mu} p^2 T_{EM} \gamma}$	$\left( T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1 \right) \left( T_4^2 p^2 + 2\xi_4 T_4 p + 1 \right) - \frac{T_{EM} \mathcal{P} \left( T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1 \right)}{a T_{\mu} p} \times$	$\left( T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1 \right) \left( T_4^2 p^2 + 2\xi_4 T_4 p + 1 \right) - \frac{T_{EM} \mathcal{P} \left( T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1 \right)}{a T_{\mu} p} \times$
Швидкості	Частота обертання деузна (последова корекція)	$\frac{\gamma T_{EM}}{a C a T_{\mu}} \cdot \frac{p b_c a_c T_{\mu} + 1}{p b_c a_c T_{\mu}}$	$\frac{p^2 (1-\gamma) T_y^2}{p^2 \gamma T_y^2 + p 2 \xi_y T_y + 1} \cdot \frac{T_{EM}}{a C a T_{\mu}} \cdot \frac{p b_c a_c T_{\mu} + 1}{p b_c a_c T_{\mu}}$	$\frac{p^2 (1-\gamma) T_y^2}{p^2 \cdot \gamma \cdot T_y^2 + p \cdot 2 \cdot \xi_y \cdot T_y + 1} \cdot \frac{T_{EM}}{a C \cdot a T_{\mu}} \times$ $\times \frac{p b_c a_c T_{\mu} + 1}{p b_c a_c T_{\mu}} \cdot \frac{T_{IP} + 1}{a T_{\mu} p}$ $\times \frac{T_{EM} \mathcal{P} (T_{IP} + 1) + \left( T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1 \right)}{T_{EM} \mathcal{P} (T_{IP} + 1) \left( T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1 \right)}$
	Частота обертання постау (паралельна корекція)	$\frac{\gamma T_{EM}}{a C a T_{\mu}} \cdot \frac{p b_c a_c T_{\mu} + 1}{p b_c a_c T_{\mu}}$	$\frac{p^2 \cdot \gamma \cdot T_y^2}{p \cdot 2 \cdot \xi_y \cdot T_y + 1} \cdot \frac{\gamma \cdot T_{EM}}{a C \cdot a T_{\mu}} \cdot \frac{p \cdot b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu} + 1}{p \cdot b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu}}$	$\frac{p^2 \cdot \gamma T_y^2}{p 2 \xi_y T_y + 1} \cdot \frac{T_{EM}}{a C a T_{\mu}} \times$ $\times \frac{p b_c a_c T_{\mu} + 1}{p b_c a_c T_{\mu}} \cdot \frac{T_{IP} + 1}{a T_{\mu} p} \cdot \frac{K_{II}}{R_s + K_r^2 R_r}$ $\times \frac{T_{EM} \mathcal{P} (T_{IP} + 1) + \left( T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1 \right)}{T_{EM} \mathcal{P} (T_{IP} + 1) \left( T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1 \right)}$

Таблиця 6.2

Алгоритми роботи контурів керування приводом спуско-піднімальних операцій і подачі поставу

Контур	Контрольована величина на контуру	Алгоритм роботи класичного регулятора контуру	Алгоритм корекції впливу додаткових ланок у контурі (розподілений класичний регулятор)	Алгоритм корекції впливу додаткових ланок у контурі (зосереджений класичний регулятор)
1	2	3	4	5
Струму	Поперечна складова струму статора (постійна ко-реляція)	$\frac{T_{I p+1}}{a T_{\mu p}}$	$\frac{\sum_{n=0}^6 (b_{n1} - a_{n1}) p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n} \frac{T_{I p+1}}{a T_{\mu p}}$	$\frac{\sum_{n=0}^6 (b_{n1} - a_{n1}) p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n} \frac{T_{I p+1}}{a T_{\mu}}$
	Поперечна складова струму статора (параметрична кореляція)	$\frac{(T_{I p+1}) p T_{EM} \gamma + 1}{a T_{\mu p}^2 T_{EM}}$	$\frac{\sum_{n=0}^6 (b'_{n1} - a'_{n1}) p^n}{\sum_{n=0}^6 a'_{n1} p^n} \frac{(T_{I p+1}) p T_{EM} \gamma + 1}{a T_{\mu p}^2 T_{EM}}$	$\frac{\sum_{n=0}^6 (b'_{n1} - a'_{n1}) p^n}{\sum_{n=0}^6 a'_{n1} p^n} \frac{(T_{I p+1}) p T_{EM} \gamma + 1}{a T_{\mu p}^2 T_{EM}}$

Продовження табл.6.2

1	2	3	4	5
Струму	Поперечна складова струму статора	$\frac{T_{21}^2 p^2 + 2\xi_{21} T_{21} p + 1}{a T_{\mu} p^2 T_{EM}}$	$\left( T_{41}^2 p^2 + 2\xi_{41} T_{41} p + 1 \right) \cdot \left( T_{61}^2 p^2 + 2\xi_{61} T_{61} p + 1 \right) - T_{EM} p (T_{1p} + 1) \cdot \left( T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{11} p + 1 \right) \cdot \left( T_{31}^2 p^2 + 2\xi_{31} T_{31} p + 1 \right) \frac{\times}{T_{EM} p (T_{1p} + 1)} \cdot \left( T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{11} p + 1 \right) \cdot \left( T_{31}^2 p^2 + 2\xi_{31} T_{31} p + 1 \right) \frac{T_{21}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_{21} \cdot T_{21} \cdot p + 1}{a T_{\mu} p \cdot p}$	$\left( T_{41}^2 p^2 + 2\xi_{41} T_{41} p + 1 \right) \cdot \left( T_{61}^2 p^2 + 2\xi_{61} T_{61} p + 1 \right) - T_{EM} p (T_{1p} + 1) \cdot \left( T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{11} p + 1 \right) \cdot \left( T_{31}^2 p^2 + 2\xi_{31} T_{31} p + 1 \right) \frac{\times}{T_{EM} p (T_{1p} + 1)} \cdot \left( T_{11}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{11} p + 1 \right) \cdot \left( T_{31}^2 p^2 + 2\xi_{31} T_{31} p + 1 \right) \frac{T_{21}^2 p^2 + 2\xi_{21} T_{21} p + 1}{a T_{\mu} p}$
Швидкості вала електро- двигуна	Частота обертання вала асинхронного двигуна	$\frac{T_{EM} p b_c a_c \cdot T_{\mu} + 1}{a c a T_{\mu} p b_c a_c T_{\mu}}$	$\frac{T_{EM} p \cdot b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu} + 1}{a_c \cdot a T_{\mu} \cdot T_{\mu} p \cdot b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu}}$	$\frac{\sum_{n=0}^4 (b_{n2} - a_{n2}) \cdot p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n2}} \cdot \frac{T_{EM} p \cdot b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu} + 1}{a_c \cdot a T_{\mu} \cdot T_{\mu} p \cdot b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu}} \cdot \frac{T_{11} \cdot p + 1}{a T_{\mu} \cdot p} \cdot \frac{\sum_{n=0}^6 b_{n1} \cdot p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} \cdot p^n}$



6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі таобертання поставу

Продовження табл. 6.2

1	2	3	4	5
<p>Тиску в гідростемі</p>	<p>Тиск мастила (послідовна корекція)</p>	$\frac{T_2 p + 1}{a_2 a_c a T_{\mu} p}$	$\frac{\sum_{n=0}^4 (b_{n3} - a_{n3}) p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n3} p^n} \cdot \frac{T_2 p + 1}{a_2 a_c a T_{\mu} p}$	$\frac{\sum_{n=0}^4 (b_{n3} - a_{n3}) p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n3} p^n} \cdot \frac{T_2 p + 1}{a_2 a_c a T_{\mu}} \times$ $\frac{T_{EM}}{a_c a T_{\mu}} \cdot \frac{p b_c a_c T_{\mu} + 1}{p b_c a_c \cdot T_{\mu}} \times$ $\frac{\sum_{n=0}^4 b_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n2} p^n} \cdot \frac{T_{1p} + 1}{a T_{\mu} p} \cdot \frac{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}$
	<p>Тиск мастила (паралельна корекція)</p>	$\frac{(T_2 p + 1) p T_{M2} \gamma_{23} + 1}{a_2 a_c a T_{\mu} p^2 T_{M2} \gamma_{23}}$	$\frac{\sum_{n=0}^4 (b'_{n3} - a'_{n3}) p^n}{\sum_{n=0}^4 a'_{n3} p^n} \cdot \frac{(T_2 p + 1) p T_{M2} \gamma_{23} + 1}{a_2 a_c a T_{\mu} p^2 T_{M2} \gamma_{23}}$	$\frac{\sum_{n=0}^4 (b'_{n3} - a'_{n3}) p^n}{\sum_{n=0}^4 a'_{n3} p^n} \cdot \frac{(T_2 p + 1) p T_{M2} \gamma_{23} + 1}{a_2 a_c a T_{\mu} p^2 T_{M2} \gamma_{23}} \times$ $\frac{T_{EM}}{a_c a T_{\mu}} \cdot \frac{p b_c a_c T_{\mu} + 1}{p b_c a_c T_{\mu}} \times$ $\frac{\sum_{n=0}^4 b_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n2} p^n} \cdot \frac{T_{1p} + 1}{a T_{\mu} p} \cdot \frac{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}$

Продовження табл. 6.2

1	2	3	4	5
<p><i>Пуску в зйоросистемі</i></p>	<p><i>Пуск мастила</i></p>	$\frac{T_{23}^2 p^2 + 2\xi_{23} T_{23} p + 1}{a_2 a_c a_T \mu p^2 T_M \gamma_{23}}$	$\left( T_{43}^2 p^2 + 2\xi_{43} T_{43} p + 1 \right) - T_M \gamma_{23} p (T_2 p + 1) \cdot \left( T_{13}^2 p^2 + 2\xi_{13} T_{13} p + 1 \right) \cdot \left( T_{33}^2 p^2 + 2\xi_{33} T_{33} \cdot p + 1 \right) \frac{T_M \gamma_{23} p (T_2 p + 1)}{T_M \gamma_{23} p (T_2 p + 1)} \cdot \left( T_{13}^2 p^2 + 2\xi_{13} T_{13} p + 1 \right) \cdot \left( T_{33}^2 p^2 + 2\xi_{33} T_{33} p + 1 \right) \times \frac{T_{EM} p b_c a_c T_{\mu} + 1}{a_c a_T T_{\mu} p b_c a_c \cdot T_{\mu}}$	$\left( T_{43}^2 p^2 + 2\xi_{43} T_{43} p + 1 \right) - T_M \gamma_{23} p (T_2 p + 1) \cdot \left( T_{13}^2 p^2 + 2\xi_{13} T_{13} p + 1 \right) \cdot \left( T_{33}^2 p^2 + 2\xi_{33} T_{33} p + 1 \right) \frac{T_M \gamma_{23} p (T_2 p + 1)}{T_M \gamma_{23} p (T_2 p + 1)} \cdot \left( T_{13}^2 p^2 + 2\xi_{13} T_{13} p + 1 \right) \cdot \left( T_{33}^2 p^2 + 2\xi_{33} T_{33} p + 1 \right) \times \frac{T_{EM} p b_c a_c T_{\mu} + 1}{a_c a_T T_{\mu} p b_c a_c \cdot T_{\mu}} \cdot \frac{\sum_{n=0}^4 b_{n2} p^n}{T_I \cdot p + 1} \cdot \frac{\sum_{n=0}^6 b_{n1} \cdot p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} \cdot p^n} \cdot \frac{T_{23}^2 p^2 + 2\xi_{23} T_{23} p + 1}{a_2 a_c a_T \mu p^2 T_M \gamma_{23}}$

6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі таобертання поставу

Продовження табл. 6.2

1	2	3	4	5
Швидкості	Частота обертання вала гідродвигуна	$\frac{\gamma_{23} T_{M2}}{a_4 a_2 a_{c a T} \mu} \times$ $\frac{a_4 a_2 a_{c a T} \mu p + 1}{a_4 a_2 a_{c a T} \mu p}$	$\frac{p^2 (1 - \gamma_{23}) T_y^2}{p^2 \gamma_{23} T_y^2 + p 2 \xi_y T_y + 1} \times$ $\frac{\gamma_{23} T_{M2}}{a_4 a_2 a_{c a T} \mu} \frac{a_4 a_2 a_{c a T} \mu p + 1}{a_4 a_2 a_{c a T} \mu}$	$\frac{p^2 (1 - \gamma_{23}) T_y^2}{p^2 \gamma_{23} T_y^2 + p 2 \xi_y T_y + 1} \frac{\gamma_{23} T_{M2}}{a_4 a_2 a_{c a T} \mu} \times$ $\frac{a_4 a_2 a_{c a T} \mu p + 1}{a_4 a_2 a_{c a T} \mu p} \frac{T_2 p + 1}{a_2 a_{c a T} \mu} \frac{\sum_{n=0}^4 b_{n3} p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n3} p^n} \times$ $\frac{T_{EM}}{a_{c a T} \mu} \frac{p b_{c a T} \mu + 1}{p b_{c a T} \mu} \times$ $\frac{\sum_{n=0}^4 b_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n2} p^n} \frac{T_{IP} + 1}{a_{n1} p^n} \frac{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}$

6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі таобертання поставу

Закінчення табл. 6.2

1	2	3	4	5
Швидкості	Лінійна швидкість переміщення бую- рового поставу	$\frac{\gamma_{23} T M_2}{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T} \times$ $\frac{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p + 1}{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p}$	$\frac{p^2 \gamma_{23} T y^2}{p 2 \xi y T y + 1} \frac{\gamma_{23} T M_2}{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p} \times$ $\frac{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p + 1}{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p}$	$\frac{p^2 \gamma_{23} T y^2}{p 2 \xi y T y + 1} \frac{\gamma_{23} T M_2}{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p} \times$ $\frac{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p + 1}{a_{\mu} a_{\mu} a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p} \frac{T_2 p + 1}{a_2 a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p} \times$ $\frac{T_{EM}}{a_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p} \frac{p b_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} + 1}{p b_{\mu} a_{\mu} T_{\mu} p} \times$ $\frac{\sum_{n=0}^4 b_{n2} p^n}{\sum_{n=0}^4 a_{n2} p^n} \frac{\sum_{n=0}^6 b_{n1} p^n}{T_{1p} + 1} \frac{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}{\sum_{n=0}^6 a_{n1} p^n}$

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

компенсуються, то його швидкодія істотно зменшиться. Остання обставина негативно позначиться на роботі усієї системи керування. Вибором “малої некомпенсованої” сталої часу оптимізованого контуру керування визначається припустима межа швидкодії контуру.

У контурах керування струмом, тиском у ГС приводу СПО і подачі поставу, а також керування струмом приводу обертання поставу проявляються форсуючі дії оборотної ЕРС і зворотного від'ємного зв'язку за витратою рідини (мастила) у ГС. У цих контурах з'являються некомпенсовані нулі в передавальних функціях. При цьому контурний регулятор з ПД – характеристикою не забезпечує зведення передавальної функції замкненого контуру до поставлених вимог. Для компенсації додаткового нуля у передавальній функції слід в ПД-регулятор увести ще один полюс на початку координат, що сприяє появі регуляторів з динамічною  $\text{III}^2$  – характеристикою. Тому навіть у тих випадках, коли характеристичні частоти додаткових передавальних функцій об'єкта керування не попадають у смуги пропускання відзначених контурів, регулятори повинні мати динамічну  $\text{III}^2$  – характеристику

$$W(p) = \frac{T_n^2 p^2 + 2\xi_n T_n p + 1}{p^2 T_0} .$$

При такому налаштуванні регуляторів струму і тиску в приводах, що досліджуються, статичні похибки замкнених контурів спрямовані до нуля.

Для заглушення пружних коливань поставу, ГС і КПС додаткові регулюючі ланки можливо увімкнути послідовно або паралельно до основних регуляторів (керування із розподіленою обчислювальною потужністю), або звести їхню дію від паралельних регуляторів до виходу регулятора струму, тобто до входу напівпровідникового перетворювача (керування із зосередженою обчислювальною потужністю). Останнє має перевагу, оскільки коригується найбільший швидкодійний контур. Алгоритми роботи регуляторів при такому способі заглушення коливальних процесів у системі керування визначаються так.

**Розподілена обчислювальна потужність.** Для компенсації додаткових передавальних функцій необхідно до кожного основного класичного регулятора приєднати послідовно додатковий регулятор з узагальненою передавальною функцією вигляду  $W'_n(p) = \frac{\sum b_{mn} p^m}{\sum a_{mn} p^m}$  або паралельно (табл. 6.1, 6.2, рис.

6.2, а) додаткову динамічну ланку

$$W_n(p) = \frac{1}{p T_{OT} W_{okn}(p)} \frac{\sum (b_{mn} - a_{mn}) p^m}{\sum a_{nm} p^m} .$$

За такої компенсації одержуємо додатковий регулятор з поліномами чисельника і знаменника, що доходять до шостого степеня – у контурі струму приводу СПО і подачі поставу, до четвертого – у контурі частоти обертання двигуна приводу СПО і подачі та у контурі струму приводу обертання поставу, що ускладнює їхню реалізацію у класичному вигляді.

**б. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приволів сучасно-піднятих операцій, подачі та обертання поставу**

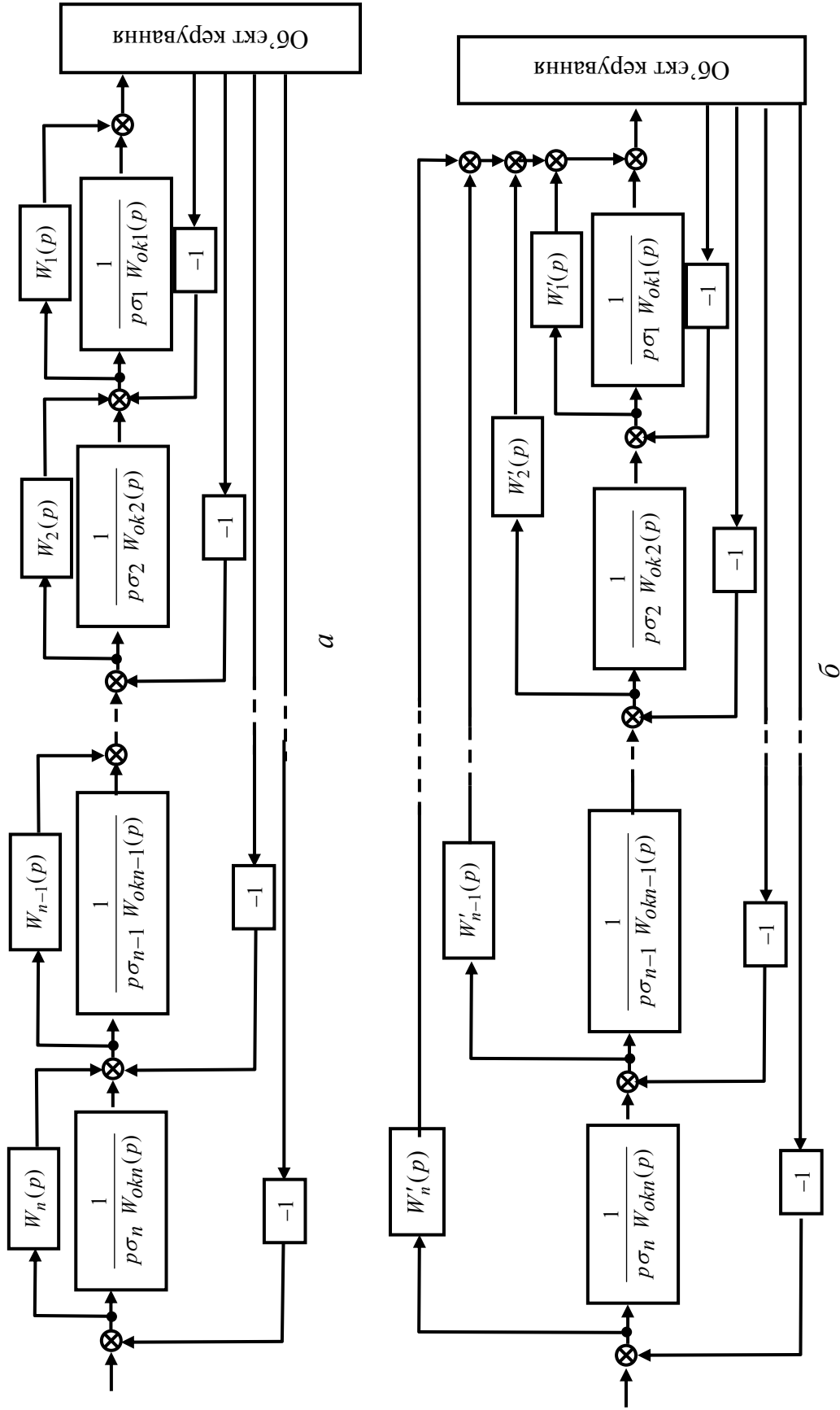


Рис.6.2. Структурна схема системи керування приводом з додатковими класичними корегувальними регуляторами, розподіленими за контурами керування (а) та зосередженими у внутрішньому контурі (б)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

**Зосереджена обчислювальна потужність.** Якщо звести дію всіх додаткових регуляторів на вихід внутрішнього регулятора, то замість  $n$  увімкнених кожному паралельно регулятору можемо знайти один, що охоплює паралельно класичні регулятори і замінює їхню дію (рис.6.2, б). Але при цьому алгоритм роботи цього регулятора

$$W'(p) = \frac{1}{pT_{on}W_{okn}(p)} \frac{\sum (b_{mn} - a_{mn})p^m}{\sum a_{nm}p^m} \prod_{k=n-1}^1 \left( \frac{1}{pT_{ok}W_{okk}(p)} \frac{\sum b_{nk}p^n}{\sum a_{nk}p^n} \right)$$

стає більш складним, ніж алгоритм роботи кожного із них (табл. 6.1, 6.2).

При такому підході всі алгоритми корекції динамічних процесів містять похідні другого – шостого степеня від сигналу неузгодженості, що за наявності завад вплине на працездатність такої компенсації. Крім того, зміна параметрів об'єкта керування призводить до нестабільності характеристичних частот коливань поставу, а тому можливе налаштування алгоритмів корекції тільки в одній робочій точці контурів. Зміна кількості приєднаних бурових штанг причиняє зсув нулів і полюсів об'єкта керування щодо регулюючого органа контуру керування, що збільшує коливальність системи керування. Тому алгоритми корекції динаміки роботи приводу мають володіти властивостями адаптації до змінних параметрів об'єкта керування.

Питання компенсації пружних коливань у контурах регулювання вирішуємо шляхом використання принципів нечіткого керування складними об'єктами, до яких відносимо й електроприводи СПО, подачі та обертання поставу БВ за наявності пружних зв'язків трансмісії. Замість класичних корегувальних регуляторів високого порядку вводимо нечіткі контурні регулятори у кожен із контурів (рис. 6.3, а) або зводимо дію усіх додаткових регуляторів до виходу внутрішнього класичного регулятора (рис. 6.3, б). Порядок динамічної характеристики нечіткого регулятора обмежуємо першою похідною та однократним інтегруванням від сигналу неузгодженості, тобто шукаємо налаштування нечіткого ПД-регулятора (ПД фаззи-регулятора).

Підхід на основі теорії нечітких множин по суті є альтернативою загальноприйнятим кількісним методам аналізу систем. Він має такі відмінності:

- замість або на додаток до числових змінних використовуються нечіткі величини, так звані "лінгвістичні" змінні;
- прості співвідношення між змінними описуються за допомогою нечітких висловлювань;
- складні співвідношення описуються нечіткими алгоритмами.

Такий підхід дає наближені, але у той самий час й ефективні способи опису поведінки складних об'єктів керування, до яких відносимо і розглянуті приводи ЕГМС та ЕМС. До появи робіт Л.Заде, така інформація не використовувалася в алгоритмах керування системами регулювання.

Тому, щоб зберегти переваги систем керування з активною послідовною корекцією, паралельно до класичного регулятора приєднуємо нечіткий регулятор, функції якого будуть полягати у заглушенні коливань, що виникають у

б. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приволів сучасно-піднятих операцій, подачі та обертання постау

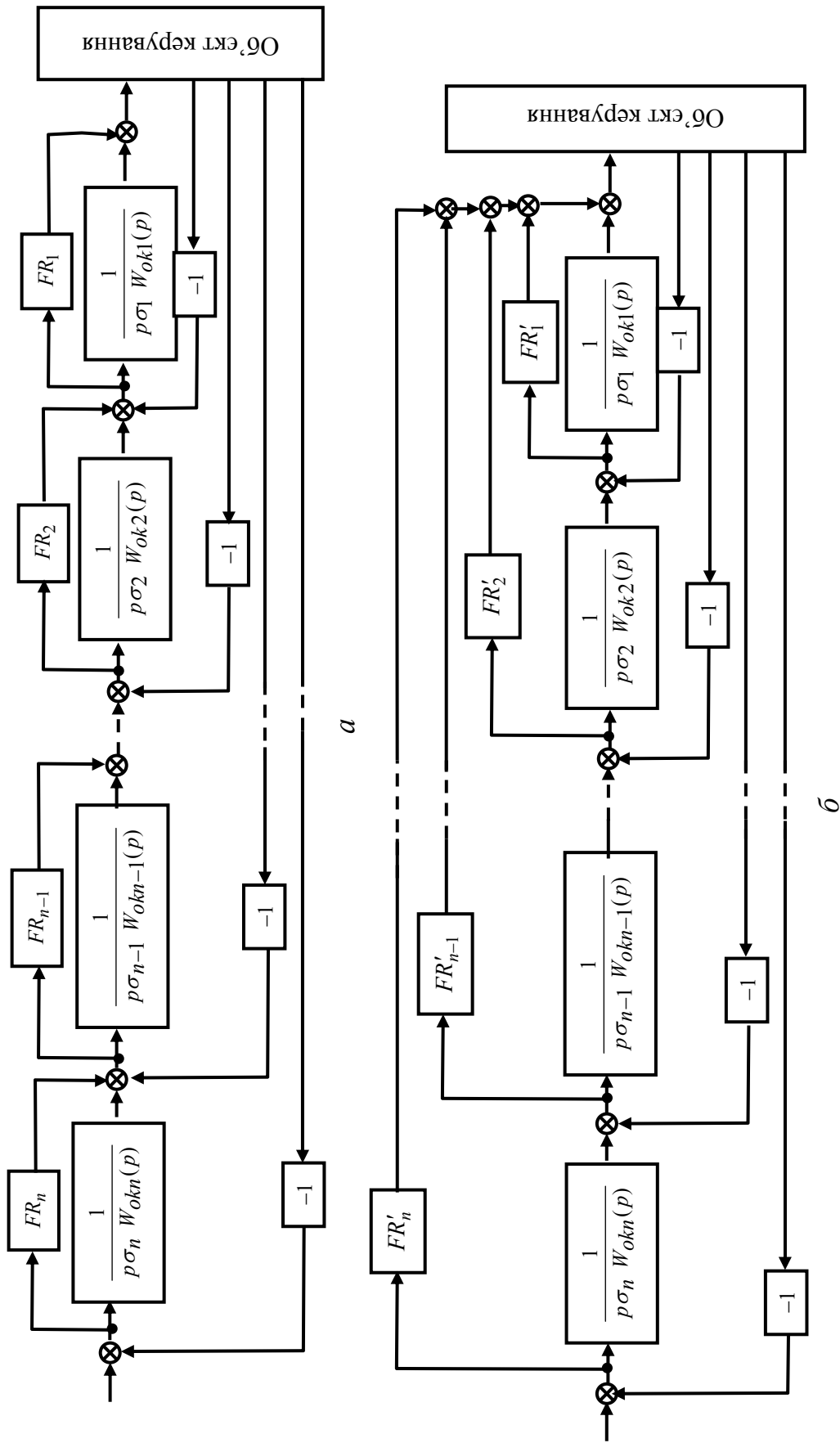
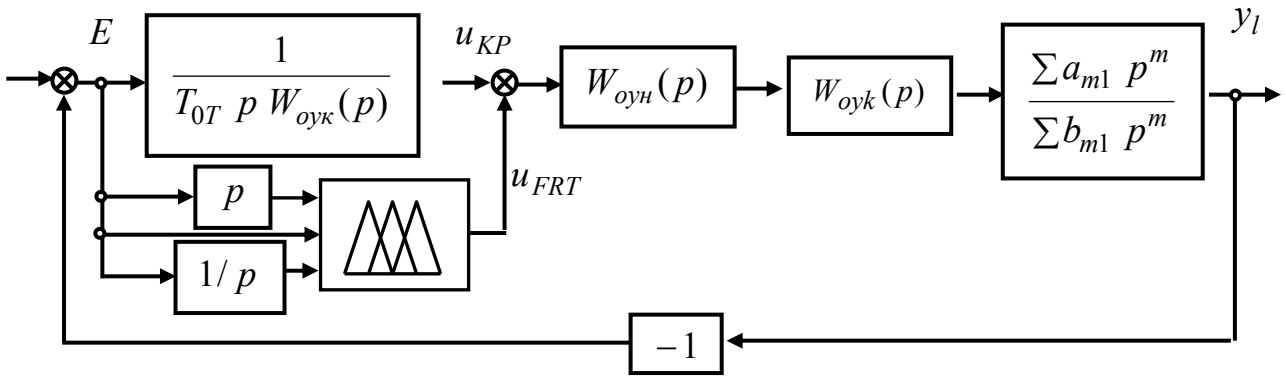


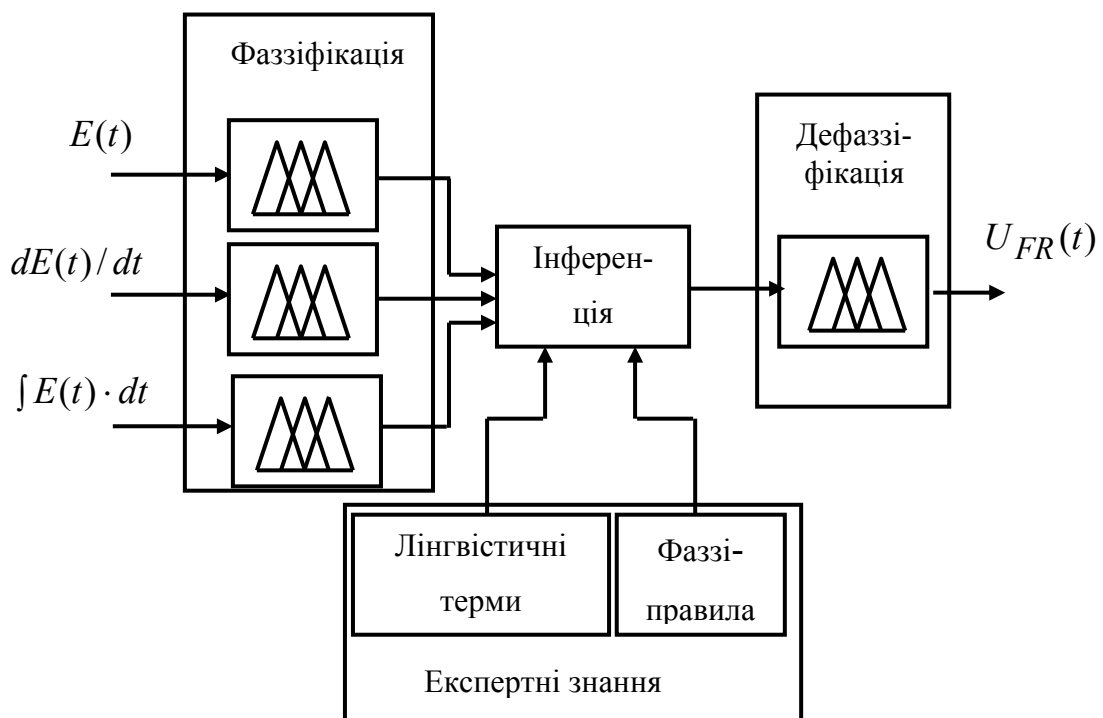
Рис.6.3. Структурна схема системи керування приводом з додатковими нечіткими корегувальними регуляторами, розподіленими за контурами (а) та зосередженими у внутрішньому контурі (б)



**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**



*a*



*б*

Рис. 6.4. Структурні схеми контуру з розподіленою обчислювальною потужністю фаззі-регулятора (*a*) та пропорційно-інтегрально-диференціального фаззі-регулятора (*б*)

системі керування від пружних коливань у буровому поставі, ГС і КПС, рис. 6.4, *a*.

Нечіткі регулятори мають дуже гнучку структуру, що дозволяє застосовувати їх у системах зі змінними параметрами, до яких належать досліджувані приводні системи. Нечіткий регулятор являє собою експертну систему, що складається з фаззифікатора, блока правил і дефаззифікатора, рис. 6.4, *б*.

Застосування нечіткого керування, основаного на евристичному підході у формуванні закону регулювання до систем високого порядку, забезпечує про-

## 6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу

сте і швидке налаштування системи контролю. Бажана якість перехідного процесу регулювання може бути досягнута як зміною внутрішніх параметрів регулятора на основі накопичених експертних знань процесу керування, так і за рахунок навчання регулятора з використанням адаптивних алгоритмів нейронних мереж. У ряді випадків нечіткий регулятор забезпечує більш високі показники якості перехідних процесів у порівнянні з класичними. Застосування нечіткого регулятора привнесе в привідні системи обертання, СПО і подачі поставу властивість робастності стосовно варіювання параметрів об'єкта керування і зовнішніх збурень.

Для усунення суб'єктивного впливу помилок експерта задачу розташування вхідних функцій належності, формування бази правил, вибору і розміщення вихідних функцій належності ефективно вирішуємо за допомогою використання можливостей штучних нейронних мереж.

### **6.2. Налаштування контурних регуляторів з використанням кластерного аналізу і нейронної мережі**

У нечіткому регуляторі, що досліджується, відсутні які-небудь початкові припущення щодо кількості і взаємного розташування функцій належності. Тому кількість функцій належності вибираємо на основі кластерного аналізу вектора вхідного сигналу нечіткого регулятора.

Під терміном “кластерний аналіз” розглядаємо сукупність алгоритмів, розроблених для формування однорідних класів (кластерів) у досліджуваній проблемній області. Кластеризація – це об'єднання об'єктів у групи (кластери) за допомогою схожості ознак об'єктів однієї групи і відмінностей між ними. Методи та алгоритми кластерного аналізу, як інструмент оціночного дослідження даних, дуже ефективні при пошуку закономірностей у великих багатомірних масивах, таких як сигнали на входах і виходах регуляторів досліджуваних привідних систем. У більшості алгоритмів кластеризації не використовується традиційні для статистичних методів припущення де вони застосуються за умов практично повної відсутності інформації про закони розподілу даних.

Кластеризацію застосовуємо для векторів вхідних сигналів додаткових нечітких регуляторів (рис. 6.3) з кількісними (числовими) ознаками. Сукупність сигналів нечітких досліджуваних регуляторів розглядаємо як деяку кінцеву множину елементів  $A = \{a_1, a_n\}$ , тобто об'єктів кластеризації. Розглядаємо кінцеве число ознак (атрибутів)  $P = \{p_1, p_q\}$ , кожне з яких кількісно являє собою деяку властивість або характеристику сигналу керування. При цьому натуральним числом  $n$  позначаємо загальну кількість об'єктів даних (потужність множини  $n = \text{card}(A) = |A|$ ), а  $q$  – загальну кількість вимірних ознак сигналу керування.

У розв'язуваній задачі для кожного з об'єктів кластеризації за кількісною

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

шкалою заміряні всі ознаки множини  $P$ . Тим самим кожному з елементів  $a_i \in A$  відповідає деякий вектор універсуму (множини, що містить усі можливі елементи)  $x_i = \left( \overline{x_1^i, x_q^i} \right)$ , де  $x_j^i$  – кількісне значення ознаки  $p_j \in P$  для об'єкта даних  $a_i \in A$ . Для вхідних сигналів нечітких регуляторів струму і частоти обертання усі  $x_j^i$  приймають тільки деякі дійсні значення  $x_j^i \in R$  (де  $R$  – множина дійсних чисел, що лежать у діапазоні  $R = \{x | x_{\min} \leq x \leq x_{\max}\}$ ).

Вектори значень ознак універсуму  $x_i = \left( x_1^i, x_q^i \right)$  подаємо у вигляді матриці даних  $D$  розміром  $(n \times q)$ , кожен рядок якої дорівнює значенню вектора  $x_i$ .

Під системою нечітких підмножин  $\mathcal{T}(\mathcal{A}) = \{ \mathcal{A}_k | \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A} \}$  множини  $\mathcal{A}$  тут розуміємо "покриття", при якому виконується умова  $\bigcup_k \mathcal{A}_k = \mathcal{A}$  ( $\mathcal{A}_k \in \mathcal{T}$ ), тобто об'єднання усіх (або частини) підмножин із  $\mathcal{T}(\mathcal{A})$ , які збігаються (або "покривають") з початковою нечіткою множиною  $\mathcal{A}$ .

Під системою нечітких підмножин  $\mathcal{R}(\mathcal{A}) = \{ \mathcal{A}_k | \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A} \}$  множини  $\mathcal{A}$  мається на увазі розбивка, яка задовольняє умовам

$$\bigcup_k \mathcal{A}_k = \mathcal{A}, \quad (\mathcal{A}_k \in \mathcal{R}); \quad h_c < 1,$$

де  $c = \mathcal{A}_l \cap \mathcal{A}_m$  ( $\forall \mathcal{A}_l, \mathcal{A}_m \in \mathcal{R}$ ) – загальна кількість нечітких кластерів;  $h_c$  – висота парного перетину нечітких підмножин нечіткої розбивки.

Таким чином, об'єднання усіх (або частини) нечітких підмножин із  $\mathcal{R}(\mathcal{A})$  збігається (або "покриває") з початковою нечіткою множиною  $\mathcal{A}$ , при цьому величина попарного перетину будь-яких нечітких підмножин нечіткої розбивки буде менша за одиницю ( $h_c < 1$ ).

Задачу нечіткого кластерного аналізу у загальному вигляді формулюємо так: на основі вихідних даних  $D$  визначити таку нечітку розбивку  $\mathcal{R}(\mathcal{A}) = \{ \mathcal{A}_k | \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A} \}$  або нечітке "покриття"  $\mathcal{T}(\mathcal{A}) = \{ \mathcal{A}_k | \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A} \}$  множини  $\mathcal{A} = A$  на задане число  $c$  нечітких кластерів  $\mathcal{A}_k$  ( $k \in \overline{2, c}$ ), що створює екстремум деякої цільової функції  $f(\mathcal{R}(A))$  серед усіх нечітких розбивок або функції  $f(\mathcal{T}(A))$ .

Припускаємо, що шукані нечіткі кластери являють собою нечіткі множини  $\mathcal{A}_k$ , які утворюють нечіткі "покриття" початкової множини об'єктів класифікації  $\mathcal{A} = A$ , для яких можна записати, що

$$\sum_{k=1}^c \mu_{\mathcal{A}_k}(a_i) = 1 \quad (\forall a_i \in A),$$

де  $c$  – загальна кількість нечітких кластерів  $\mathcal{A}_k$  ( $k \in \overline{2, c}$ ), що вважається наперед заданою ( $c \in N$  і  $c > 1$ );  $N$  – множина натуральних чисел.

Далі для кожного нечіткого кластера розглядаємо типові зображення або центри  $\nu_k$  шуканих нечітких кластерів  $\mathcal{A}_k$  ( $k \in \overline{2, c}$ ), що розраховуються

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

окремо кожно із ознак за такою формулою:

$$v_j^k = \frac{\sum_{i=1}^n [\mu_{A_k}(a_i)]^m \cdot x_j^i}{\sum_{i=1}^n (\mu_{A_k}(a_i))^m} \quad (\forall k \in \{\overline{2, c}\}, \forall p_j \in P),$$

де  $m$  – експонентна вага нечіткої кластеризації ( $m \in \mathbb{R}$ ,  $m > 1$ ), величина якої визначається кількістю (потужністю  $card(A)$ ) множин  $A$  (чим більше значень має множина  $A$ , тим меншою за величиною вибирається  $m$  [89 – 99]).

Кожен із центрів кластерів являє собою вектор  $v_k = \left( v_1^k, v_2^k \right)$  у якомусь  $q$ -мірному нормованому ізоморфному  $R^q$  просторі, тобто  $v_j^k \in R^q$ , якщо всі ознаки виміряні у шкалі відносин.

Якщо цільову функцію  $f(\mathcal{T}(A))$  розглядати як суму квадратів зважених відхилень координат об'єктів кластеризації від центрів шуканих нечітких кластерів, тобто як

$$f(A_k, v_j^k) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^c (\mu_{A_k}(a_i))^m \cdot \sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^k)^2,$$

то остаточно задачу нечіткої кластеризації сформулюємо так: для заданої матриці  $D$ , кількості нечітких кластерів  $c$  ( $c \in \mathbb{N}$  і  $c > 1$ ) і параметра  $m$  визначити матрицю  $U$  значень функцій належності об'єктів кластеризації  $a_i \in A$  нечітким кластером  $A_k$  ( $k \in \{\overline{2, c}\}$ ), яка досягає мінімуму цільової функції

$$f(A_k, v_j^k) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^c (\mu_{A_k}(a_i))^m \cdot \sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^k)^2$$

і задовольняють як основним

$$\sum_{k=1}^c \mu_{A_k}(a_i) = 1 \quad (\forall a_i \in A)$$

$$(\forall k \in \{2, \dots, c\}, \forall p_j \in P) v_j^k = \frac{\sum_{i=1}^n (\mu_{A_k}(a_i))^m \cdot x_j^i}{\sum_{i=1}^n (\mu_{A_k}(a_i))^m},$$

так і додатковим обмеженням

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n \mu_{A_k}(a_i) &> 0 \quad (\forall k \in \{2, \dots, c\}), \\ \mu_{A_k}(a_i) &\geq 0 \quad (\forall k \in \{2, \dots, c\}, \forall a_i \in A). \end{aligned} \quad (6.1)$$

Обмеження (6.1) виключає появу порожніх нечітких кластерів у шуканій нечіткій кластеризації і безпосередньо виходить з визначення функції належності нечітких множин. Мінімізація цільової функції дозволяє зменшити відхилення усіх об'єктів кластеризації від центрів нечітких кластерів пропорційно значенням функцій належності цих об'єктів.

Позитивною властивістю постановки задачі нечіткої кластеризації є природна інтерпретація як шуканих нечітких кластерів, обумовлених функціями

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

належності, так і їхніх типових зображень або центрів, що також визначаються у результаті розв’язання поставленої задачі.

Початковою інформацією для кластеризації є матриця спостережень вхідних сигналів нечіткого регулятора, що формується за даними осцилограми на вході нечіткого регулятора:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} de_{11}/dt & e_{11} & \int e_{11} \cdot dt \\ de_{12}/dt & e_{12} & \int e_{12} \cdot dt \\ \dots & \dots & \dots \\ de_{1n}/dt & e_{1n} & \int e_{1n} \cdot dt \end{bmatrix},$$

кожен рядок якої являє собою значення трьох ознак одного з  $q$  об'єктів кластеризації. Задача кластеризації складається з розбивки об'єктів матриці  $\mathbf{D}$  на декілька підмножин (кластерів), де об'єкти схожі між собою більше, ніж із об'єктами з інших кластерів. У метричному просторі “подібність” визначають через відстань. Відстань розраховують як між вихідними об'єктами (рядками матриці  $\mathbf{D}$ ), так і від цих об'єктів до прототипу кластерів. У розглядуваній задачі координати прототипів апріорно невідомі – вони визначаються одночасно з розбивкою даних на кластери. Спершу застосовуємо алгоритм субтрактивної кластеризації, що не вимагає задання кількості кластерів і дозволяє виявити їхні центри. Потім, у разі необхідності, уточнюємо кількість виявлених центрів кластерів, використовуючи алгоритм  $c$ -середніх, що розбиває дані на попередньо відоме число кластерів, знайдених при субтрактивній кластеризації.

Визначивши число кластерів для вхідних змінних, далі використовуємо можливість навчання нейронних штучних мереж для знаходження вихідних функцій належності і взаємного розташування як вхідних, так і вихідних функцій належності.

### **6.2.1. Визначення кількості функцій належності вхідних змінних нечіткого регулятора методом субтрактивної кластеризації**

Спочатку, для визначення кількості кластерів, використовуємо метод субтрактивної кластеризації. Мета методу полягає в тому, що спершу кожна точка даних розглядається як центр потенційного кластера, потім обчислюється міра здатності кожною точкою даних зображувати центр кластера. Ця кількісна міра ґрунтується на оцінці щільності точок даних навколо відповідного центра кластера.

Метод [100] був запропонований Р. Ягером і Д. Філевим (Yager R., Filev D.) у 1993 р. Алгоритм субтрактивної кластеризації задається у вигляді ітеративного виконання такої послідовності кроків. На першому кроці формуються потенційні центри кластерів. Для алгоритму субтрактивної кластеризації чис-

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

ло потенційних центрів кластерів  $c$  має бути кінцевим. Ним може бути кількість об'єктів кластеризації (рядки в матриці  $D$ ), тоді  $c = n$ . Позначимо через  $c_r$  – кількість значень, що можуть приймати центри кластерів за  $r$ -ю координатою ( $r = \overline{2, p}$ ). Тоді кількість можливих кластерів  $c = \prod_{r=2, p} c_r$ .

На другому кроці алгоритму розраховується потенціал центрів кластерів за формулою

$$P(v_k) = \sum_{\substack{r=2, p \\ h=1, n}} e^{-\alpha \cdot L(v_r, x_h)},$$

де  $v_r$  – потенційний центр  $r$ -го кластера ( $r = \overline{2, p}$ );  $\alpha$  – позитивна константа (масштабний коефіцієнт);  $L(v_r, x_h)$  – відстань між потенційним центром кластера ( $v_r$ ) та об'єктом кластеризації ( $x_h$ ).

В евклідовому просторі  $L(v_r, x_h) = \sqrt{(v_r - x_h)^2}$ . Для розв'язуваної задачі об'єкти кластеризації задані трьома ознаками ( $q = 3$ ).

На третьому кроці алгоритму за центри кластерів вибирають координати вершин. Центром першого кластера є точка з найбільшим потенціалом. Щоб вибрати наступний центр кластера, то необхідно спочатку виключити вплив раніше знайденого кластера. Тому величина потенціалу для можливих центрів кластерів, що залишилися, розраховується так: від поточних значень потенціалу віднімають “внесок” центра раніше знайденого кластера. Величину потенціалу перераховують за формулою

$$P_2(v_r) = P_1(v_r) - P_1(v_1) \cdot e^{-\beta \cdot L(v_r, v_1)},$$

де  $P_1(v_r)$  – величина потенціалу на попередній ітерації;  $P_2(v_r)$  – величина потенціалу на наступній ітерації;  $v_1$  – центр першого знайденого кластера,

$$v_1 = \arg \max_{v_1, v_2, \dots, v_p} (P_1(v_1), P_1(v_2), \dots, P_1(v_p));$$

$\beta$  – позитивна константа (параметр алгоритму субтрактивної кластеризації).

Центр другого кластера визначається за максимальним значенням перерахованого потенціалу, тобто як

$$v_2 = \arg \max_{v_1, v_2, \dots, v_p} (P_2(v_1), P_2(v_2), \dots, P_2(v_p)).$$

Потім знову прораховується значення потенціалів:

$$P_3(v_h) = P_2(v_h) - P_2(v_1) \cdot e^{-\beta \cdot L(v_h, v_2)}.$$

Ітераційна процедура перераховування величин потенціалів і виділення центрів кластерів продовжується доти, доки максимальне значення потенціалу не перевищить заздалегідь припустимий поріг.

За наведеним алгоритмом нечіткої кластеризації розрахована величина вектора вхідної напруги для нечітких регуляторів струму і частоти приводу обертання, а також для контурів струму, частоти обертання і лінійної швидкості приводу СПО і подачі поставу. Результати розрахунків, виконаних за алгоритмом нечіткої субтрактивної кластеризації, наведені на рис. 6.6, де знайдені центри кластеризації позначені стовщеними кружечками.

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

Відповідно до проведеної субтрактивної кластеризації отримано три центри кластеризації для регулятора частоти приводу обертання, чотири – для регулятора струму приводу обертання і по три – для регуляторів струму, частоти обертання і лінійної швидкості приводу СПО та подачі поставу.

Два центри кластеризації для регулятора струму приводу обертання поставу, що розташовані поряд, можна об'єднати, оскільки це спростить алгоритм функціонування нечіткого регулятора.

Таким чином, методом субтрактивної кластеризації вдається виділити функції належності для кожного нечіткого регулятора приводів обертання, СПО і подачі поставу. Для приводу СПО і подачі поставу на даному етапі дослідження вже відомі центри кластерів. Для знаходження координат центрів кластеризації регулятора струму приводу обертання поставу слід продовжити дослідження та уточнити кількість кластерів за допомогою алгоритму *c*-середніх.

**6.2.2. Визначення кількості функцій належності вхідних змінних нечіткого регулятора методом нечітких *c*-середніх**

Ідея використання алгоритму для розв'язання сформульованої задачі нечіткої кластеризації була запропонована у 1974 р Дж. К. Данном (J.C.Dunn) [101]. Цей алгоритм спочатку мав назву нечіткого ISODATA (fuzzy ISODATA або FISODATA). У 1980 р. Дж. К. Беждек (J.C.Bezdek) теоретично довів збіжність цього алгоритму і пізніше (1983 р.) у роботах [102 – 104] було зроблено узагальнення алгоритму FISODATA на випадок довільних нечітких різноманітностей та запропонував для цього алгоритму назву нечітких *c*-середніх (FCM, Fuzzy C-Means).

Алгоритм *c*-середніх має ітеративний характер і застосовується для послідовного поліпшення вихідної нечіткої розбивки  $\mathcal{R}(A)=\{A_k \mid A_k \subseteq A\}$ , що встановлена при використанні методу субтрактивної кластеризації. На кожній з ітерацій рекурентно перераховуються значення функцій належності нечітких кластерів та їхніх типових складових.

Операція знаходження *c*-середніх завершується тоді, коли відбудеться виконання заданого апріорі деякого кінцевого числа ітерацій або коли мінімальна абсолютна різниця між значеннями функцій належності на двох послідовних ітераціях не стане менше деякого апріорі заданого значення.

Алгоритм *c*-середніх визначається як ітеративна послідовність кроків. На першому кроці попередньо задаються: кількість шуканих нечітких кластерів *c* ( $c \in \mathbb{N}$  і  $c > 1$ ), максимальна кількість ітерацій алгоритму *s* ( $s \in \mathbb{K}$ ), параметр збіжності алгоритму  $\varepsilon$  ( $\varepsilon \in R_+$ ) (де  $R_+$  – множина дійсних позитивних чисел, включаючи і нуль, що визначаються у діапазоні  $R = \{x \mid 0 \leq x \leq +\infty\}$ ), а також робиться розрахунок експонентної ваги цільової функції і центрів кластерів *m*. Як поточне значення розбивки на першій ітерації алгоритму для

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

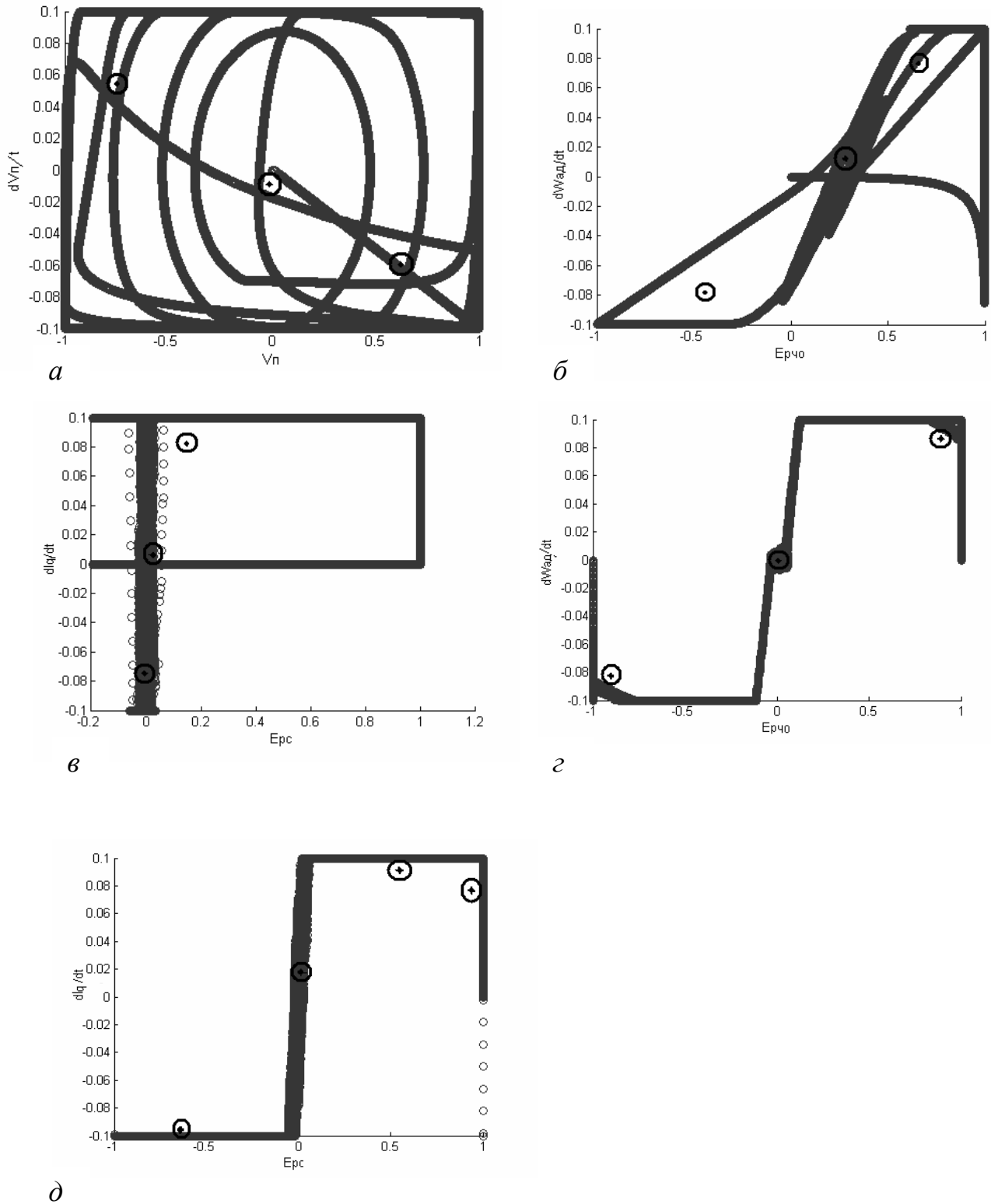


Рис. 6.6. Результати кластерного аналізу вхідних сигналів нечітких регуляторів лінійної швидкості поставу (*a*), частоти обертання АД (*б*), струму приводу СПО та подачі поставу (*в*), швидкості частоти обертання (*з*) і струму (*д*) приводу обертання поставу залежно від величини неузгодженості та швидкості зміни контрольованої координати



матриці даних  $D$  задається деяка величина розбивки  $\mathcal{R}(\mathcal{A}) = \{\mathcal{A}_k \mid \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A}\}$  для  $c$  непорожніх не-чітких кластерів, що описуються сукупністю функцій належності  $\mu_k(a_i) (\forall k \in \{2, c\}, \forall a_i \in A)$ .

На другому кроці для початкової поточної нечіткої функції розбивки  $\mathcal{R}(\mathcal{A}) = \{\mathcal{A}_k \mid \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A}\}$  за формулою

$$v_j^k = \frac{\sum_{i=1}^n [(\mu_{A_k}(a_i))^m \cdot x_j^i]}{\sum_{i=1}^n (\mu_{A_k}(a_i))^m} \quad (6.2)$$

розраховуються центри нечітких кластерів  $v_j^k (\forall k \in \{2, c\}, \forall p_j \in P)$  і значення цільової функції

$$f(A_k, v_j^k) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^c (\mu_{A_k}(a_i))^m \cdot \sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^k)^2.$$

Кількість виконаних ітерацій має дорівнювати  $s (s \in \mathcal{K})$ .

На третьому кроці формується нова нечітка розбивка  $\mathcal{R}'(\mathcal{A}) = \{\mathcal{A}_k \mid \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A}\}$  вихідної множини об'єктів кластеризації  $A$  для  $c$  непорожніх нечітких кластерів, що характеризуються сукупністю функцій належності  $\mu'_k(a_i) (\forall k \in \{2, c\}, \forall a_i \in A)$ , яка записується так:

$$\mu'_{A_k}(a_i) = \left( \sum_{l=1}^c \left( \left( \sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^k)^2 \right)^{0,5} \cdot \left( \sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^l)^2 \right)^{-0,5} \right)^{\frac{2}{m-1}} \right)^{-1} \\ (\forall k \in \{2, c\}, \forall a_i \in A).$$

При цьому, якщо для деякого  $k \in \{2, c\}$  і деякого  $a_i \in A$  величина  $\sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^k)^2 = 0$ , то для відповідного нечіткого кластера  $\mathcal{A}_k$  припускається, що  $\mu'_k(a_i) = 1$ , а для інших кластерів  $\mathcal{A}_l (\forall l \in \{2, c\}, l \neq k)$  – що  $\mu'_l(a_i) = 0$ . Якщо ж таких  $k \in \{2, c\}$  для якогось  $a_i \in A$  виявиться декілька, тобто для них  $\sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^k)^2 = 0$ , то при цьому евристично для меншого з  $k$  припускається, що  $\mu'_k(a_i) = 1$ , а для інших  $l \in \{2, c\}, l \neq k$  – що  $\mu'_l(a_i) = 0$ .

На четвертому кроці для нової нечіткої розбивки  $\mathcal{R}'(\mathcal{A}) = \{\mathcal{A}_k \mid \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A}\}$  за формулою (6.2) розраховуються центри нечітких кластерів  $v_j^k (\forall k \in \{2, c\}, \forall p_j \in P)$  і величина цільової функції

$$f(A_k, v_j^k) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^c (\mu_{A_k}(a_i))^m \cdot \sum_{j=1}^q (x_j^i - v_j^k)^2.$$

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

Якщо число виконаних ітерацій перевищує задане  $s$  ( $s \in K$ ) або модуль різниці  $|f(\mathcal{A}_k, \nu_j^k) - f'(\mathcal{A}_k, \nu_j^k)| \leq \varepsilon$ , тобто не перевищує параметра збіжності алгоритму  $\varepsilon$ , то за шуканий результат нечіткої кластеризації приймається "нечітка розбивка  $\mathcal{R}'(\mathcal{A}) = \{\mathcal{A}_k \mid \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A}\}$ , і виконання алгоритму завершується. У протилежному разі величина  $\mathcal{R}(\mathcal{A}) = \mathcal{R}'(\mathcal{A})$  вважається поточною нечіткою розбивкою і для  $s$  непорожніх нечітких кластерів слід перейти до третього кроку формування нечіткої розбивки  $\mathcal{R}'(\mathcal{A}) = \{\mathcal{A}_k \mid \mathcal{A}_k \subseteq \mathcal{A}\}$  вихідної множини об'єктів кластеризації  $\mathcal{A}$ , збільшивши на одиницю число виконаних ітерацій.

Алгоритм  $c$ -середніх за своїм характером відноситься до наближених алгоритмів пошуку екстремуму вибраної цільової функції за наявності обмежень, що допускаються. Тому в результаті виконання даного алгоритму визначаються локально-оптимальні нечіткі розбивки  $\mathcal{R}^*(\mathcal{A})$ , що описуються сукупністю функцій належності  $\mu'_k(a_i) (\forall k \in \{2, c\}, \forall a_i \in \mathcal{A})$ , а також центри або типові зображення кожного з нечітких кластерів  $\nu_j^k (\forall k \in \{2, c\}, \forall p_j \in P)$ .

З урахуванням того, що на етапі застосування субтрактивної кластеризації вхідного вектора регулятора струму приводу обертання поставу отримано чотири кластери, з яких два розташовані поряд, то для розрахунку центрів кластерів методом  $c$ -середніх приймаємо спочатку три кластери.

Результати розрахунку розташування трьох кластерів методом нечітких  $c$ -середніх наведені на рис. 6.7. Центри кластерів позначені стовщеними кружечками.

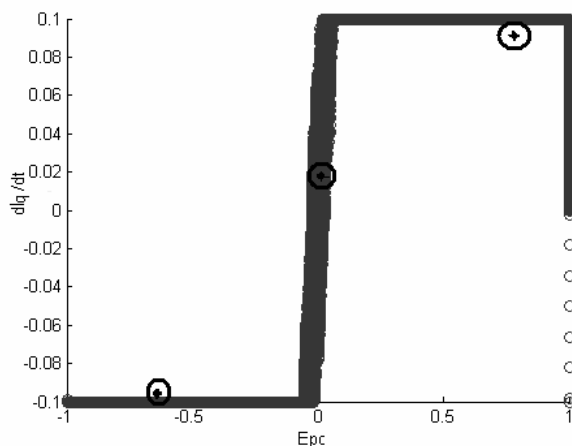


Рис. 6.7. Результати розрахунку алгоритмом  $c$ -середніх центрів розташування при задані трьох початкових кластерів

### **6.2.3. Налаштування нечіткого регулятора з використанням штучної нейронної мережі**

Штучна нейронна мережа задачу параметричного синтезу додаткового корегувального контурного регулятора дозволяє вирішувати шляхом налаштування параметрів функцій належності вхідних сигналів нечіткого регулятора і встановлення бази правил функціонування регулятора. Адаптивні методи використовуються для налаштування функцій належності, щоб нечітка система регулювання цілком відтворювала шукані залежності.

Для корегувального нечіткого регулятора вибираємо за вхідні величини: сигнал неузгодженості, інтеграл від сигналу неузгодженості, швидкість зміни координати, що контролюється, вихідний сигнал нечіткого регулятора, знайдений за передавальною функцією (табл. 6.1, 6.2) і функцією належності, які виявлені під час кластерного аналізу вхідних сигналів регулятора. Розташування вхідних і вихідних функцій належності, кількість вихідних функцій належності, правила обробки результатів фаззифікації на цьому етапі невідомі. При такому складному вхідному сигналі на вході і виході нечіткого регулятора експерту важко на всьому діапазоні зміни навантажень підібрати для всіх комбінацій, що зустрічаються, розташування функції належності і правила їхньої обробки. Більш результативно це завдання вирішується, якщо використати можливість адаптивної фаззі-нейронної мережі.

Динаміка роботи бурової колони розглядалася як двомасна система обертових коливань із зосередженими параметрами, що зведені до частоти обертання асинхронного двигуна у приводі обертання, або як тримасна у приводі спуско-піднімальних операцій. Моделювався кожен контур регулювання окремо за діючими значеннями струмів і напруг, рис. 6.8. Окрім традиційних ланок контурів регулювання, вводилися додаткові, що враховували дію пружних зв'язків як при обертанні, так і при спуско-піднімальних операціях поставу, рис. 6.8.

Процес стрибкоподібного збільшення величини задання частоти обертання двигуна від нульового значення до номінального, реверса від номінального позитивного значення до номінального від'ємного, а потім навпаки: від від'ємного номінального значення до позитивного, дає можливість отримати найбільш характерну вибірку даних зміни сигналів на вході й виході нечітких регуляторів, що використані для тренування функцій належності і правил обробки термів, рис. 6.9.

Використавши відомий набір даних вхідних і вихідних сигналів регуляторів, адаптивна нейронна мережа будує нечітку систему висновків, параметри якої налаштовуються за допомогою алгоритмів *back propagation* (зворотного розповсюдження) або в комбінації з методом *least squares type* (найменших квадратів) – гібридний метод [105, 106]. Наведені алгоритми дозволяють ефективно навчатися нейронечіткому регулятору від наявного набору даних на його вході і виході.

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

У нейронній мережі з фаззи-структурою (рис. 6.10) емулюється фаззі-система з еквівалентною нейронною мережею, причому таким чином, щоб ця

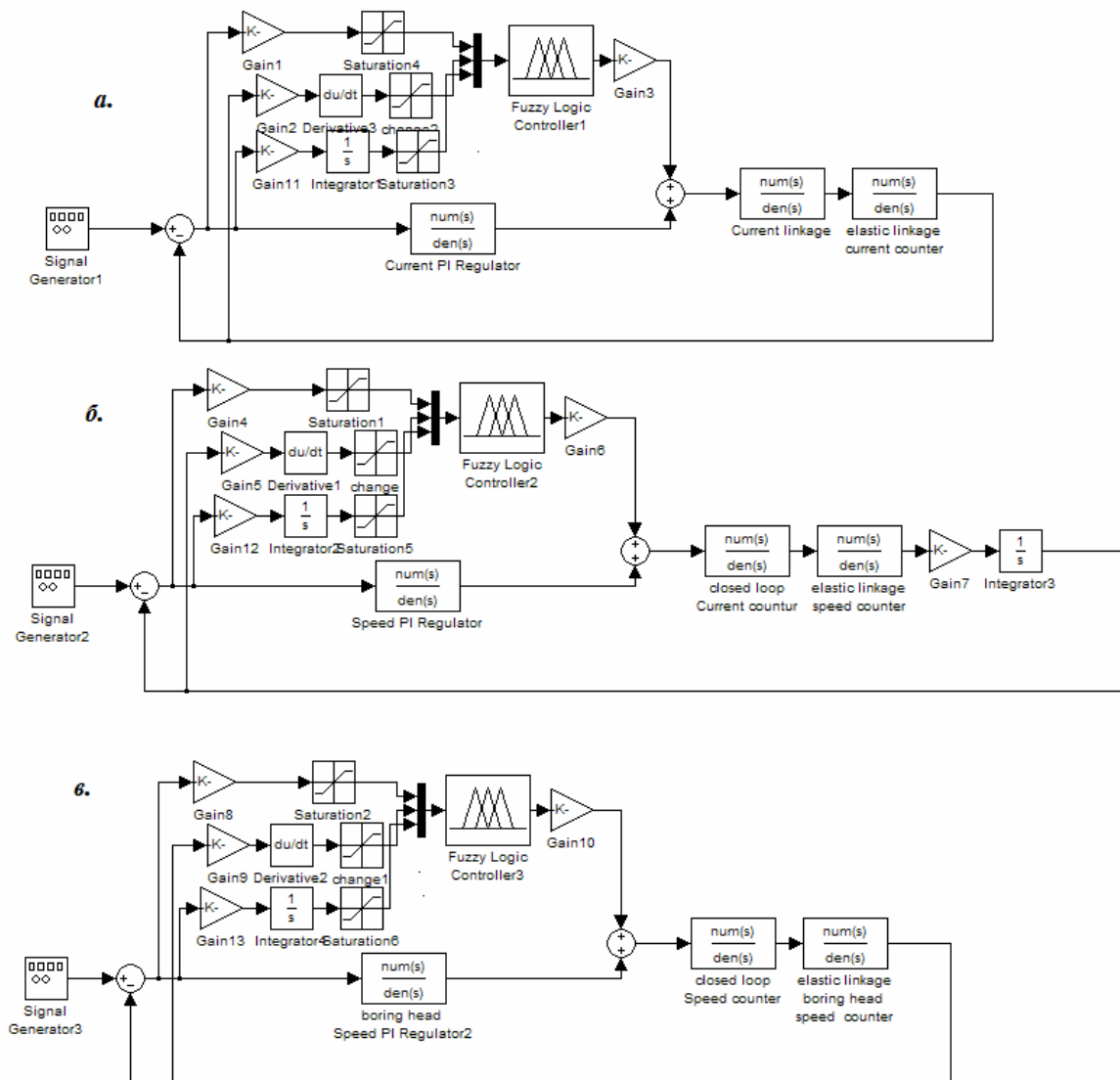


Рис.6.8. Математичні моделі контурів: струму (а), частоти обертання вала асинхронного двигуна (б), лінійної швидкості (в) пересування поставу (Signal Generator 1... 3 – задавач вхідних сигналів; Gain 1...10 – пропорційні ланки; Saturation 1...6 – блоки обмеження сигналів; Fuzzy Logic Controller 1...3 – фаззі-регулятори; Current PI Regulator – регулятор струму; Speed PI Regulator – регулятор частоти обертання; boring head Speed PI Regulator 2 – регулятор лінійної швидкості пересування поставу; Current linkage – об’єкт керування контуром струму; elastic linkage current counter – додаткова динамічна ланка контуру струму; elastic linkage speed counter – додаткова динамічна ланка контуру частоти обертання; closed loop Current countur – замкнений оптимізований контур струму; Integrator – інтегратор; closed loop Speed counter – замкнений оптимізований контур частоти обертання; elastic linkage boring head speed counter – об’єкт керування контуром лінійного переміщення поставу)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

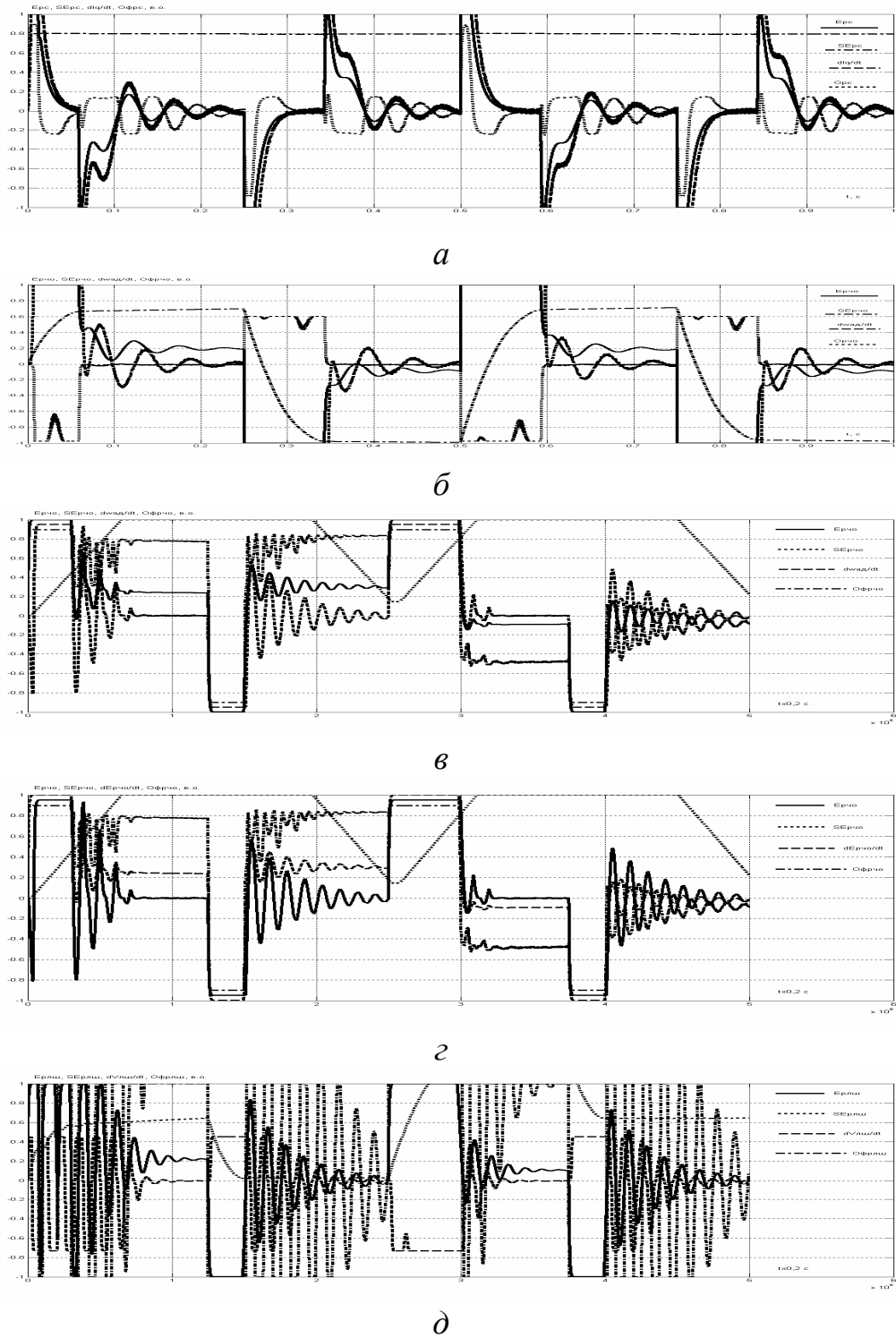


Рис.6.9. Осцилограми сигналів неузгодженості, інтегралу неузгодженості, швидкості зміни контрольованого сигналу на входах та вихідних сигналів додаткових паралельних нечітких регуляторів, розподілених "за контурами, згідно з якими встановлюється експертна база правил для приводів обертання (контури: *а* – струму, *б* – частоти обертання), СПО та подачі поставу (контури: *в* – струму, *г* – частоти обертання, *д* – лінійної швидкості поставу)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

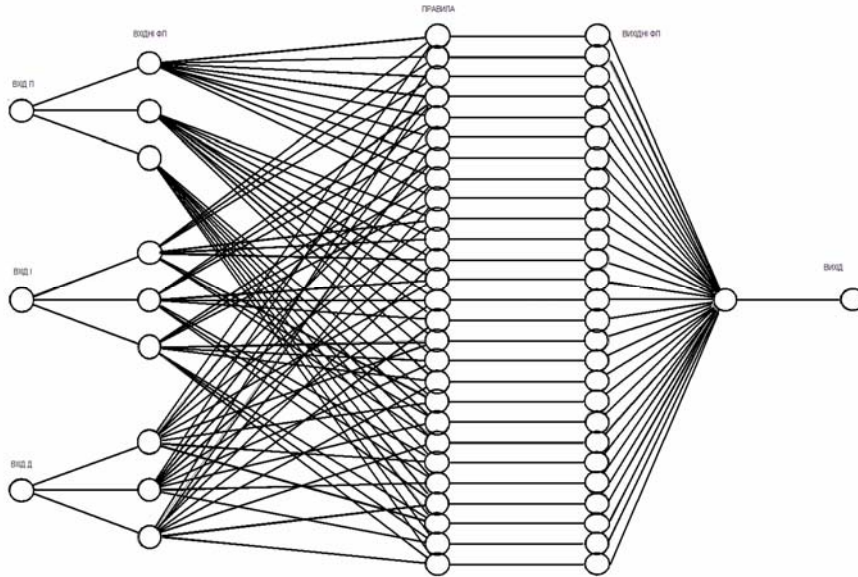


Рис.6.10. Структура гібридної нейронної мережі (архітектура ANFIS)

мережа у процесі її навчання ініціалізувалася значеннями вхідної (вихідної) множини. Множина вхідних (вихідних) сигналів використовується для тренування нейронної мережі.

Після навчання результат з нейронної мережі переноситься назад у фаззі-правила, що аналізуються експертом з погляду їх застосування. Завдяки цьому нейронна мережа ефективно генерує базу фаззі-правил.

Нейронна мережа будується як нечіткий регулятор з усіма властивими йому атрибутами, має вхідні і вихідні функції належності, а також містить правила обробки нечітких сигналів.

Фаззі-нейронна мережа містить чотири шари нейронів.

Шар 1 (Layer 1, input membership function), у якому виходи вузлів являють собою числові значення функцій належності відповідно до значень вхідних сигналів, тобто

$$\mu_{11}(e), \mu_{21}(e), \mu_{31}(e); \mu_{41}(de/dt), \mu_{51}(de/dt), \mu_{61}(de/dt); \mu_{71}(\int e \cdot dt), \mu_{81}(\int e \cdot dt), \mu_{91}(\int e \cdot dt).$$

Шар 2 (Layer 2, rule), у якому виходи – степені істинності передумов сформованих правил бази знань системи обчислюються за виразами (база знань)

$$\mu_{11n}(e) \wedge \mu_{21n}(e) \wedge \mu_{31n}(e) \wedge \mu_{41n}(de/dt) \wedge \mu_{51n}(de/dt) \wedge \mu_{61n}(de/dt) \wedge \mu_{71n}(\int e \cdot dt) \wedge \mu_{81n}(\int e \cdot dt) \wedge \mu_{91n}(\int e \cdot dt) \Rightarrow \alpha_{1n},$$

де  $n = 1 \dots 9$ .

Нейрони другого шару можуть моделювати логічні операції " $\wedge$ ", " $\vee$ ".

Шар 3 (Layer 3, output membership function), де нейрони визначають вихідні функції належності

$$\mu'_1(\alpha_1), \mu'_2(\alpha_2), \mu'_3(\alpha_3), \mu'_4(\alpha_4), \mu'_5(\alpha_5), \mu'_6(\alpha_6), \mu'_7(\alpha_7), \mu'_8(\alpha_8), \mu'_9(\alpha_9).$$

Шар 4 (Layer 4, aggregated), де єдиний нейрон обчислює вихід мережі

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

$$U_{corFR} = f(\mu'_1(\alpha_1), \mu'_2(\alpha_2), \mu'_3(\alpha_3), \mu'_4(\alpha_4), \mu'_5(\alpha_5), \mu'_6(\alpha_6), \mu'_7(\alpha_7), \mu'_8(\alpha_8), \mu'_9(\alpha_9)).$$

Для визначення взаємного розташування функцій належності і правил обробки лінгвістичних змінних застосований типовий підхід, що полягає у побудові алгоритмів навчання за допомогою гібридних нейронних мереж.

Гібридною мережею має бути (невідоме) відображення вигляду

$$y^k = f(x^k) = f(x_1^k, x_2^k, \dots, x_n^k), \quad k = 1, 2, \dots, N,$$

за наявності навчальної множини (рис. 6.8)

$$\{(x^1, y^1), \dots, (x^N, y^N)\}.$$

Для моделювання невідомого зображення  $f(x_1^k, x_2^k, \dots, x_n^k)$  використовується алгоритм нечіткого висновку, застосовуючи такі предикатні правила:

$$P_i: \text{якщо } x_1 \in A_{i1} \text{ і } x_2 \in A_{i2}, \text{ тоді } y = z_i, \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

де  $A_{ij}$  – нечіткі числа;  $z_i$  – дійсні числа, за допомогою яких обчислюється степінь істинності  $i$ -го правила

$$\alpha_i = \prod_{j=1}^n A_{ij}(x_j^k).$$

Тоді вихід нечіткої системи розраховують за допомогою центроїдного методу, тобто як

$$U_{corFR}^k = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i \cdot z_i}{\sum_{i=1}^m \alpha_i}.$$

За функцію похибки для  $k$ -го образу ( $k$ -го елемента навчальної вибірки) приймалась величина, пропорційна квадрату різниці бажаного виходу і виходу мережі [106], але саме

$$E(w) = 0,5 \sum_{j,p} (y_{j,p}^{(N)} - o_{j,p})^2,$$

де  $y_{j,p}^N$  – дійсний вихідний стан нейрона  $j$ -го вихідного шару  $N$  нейронної мережі при подачі на її входи  $p$ -го образу;  $o_{j,p}$  – бажаний вихідний стан цього нейрона.

Дослідження впливу налаштованих параметрів нечітких регуляторів при навчанні нейронечіткої мережі типу ANFIS проводилося за умов:

кількість епох навчання – 100;

кількість вхідних функцій належності встановлена методом субтрактивної кластеризації та уточнена методом нечітких  $c$ -середніх;

алгоритми навчання: зворотного розповсюдження і гібридний;

перевірялися функції належності: трикутна, трапецеїдальна, узагальнена дзвоноподібна, гауссова, подвійна гауссова,  $\pi$ -функція;

застосовувалися вихідні функції належності типу Сугено нульового (const) або першого (line) порядків.

Результати розрахунків нечітких додаткових контурних регуляторів для параметрів бурового верстата СБШС-250Н зведені до табл. 6.3, з якою видно, що для "розглянутої" задачі "немає" потреби "застосовувати" вхідні "функції"

Таблиця 6.3

Значення похибок навчання нейронної мережі ANFIS (де контури 1 – струму, 2 – частоти обертання, 3 – лінійної швидкості приводу СПО та подачі поставу, 4 – струму і 5 – частоти обертання приводу обертання поставу)

Тип функції належності	Кон-тур	Алгоритми навчання//вихідні функції належності			
		Back propagation //const	Back propagation // line	Hybrid //const	Hybrid // line
Трикутна	1	0,19019	0,18045	0,19448	0,17903
	2	0,20739	0,19965	0,18798	0,17896
	3	0,21016	0,20213	0,19065	0,17960
	4	0,17946	0,17705	0,17809	0,17353
	5	0,21061	0,17903	0,17353	0,16939
Трапецеїдальна	1	0,18150	0,17743	0,18041	0,17069
	2	0,18336	0,17536	0,17069	0,16668
	3	0,18861	0,17967	0,19107	0,17586
	4	0,17988	0,17683	0,18012	0,17184
	5	0,18488	0,17586	0,17184	0,16964
Узагальнена дзвоноподібна	1	0,18340	0,17640	0,17200	0,16940
	2	0,18835	0,17909	0,18861	0,17536
	3	0,19029	0,18137	0,18964	0,17605
	4	0,18056	0,17780	0,17771	0,17065
	5	0,18275	0,17605	0,17065	0,16627
Гауссова	1	0,18986	0,18210	0,18878	0,17661
	2	0,18835	0,17911	0,18861	0,17536
	3	0,18151	0,17741	0,17200	0,17069
	4	0,18132	0,17900	0,17806	0,17183
	5	0,18506	0,17661	0,17183	0,16690
Подвійна гауссова	1	0,18896	0,18104	0,18833	0,17576
	2	0,19067	0,18953	0,18965	0,17879
	3	0,19549	0,18868	0,18737	0,18032
	4	0,18030	0,17781	0,17855	0,17097
	5	0,18363	0,17576	0,17097	0,16752
$\pi$ -функція	1	0,18860	0,17983	0,19091	0,17640
	2	0,19214	0,18077	0,18798	0,17886
	3	0,19651	0,18693	0,19106	0,18381
	4	0,18150	0,17536	0,18041	0,17200
	5	0,18018	0,17724	0,17933	0,16668
	2	0,18151	0,17741	0,17200	0,17069
	3	0,18340	0,17640	0,17200	0,16940



**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

належності більшої складності, ніж трикутна або гаусова. Алгоритм навчання нейронної мережі може бути як зворотного розповсюдження, так і комбінованим гібридним через несуттєву різницю у похибках навчання мережі.

Фактично навчання закінчується після семидесятого циклу незалежно від типу функцій належності (рис.6.11). Після закінчення навчання мережі помилки відтворення вихідного сигналу для будь-якого типу вхідних функцій належності приблизно зрівнюються.

До табл.6.4 зведені знайдені на нейронечіткому регуляторі параметри вхідних функцій належності гаусса для досліджуваних приводів, що подані у вигляді

$$gaussmf(x, \sigma, c) = e^{-\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2},$$

де  $c$  – зсув;  $\sigma$  – ширина гауссової функції.

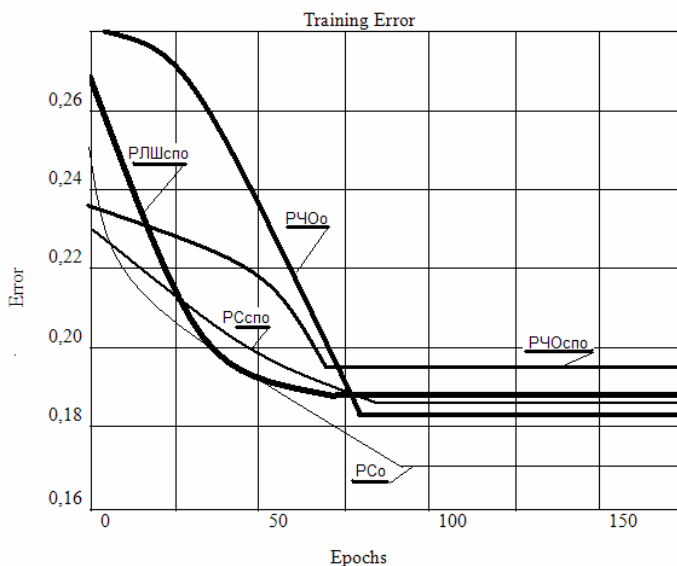


Рис.6.11. Графіки похибок при навчанні нейронечіткого регулятора

Знайдені функції належності відповідають нечіткому ПД-регулятору. Перевіримо можливість редукування степеня полінома чисельника фаззі-регулятора і отримаємо динамічну ПД або ПІ – характеристики регулятора. Для кількісного зіставлення якості перехідних процесів з динамічною характеристикою додаткового нечіткого контурного регулятора робимо інтегральну оцінку  $I_K$  для кожного із контурів регулювання, яка враховує швидкість загасання коливальної складової і величину відхилення контрольованої координати у сукупності. Розраховуємо не тільки відхилення контрольованої координати до четвертої похідної включно, але й відхилення поточної координати від екстремалі. Інтегрально оцінюємо:

лінійну швидкість

$$I_{ш} = \int_0^{\infty} \left( x^2 + a_{ш} a_{чо} a_C T_{\mu} \dot{x}^2 + a_{ш} a_{чо}^2 a_C^2 T_{\mu}^2 \ddot{x}^2 + \dots + a_{ш} a_{чо}^2 a_C^2 T_{\mu}^3 \dddot{x}^2 + a_{ш} a_{чо}^2 a_C^3 T_{\mu}^4 \dots x \right) \cdot dt,$$

Таблиця 6.4

Вхідні функції належності регуляторів приводів обертання, СПО та подачі поставу

Вхідний сигнал нечіткого регулятора			Параметри функцій належності функції гаусса $\sigma / c$			
			mf1	mf2	mf3	mf4
Струму приводу обертання	$e_{pc}$	ПД	0,35/0,96	0,35/0,02	0,35/-0,99	0,35/0,04
		ПІ	0,30/0,06	0,33/0,96	0,31/-0,93	0,32/-0,61
		ПД	0,09/0,01	0,08/0,65	0,1/-0,57	0,07/-0,04
	$dI_q/dt$	ПД	0,035/0,10	0,042/0,01	0,038/-0,09	0,02/-0,06
		ПД	0,18/0,62	0,45/0,74	0,32/-0,68	0,21/-0,02
	$Se_{pc} dt$	ПД	0,31/0,20	0,356/-0,22	0,42/-0,12	0,14/0,44
		ПІ	0,23/-0,09	0,18/0,48	0,13/-0,38	0,21/0,12
Частоти приводу обертання	$e_{\omega}$	ПД	0,22/-0,46	0,22/0,47	0,22/1,0	-/-
		ПІ	0,32/-0,69	0,30/0,06	0,33/0,96	-/-
		ПД	0,082/-0,3	0,119/0,4	0,105/0	-/-
	$dw_{ад}/dt$	ПД	0,01/-0,01	0,20/-0,83	0,14/0,59	-/-
		ПД	0,04/-0,09	0,35/0	0,04/0,09	-/-
	$Se_{\omega} dt$	ПД	0,35/-1,03	0,35/-0,12	0,35/1,12	-/-
		ПІ	0,04/0	0,15/-0,42	0,35/0,22	-/-
Струму приводу СПО та подачі поставу	$e_{pc}$	ПД	0,42/-1	0,42/0	-0,42/1	-/-
		ПІ	0,02/0,01	0,04/0,09	0,04/-0,09	-/-
		ПД	0,082/-0,3	0,119/0,5	0,105/0	-/-
	$dI_q/dt$	ПД	0,04/-0,1	0,04/0	-0,04/0,09	-/-
		ПД	0,45/-0,66	0,32/0,78	0,24/0,03	-/-
	$Se_{pc} dt$	ПД	0,35/-0,22	0,04/0	0,14/0,44	-/-
		ПІ	0,13/-0,38	0,21/0,02	0,15/0,43	-/-
Частоти обертання приводу СПО та подачі поставу	$e_{\omega}$	ПД	0,30/-1,0	0,32/0,01	0,32/0,99	-/-
		ПІ	0,01/0,01	0,20/-0,63	0,14/0,57	-/-
		ПД	0,08/-0,3	0,12/0,4	0,11/0	-/-
	$dw_{ад}/dt$	ПД	0,04-0,09	0,02/0,01	0,04/0,09	-/-
		ПД	0,04/-0,09	0,35/0	0,04/0,09	-/-
	$Se_{\omega} dt$	ПД	0,35/-1,03	0,35/-0,12	0,35/1,12	-/-
		ПІ	0,02/-0,09	0,35/0,01	0,03/0,08	-/-
Лінійної швидкості приводу СПО та подачі	$e_{\omega_{ли}}$	ПД	0,47/-1,04	0,42/0,01	0,42/0,98	-/-
		ПІ	0,28/0,92	0,35/-0,99	0,34/0,04	-/-
		ПД	0,3/-1	0,3/0	0,3/1	-/-
	$de_{\omega_{ли}}/dt$	ПД	0,04/-0,09	0,04/0,03	0,04/0,09	-/-
		ПД	0,03/-0,01	0,3/0	0,03/0,01	-/-
	$Se_{\omega_{ли}} dt$	ПД	0,35/-1,03	0,35/-0,12	0,35/1,12	-/-
	ПІ	0,33/-0,20	0,36/0,22	0,42/-0,04	-/-	

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу частоту обертання та струм двигуна**

$$I_{\text{чо}} = \int_0^{\infty} (x^2 + a_{\text{чо}} a_C T_{\mu} \dot{x}^2 + a_{\text{чо}} a_C^2 T_{\mu}^2 \ddot{x}^2 + a_{\text{чо}} a_C^2 T_{\mu}^3 \ddot{\ddot{x}}^2) \cdot dt,$$

$$I_c = \int_0^{\infty} (x^2 + a_C T_{\mu} \dot{x}^2 + a_C T_{\mu}^2 \ddot{x}^2) \cdot dt,$$

де  $a_{\text{ш}}$  – коефіцієнти налаштування контуру лінійної швидкості;  $a_{\text{чо}}$  – коефіцієнти налаштування контуру частоти обертання;  $a_c$  – коефіцієнт налаштування контуру струму.

Ця оцінка  $I_K$  характеризує наближення перехідного процесу до екстремалі, яка обумовлена розв'язанням диференціального рівняння характеристичного полінома оптимізованого контуру лінійної швидкості поставу

$$a_{\text{ш}} a_{\text{чо}}^3 a_C^3 T_{\mu}^4 \overset{\dots}{x} + a_{\text{ш}} a_{\text{чо}}^2 a_C^3 T_{\mu}^3 \ddot{\ddot{x}} + a_{\text{ш}} a_{\text{чо}}^2 a_C^2 T_{\mu}^2 \ddot{x} + a_{\text{ш}} a_{\text{чо}} a_C T_{\mu} \dot{x} + 1 = 0,$$

частоти обертання двигуна

$$a_{\text{чо}} a_C^2 T_{\mu}^3 \ddot{\ddot{x}} + a_{\text{чо}} a_C^2 T_{\mu}^2 \ddot{x} + a_{\text{чо}} a_C T_{\mu} \dot{x} + 1 = 0$$

та струму двигуна  $a_C T_{\mu}^2 \ddot{x} + a_C T_{\mu} \dot{x} + 1 = 0$ .

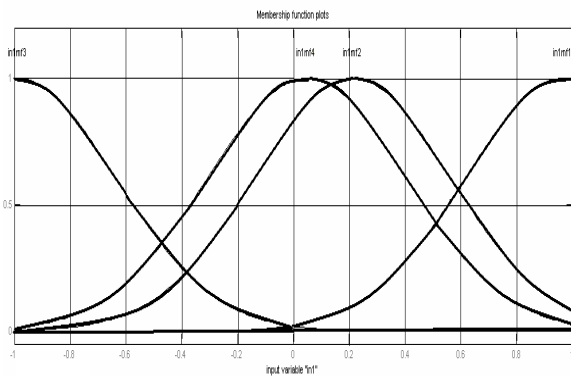
Для жорсткої системи регулювання значення інтегральної оцінки  $I_K$  приймаємо за базове, до якого відносимо всі інші значення оцінок.

Значення інтегральної оцінки  $I_K$  показника перехідного процесу як в режимах стрибка керування, так і стрибка збурення залежно від кількості приєднаних штанг у буровому поставі та динамічної характеристики нечіткого регулятора зведені до табл. 6.5.

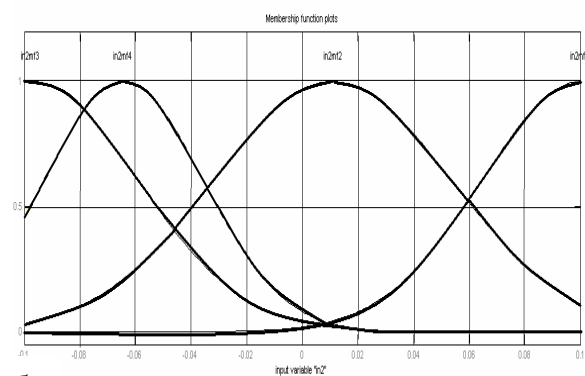
Як виявив аналіз отриманих даних, найбільша відмінність від оптимально налаштованої системи керування спостерігається при застосуванні нечіткого ПІ–регулятора, а найменша – при застосуванні нечіткого ПД – регулятора. Проміжні показники якості керування має ПІД–регулятор. Тому вибираємо й у подальшому використовуємо динамічну ПД – характеристику додаткового нечіткого регулятора. База правил функціонування додаткових ПД – фаззі-регуляторів струмів, частоти обертання і лінійної швидкості пересування поставу, що розподілені а контурами, наведена у табл. 6.6 і пояснена рис.6.12 – 6.16.

Значення інтегральної оцінки  $I_K$  для показників перехідного процесу

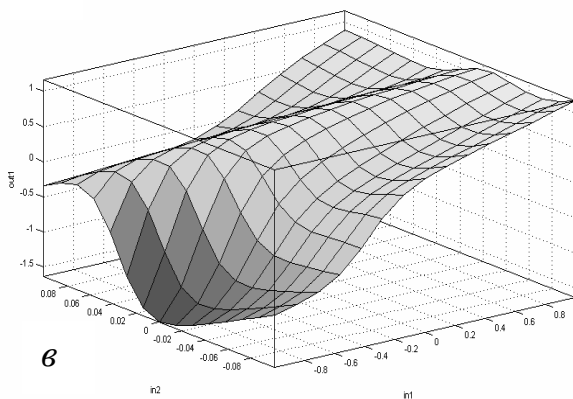
Контур	Динамічна характеристика FR	Стрибок керування при кількості приєднаних штанг					Стрибок збурення при кількості приєднаних штанг				
		0	1	2	3	4	0	1	2	3	4
Струму приводу СПО	ПД	1,15	1,10	1,06	1,04	1,08	1,97	1,74	1,37	1,32	1,10
	ПІ	1,18	1,12	1,08	1,05	1,09	2,38	2,02	1,84	1,67	1,13
	ПД	1,08	1,06	1,05	1,03	1,02	1,10	1,08	1,07	1,05	1,04
Частоти обертання приводу СПО	ПД	1,17	1,16	1,42	1,34	1,26	2,06	1,48	1,40	1,36	1,01
	ПІ	1,20	1,16	1,11	1,09	1,10	2,06	2,01	1,96	1,71	1,17
	ПД	1,11	1,09	1,07	1,05	1,04	1,09	1,09	1,08	1,07	1,05
Лінійної швидкості приводу СПО	ПД	1,14	1,10	1,09	1,03	1,06	1,91	1,47	1,39	1,28	1,09
	ПІ	1,19	1,11	1,07	1,07	1,11	1,98	1,92	1,86	1,76	1,14
	ПД	1,06	1,05	1,04	1,01	1,01	1,09	1,08	1,05	1,04	1,03
Струму приводу обертання	ПД	1,18	1,17	1,17	1,17	1,17	1,18	1,17	1,17	1,17	1,17
	ПІ	1,19	1,19	1,18	1,17	1,17	1,19	1,19	1,18	1,17	1,17
	ПД	1,18	1,17	1,17	1,16	1,16	1,18	1,17	1,17	1,16	1,16
Швидкості приводу обертання	ПД	1,18	1,18	1,17	1,17	1,17	1,19	1,18	1,17	1,17	1,17
	ПІ	1,20	1,18	1,17	1,17	1,17	1,19	1,18	1,17	1,17	1,17



а



б



в

Рис.6.12. Вхідні функції належності регулятора струму приводу обертання, відповідно: похибка (а),  $dI_q/dt$  – швидкість зміни струму (б); графік залежності вихідного сигналу корекції нечіткого регулятора струму приводу обертання від величин сигналів на його вході (в)

Таблиця 6.6

База правил додаткових нечітких регуляторів приводів обертання, СПО та подачі поставу

Швидкість зміни контрольованої координати	Похибка на вході регулятора				
	Функції належності	In1mf1	In1mf2	In1mf3	In1mf4
Контуру струму приво- ду обертання	In2mf1	C11=0,06493	-/-	-/-	-/-
	In2mf2	-/-	C16=0,9308	-/-	-/-
	In2mf3	-/-	-/-	C111=-1,352	-/-
	In2mf4	-/-	-/-	-/-	C116=-0,7
Контуру частоти обертання приво- ду обертання	In2mf1	C21=0,00101	C24=0,0313	C27=-0,0522	-/-
	In2mf2	C22=-0,1539	C25=0,0197	C28=0,1774	-/-
	In2mf3	C23=-0,1818	C26=-0,0164	C29=0,1887	-/-
Контуру струму приво- ду СПО та попоно пос- таву	In2mf1	C31=-0,0976	C34=0,01953	C37=0,0691	-/-
	In2mf2	C32=-0,0053	C35=0,01675	C38=-0,01811	-/-
	In2mf3	C33=0,0003	C36=-0,0545	C39=0,05151	-/-
Контуру частоти обертання приво- ду СПО та подачі поставу	In2mf1	C41=-0,9019	C44=0,0313	C47=-0,91829	-/-
	In2mf2	C42=0,9539	C45=0,00019	C48=-0,97743	-/-
	In2mf3	C43=-0,9818	C46=-0,05648	C49=0,9887	-/-
Контуру лінійної швидкості приво- ду СПО та попоно поставу	In2mf1	C51=0,0368	C54=0,00835	C57=-0,04122	-/-
	In2mf2	C52=0,00248	C55=0,00037	C58=-0,003401	-/-
	In2mf3	C53=0,00018	C56=0,3183	C59=-0,4491	-/-

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

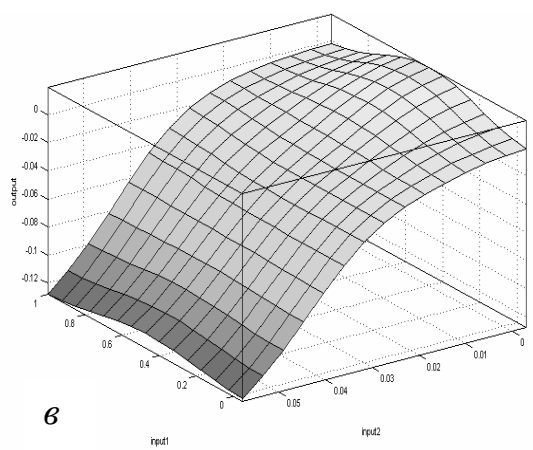
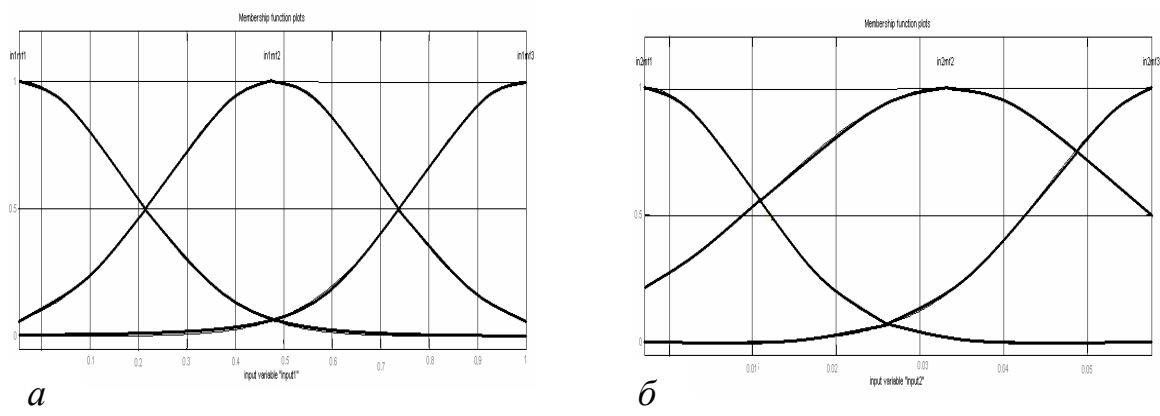


Рис.6.13. Вхідні функції належності регулятора частоти обертання приводу обертання: похибка (а),  $dw_{ad} / dt$  – швидкість частоти обертання (б); графік залежності вихідного сигналу корекції нечіткого регулятора частоти обертання приводу обертання від величин сигналів на його вході (в)

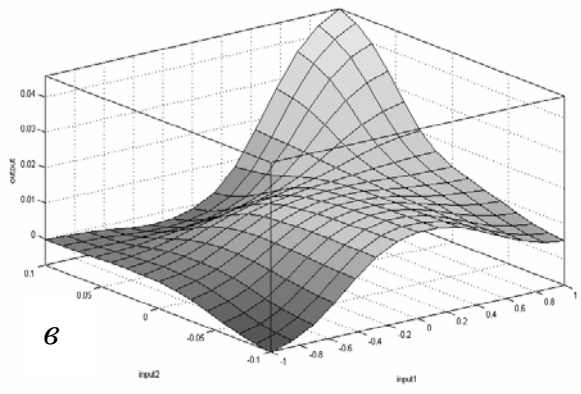
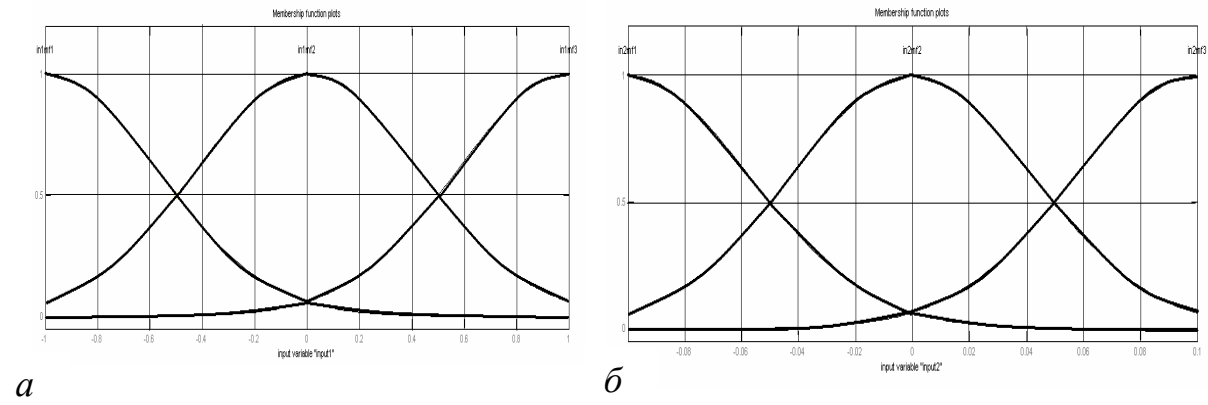
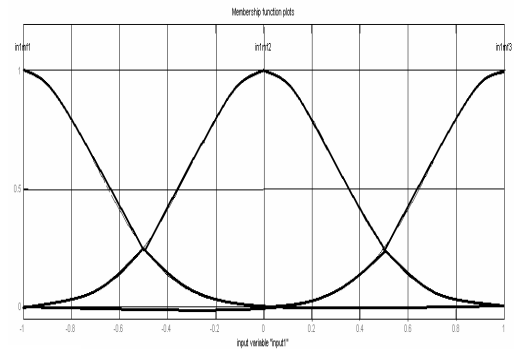
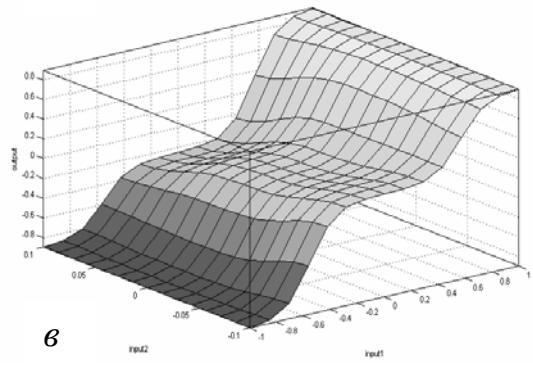


Рис.6.14. Вхідні функції належності регулятора струму приводу СПО та подачі поставу, відповідно: похибка (а),  $dI_q / dt$  - швидкість зміни струму (б); графік залежності вихідного сигналу корекції нечіткого регулятора струму приводу СПО та подачі поставу від величин сигналів на його вході (в)

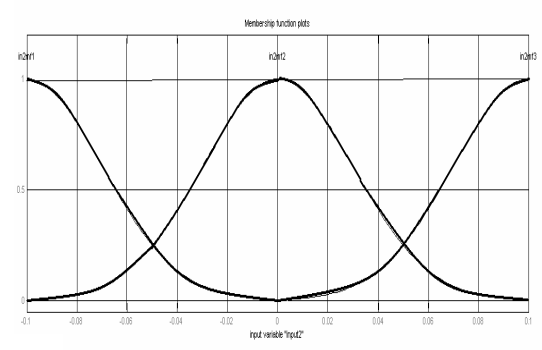
**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**



*a*

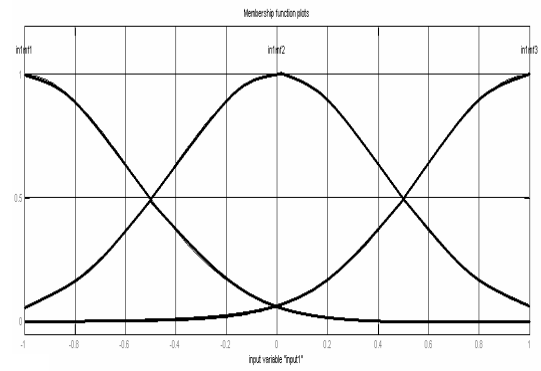


*б*

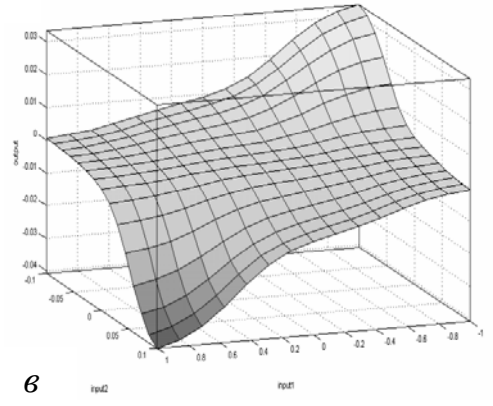


*б*

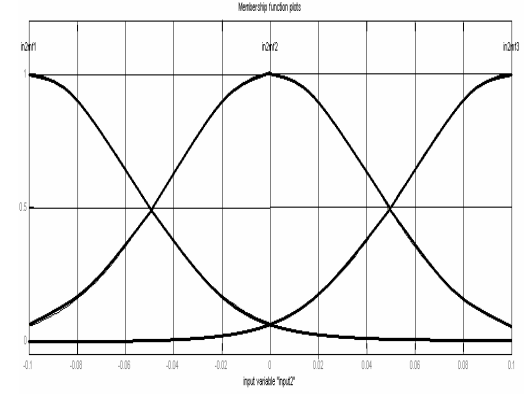
Рис.6.15. Вхідні функції належності регулятора частоти обертання приводу СПО та подачі поставу, відповідно: похибка (а),  $dw_{ад} / dt$  – швидкість частоти обертання (б). Графік залежності вихідного сигналу корекції нечіткого регулятора частоти обертання приводу СПО та подачі від величини сигналів на його вході (в)



*a*



*б*



*б*

Рис.6.16. Вхідні функції належності регулятора лінійної швидкості приводу СПО та подачі поставу, відповідно: похибка (а),  $dI_q / dt$  – швидкість зміни струму (б). Графік залежності вихідного сигналу корекції нечіткого регулятора лінійної швидкості приводу СПО та подачі поставу від величини сигналів на його вході (в)

### 6.3. Імітаційне моделювання роботи приводів обертання, спуско-піднімальних операцій та подачі поставу

Ефективність методу заглушення коливань контрольованих координат аналізуємо у середовищі математичного пакету розширення Simulink системи MATLAB, де розроблені математичні моделі електромеханічної системи обертання та електрогідромеханічної системи СПО та подачі бурового поставу (див. додаток).

У математичній моделі враховані зміни миттєвих значень вихідної напруги напівпровідникового перетворювача із широтно-імпульсною модуляцією з повною системою рівнянь асинхронного двигуна, цифрової системи регулювання, моделі гідро- і канатно-поліспастової систем, бурового поставу. Досліджувався привод змінного струму із векторною системою керування і ПІ-регуляторами струмів, частоти обертання вала АД, поточозчеплення та І-регулятором лінійної швидкості пересування поставу. Дискретність цифрової системи керування складала 2 мкс, частота інвертора напруги дорівнювала 2000 Гц.

**Привід обертання** . Робота приводу без фаззі-корекції у системі керування (збурення за каналами керування і навантаження) при бурінні поставом з довжиною штанг 44 м супроводжувалася підвищеною коливальністю усіх координат (рис.6.17, б, де наведено осцилограми змінних при бурінні поставами із двома, трьома і чотирма штангами довжинами 22, 33 і 44 м відповідно, а також позначено:  $M_{кр}$  – крутний момент приводу, що розгорнутий за фазою на кут  $\pi$  рад,  $M_0$  – реактивний момент опору на шарошковому долоті при постійному тиску на долото,  $W_{АД}$  – частота обертання вала АД,  $W_{ш}$  – частота обертання шарошкового долота,  $U_3$  – сигнал задання на зовнішній контур частоти обертання; усі змінні зведені відповідно до їх номінальних значень і виражені у відносних одиницях). Динамічні властивості поставу довжиною 22 м не впливають на якість процесу керування при збуренні. Вмикання розподілених ПД – фаззі-регуляторів з характеристиками, наведеними у табл.6.6 та на рис.6.12, зменшує коливальність координат при бурінні поставом з двома, трьома і чотирма штангами. Спостерігається коливальність координат при стрибкоподібному зменшенні моменту опору на долоті. Струмівий сигнал фільтрується аперіодичною ланкою зі сталою часу 0,01 с. Розподілена фаззі-корекція за наявності (буріння 4 штангами) і відсутності (буріння 2 штангами) власних частот коливань поставу у смузі пропускання системи керування зменшує коливальність частоти обертання АД, шарошкового долота і струму двигуна.

Заміна розподілених нечітких регуляторів одним, зосередженим на вході транзисторного інвертора напруги, рис.6.18, а, практично не змінює якість динамічних процесів у приводі обертання, рис.6.18, б.

Покращення динамічних показників спостерігається при обмеженні швидкодії системи керування. Зменшення смуги пропускання системи керування у три рази, рис.6.18,б, сприяє заглушенню коливань координат за рахунок виведення власних частот коливань поставу поза межі полоси пропускання системи керування і збільшення демпфірувальної здатності приводу.



**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

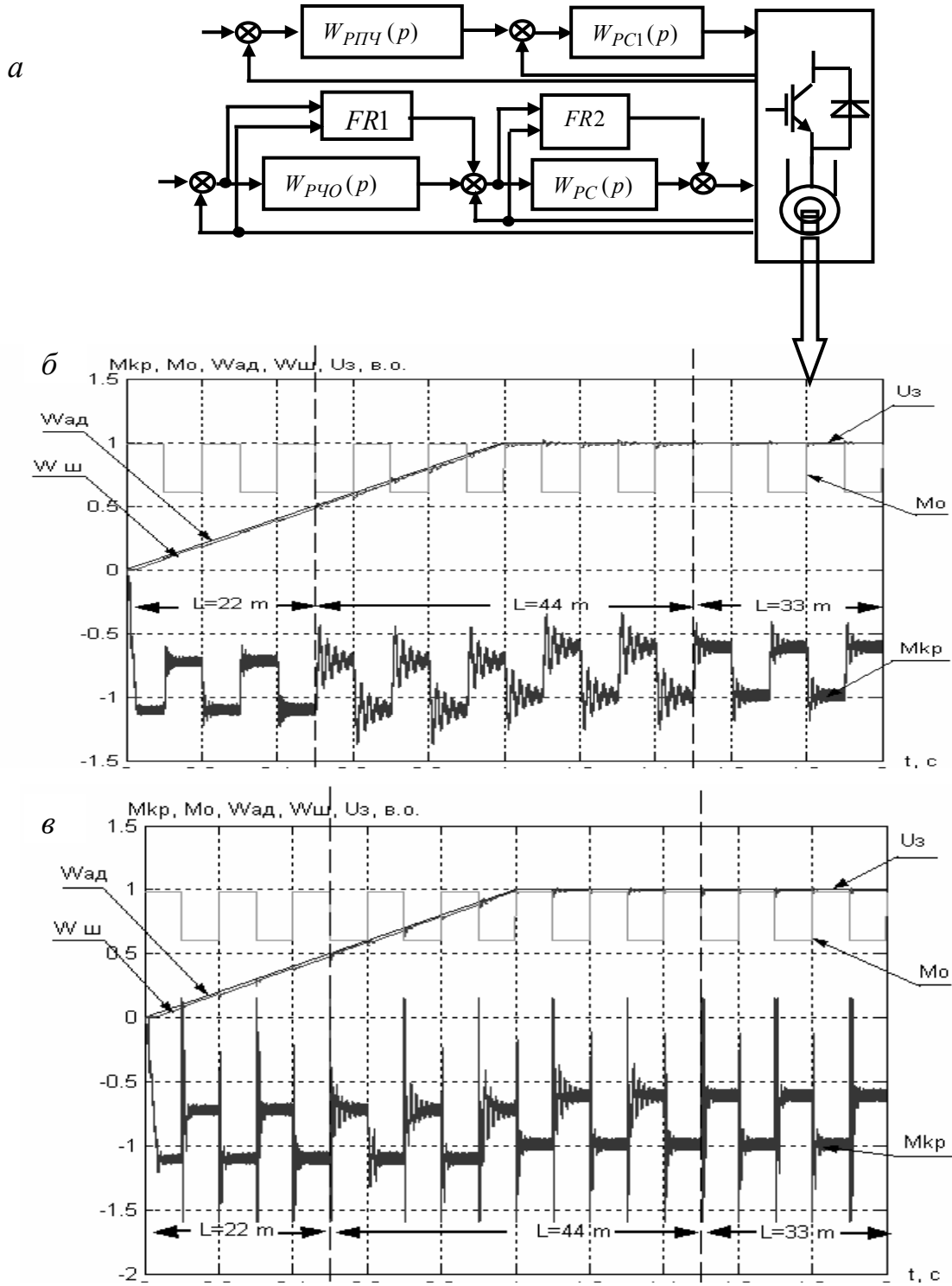


Рис.6.17. Векторна система керування приводом обертання з ПІ-регуляторами струму, частоти обертання і потокозчеплення за наявності розподілення за контурами ПД – фаззі-корегуванням (*a*), а також перебіг перехідних процесів у системі керування без фаззі-корегування при довжині штанг поставу 22 ( $t = 0 \dots 0.5$  с), 33 ( $t = 1.5 \dots 2.0$  с) і 44 м ( $t = 0.5 \dots 1.5$  с) (*б*) та з урахуванням розподілення за контурами фаззі-корегуванням (*в*)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

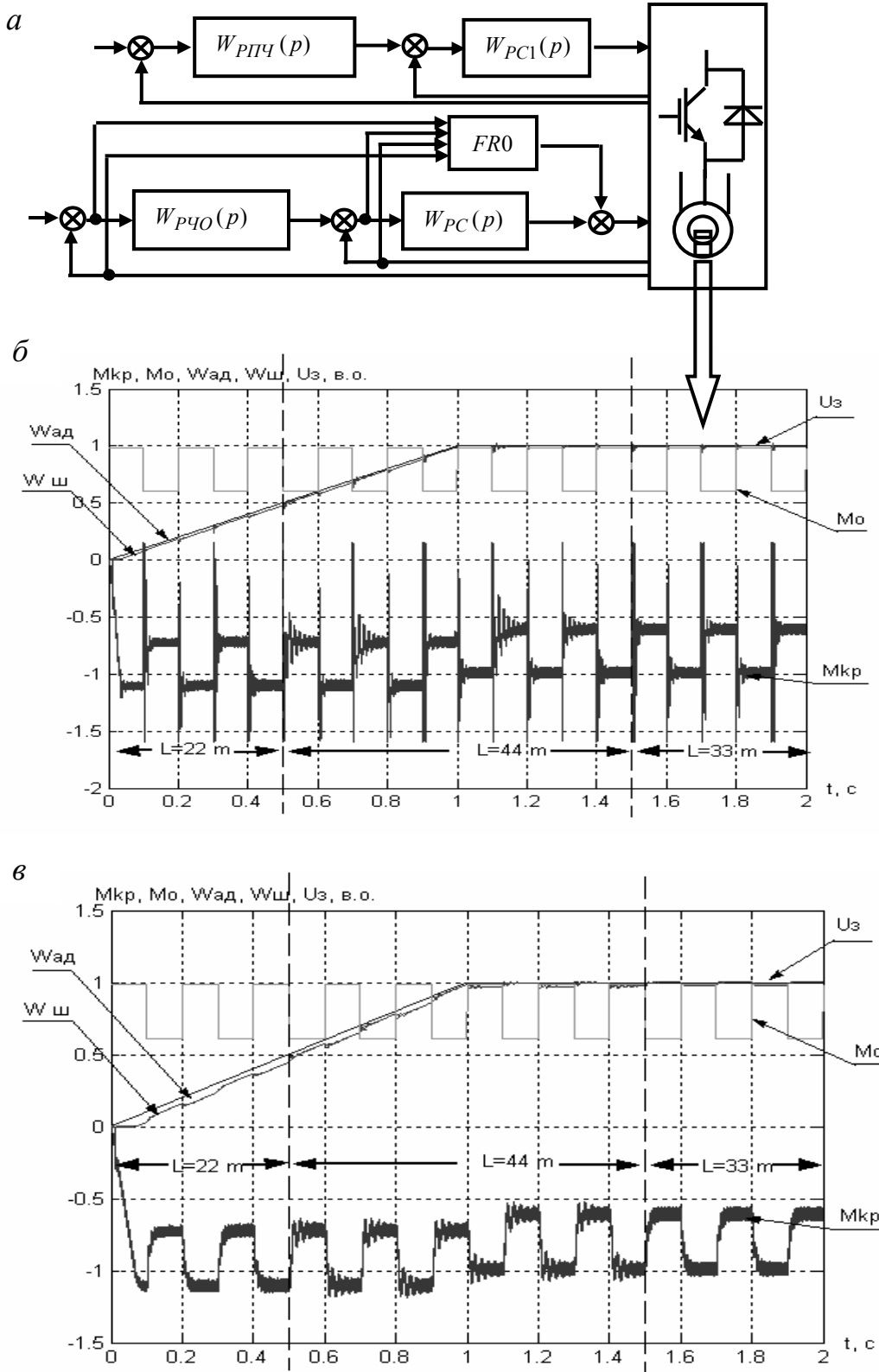


Рис.6.18. Векторна система керування приводом обертання з ПІ-регуляторами струму, частоти обертання і поточозчеплення із зосередженим ПД – фаззі-корегуванням (а), а також перебіг перехідних процесів в системі без фаззі-корегування (б) та зі зменшеною в 3 рази швидкодією (в)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

**Привід СПО та подачі поставу долота.** Відсутність додаткових нечітких корегувальних регуляторів у системі керування призводить до коливальності як крутного моменту двигуна, так і контрольованих координат (рис. 6.19, де позначено:  $M_{кр}$  – крутний момент двигуна, що долає активний момент опору маси поставу,  $W_{АД}$  – частота обертання вала АД,  $W_{ГД}$  – частота обертання вала ГД,  $V_{л}$  – лінійна швидкість пересування поставу,  $U_3$  – сигнал задання на зовнішній контур лінійної швидкості пересування поставу; усі змінні зведені до їх номінальних значень і виражені у відносних одиницях). Підвищена коливальність лінійної швидкості поставу і частоти обертання вала ГД на початку переміщення пояснюється відсутністю потрібного тиску і витратою мастила в гідросистемі. У подальшому цей ефект не виявляється, оскільки у гідрмережі системою керування підтримується потрібний тиск і витрата мастила.

Для фільтрування струмового сигналу використовувались аперіодична ланка зі сталою часу 0,01 с. Налаштування нечіткого регулятора виконувалося згідно з даними табл. 6.6, що проілюстровано на рис. 6.14. Уведення додаткових фаззі-регуляторів у контури лінійної швидкості пересування і частоти обертання поставу суттєво стабілізувало контрольовані координати. Вмикання нечіткого ПД – регулятора, що налаштований за даними табл. 6.6 і рис. 6.15, паралельно ПІ – регулятору частоти обертання вала АД забезпечило сталість не тільки частоти обертання вала АД, але ще зменшило коливальність струму АД.

Найбільш суттєво на динаміку керування всієї електрогідромеханічної системи вплинуло приєднання паралельно І – регулятору лінійної швидкості пересування поставу додаткового нечіткого ПД – регулятора з налаштуванням, що зведені у табл. 6.6 (рис. 6.16). Після появи тиску і відповідно витрати мастила в гідрмережі система керування відпрацьовує сигнал задання на повне заглушення надмірної коливальності контрольованих координат.

Уведення в систему керування усіх розподілених за контурами нечітких регуляторів (рис. 6.19, а), або зосередженого нечіткого регулятора (рис. 6.20, а) покращує динаміку керування, рис. 6.19, в, та рис. 6.20, б.

При використанні гістерезисного регулятора струму ефект покращення динаміки роботи системи керування з фаззі-корегуванням зберігається, рис. 6.21, 6.22.

При використанні корегувальних нечітких регуляторів струму, частоти обертання і лінійної швидкості в ЕМС обертання, ЕГМС СПО та подачі поставу спостерігається закономірність, при якій у періоди виникнення вільних складових перехідного процесу (зміна сигналу задання на вході контуру) вихідний сигнал нечіткого регулятора відповідає бажаному сигналу тільки за знаком, а не за значенням, тобто в моменти зміни сигналу задання динаміку контуру в основному формує класичний ПІ-регулятор. При переході до сталого значення дійсна і бажана напруги на виході нечіткого ПД-регулятора струму збігаються, тобто у вимушеному режимі нечіткий регулятор буде істотно впливати на перебіг динамічних процесів у контурі.

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

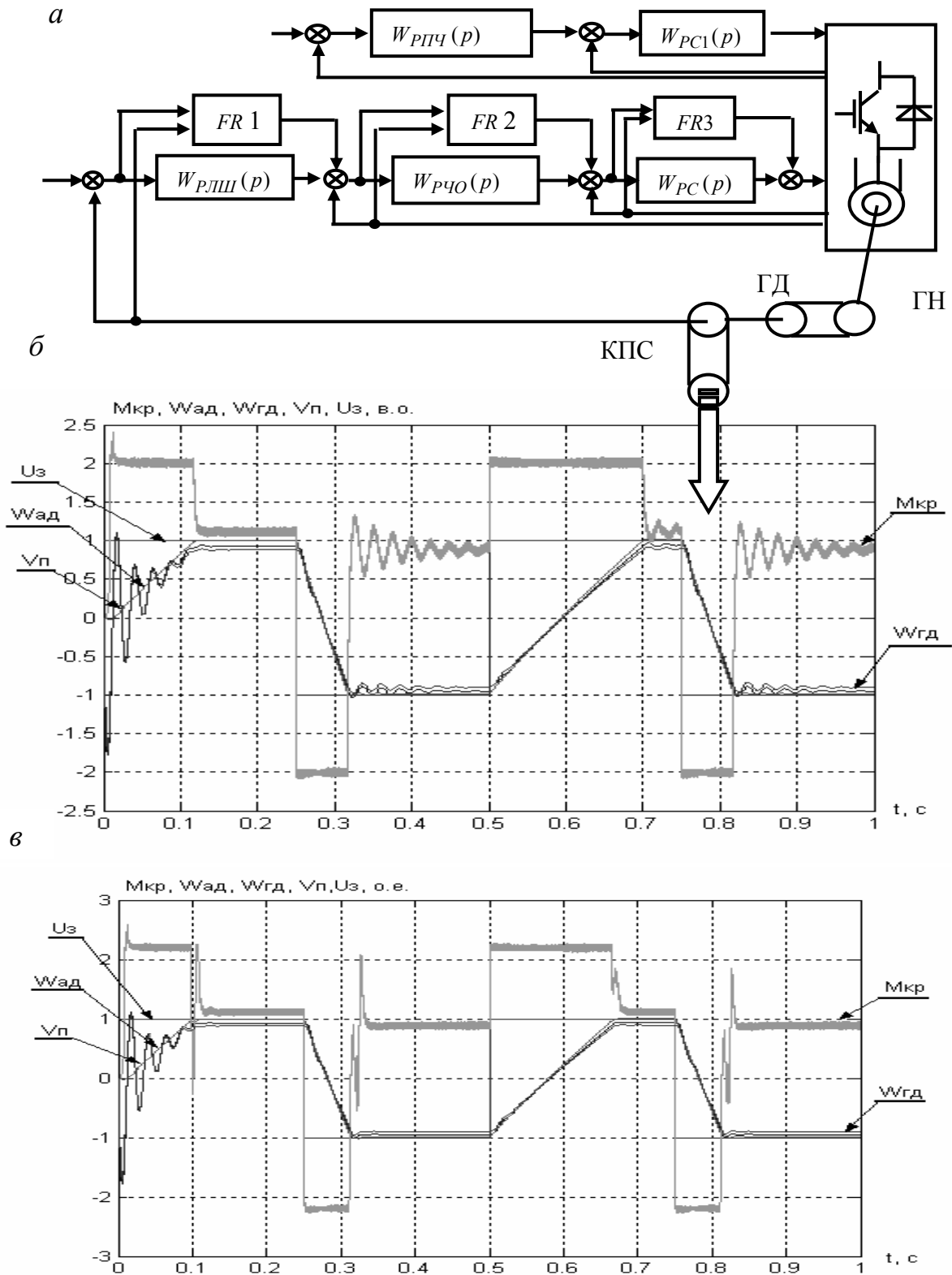


Рис.6.19. Векторна система керування приводом СПО та подачі поставу із ПІ-регуляторами струму, частоти обертання, поточкозчеплення та І-регулятором лінійної швидкості поставу з розподіленням за контурами ПД – фаззі-корегуванням (а), а також перебіг перехідних процесів без фаззі-корегування (б) та з розподіленням за контурами фаззі-корегуванням (в)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

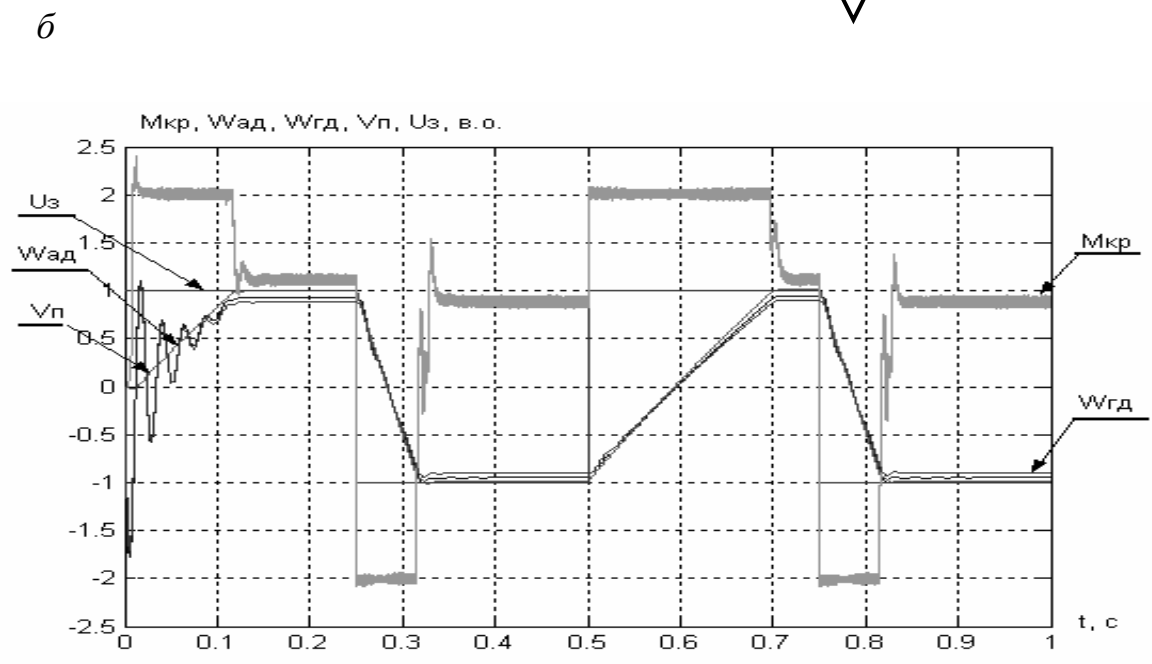
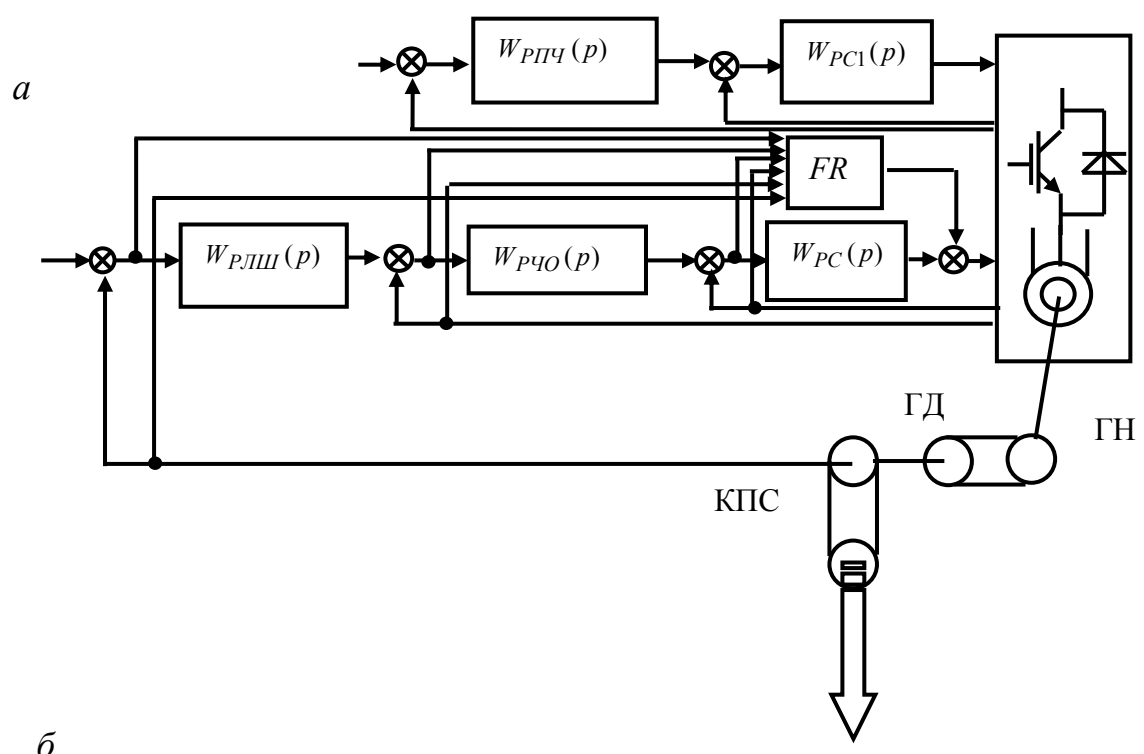


Рис.6.20. Векторна система керування приводом СПО та подачі поставу з ПІ-регуляторами струму, частоти обертання, потокозчеплення та І-регулятором лінійної швидкості поставу із зосередженим за контурами ПД – фаззі-корегуванням (а), а також перебіг перехідних процесів у системі (б)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

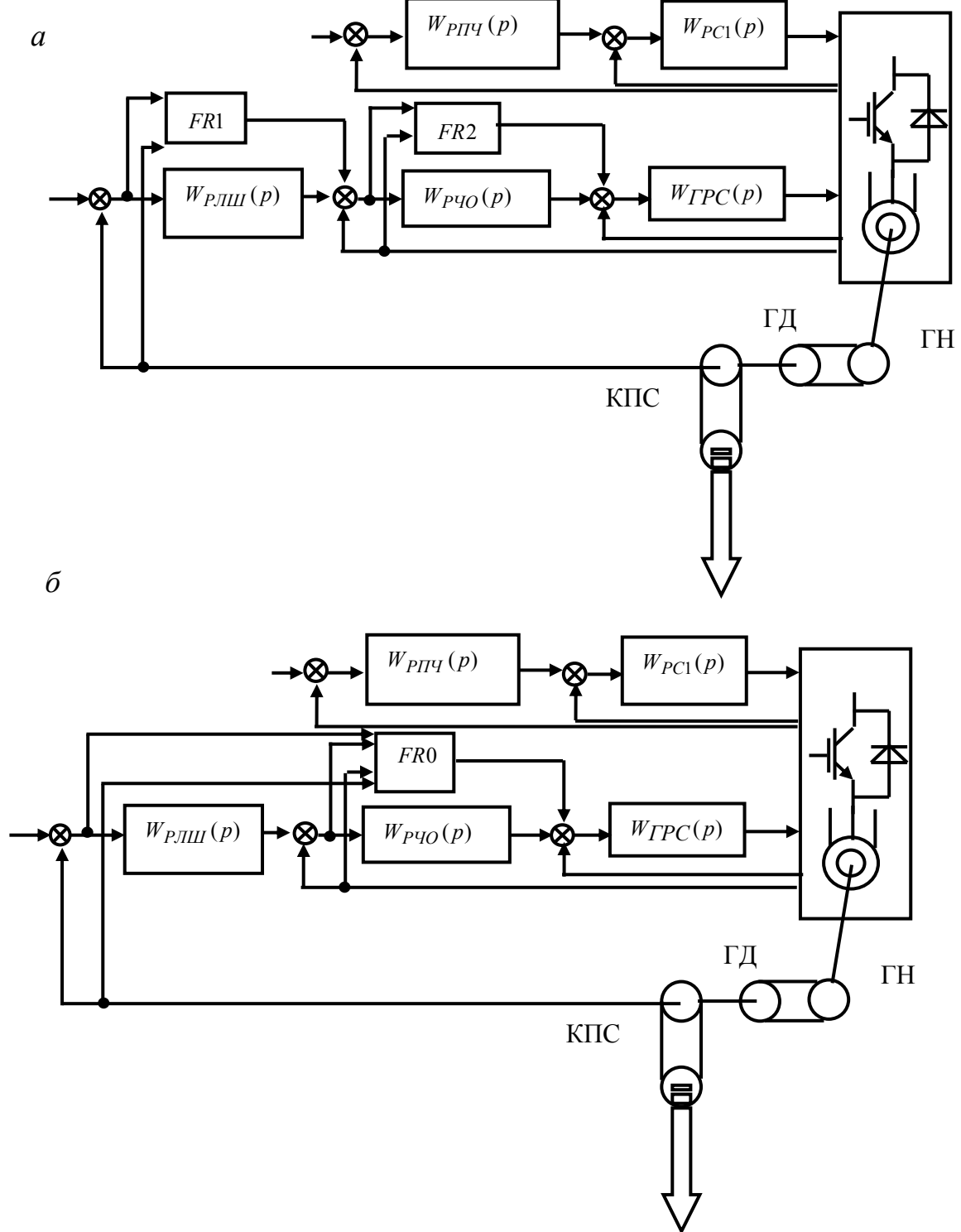


Рис.6.21. Векторна система керування приводом СПО та подачі поставу з гістерезисним регулятором струму, ПІ-регуляторами частоти обертання, потокозчеплення та І-регулятором лінійної швидкості поставу з розподіленим (а) та зосередженим фаззі-корегуванням (б)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

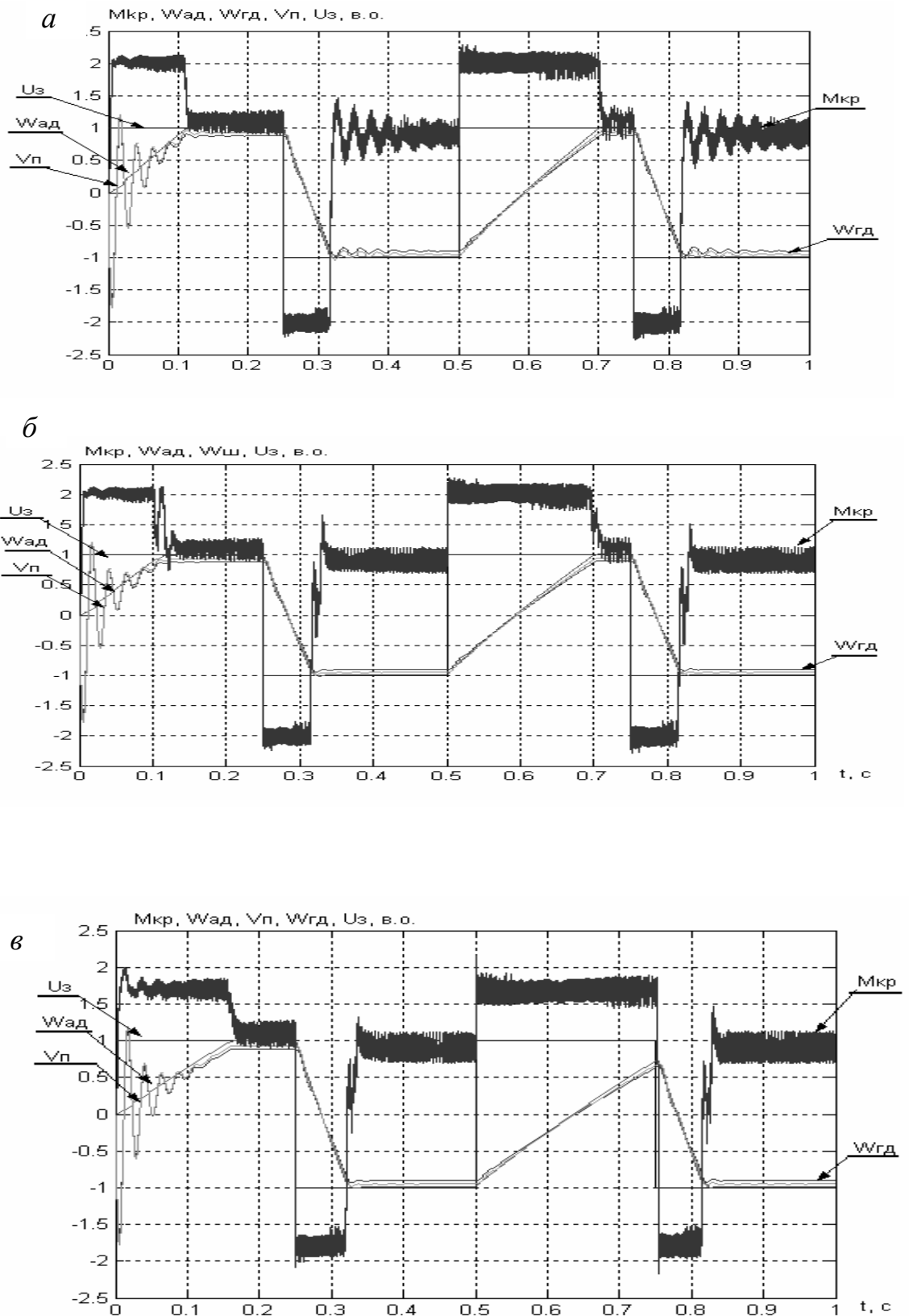


Рис.6.22. Перебіг перехідних процесів у системі (рис.6.21, *a*) без фаззі-корегування (*a*) та з розподілених за контурами фаззі-корегуванням (*б*), а також перебіг перехідних процесів у системі (рис.6.21, *б*) із зосередженим фаззі-корегуванням (*в*)

#### 6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу

У періоди виникнення вільних складових вихідна напруга ПІ–регулятора значно перевищує вихідну напругу ПД–регулятора. За знаком у цей період перехідного процесу сигнали збігаються, тобто ПД–регулятор збільшує швидкодію контуру струму. При переході до вимушеного режиму вихідний сигнал ПІ–регулятора практично не змінюється на відміну від вихідного сигналу ПД–регулятора, що формує змінний сигнал з частотою власних коливань додаткової динамічної ланки у контурі струму. Причому вихідна напруга нечіткого регулятора зсунута на  $\pm 180$  ел. град щодо вихідної напруги додаткової ланки, що і пояснює ефективність приглушення коливань струму у вимушеному режимі.

Як виходить з аналізу кривих перехідних процесів, приєднання паралельно пропорційно-інтегральному класичному регулятору адаптивного нечіткого пропорційно-диференціального регулятора істотно зменшує коливальність вихідної координати контурів керування.

### **6.4. Налаштування нечіткого регулятора з використанням експертних оцінок**

Запропонований принцип компенсації впливу додаткових ДРФ на динаміку керування асинхронного двигуна можливо реалізувати у векторній системі керування за наявності ПІ–регуляторів поперечної складової струму і частоти обертання.

Перевіримо, як запропонований принцип компенсації пружних коливань об'єкта керування змінює динаміку системи, якщо неможливо вплинути на контур регулювання струму статора. Останнє виникає у разі, коли:

- у векторній системі керування неможливо виконати фільтрацію струмового сигналу при застосуванні додаткового нечіткого ПД – регулятора, що призведе до підвищення коливальності системи за рахунок пульсацій струму;
- при використанні системи з гістерезисним регулятором струму з безпосереднім керуванням моментом асинхронного двигуна.

При безпосередньому керуванні обертальним моментом асинхронного двигуна діюча на інтервалі дискретизації напруга широтно-імпульсного перетворювача визначається вибраним на поточний час станом інвертора та залежить тільки від знаків похибок керованих координат, що призведе до релейного керування. Для обмеження частоти перемикання інвертора застосовується гістерезисне керування, яке має такі переваги: простота реалізації, висока швидкодія, мала чутливість до змін параметрів двигуна й об'єкта керування. Недоліком прямого керування моментом двигуна є неможливість безпосередньої реалізації запропонованого принципу заглушення пружних коливань об'єкта керування в контурі струму. Незважаючи на простоту схеми з безпосереднім керуванням обертальним моментом, отримати коректні аналітичні вирази для контуру струму достатньо складно, оскільки це пов'язано з нелінійністю контуру, який працює у релейному режимі, нестационарністю системи (залежністю характеристик від положення вектора потокозчеплення у по-



**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

точному секторі керування перетворювачем), впливом випадкового моменту фіксації вимірювальних координат [107]. Тому в цих випадках раціонально налаштовувати додаткові нечіткі регулятори не за допомогою ШНС, а за допомогою експертних оцінок.

Ефективність цього методу оцінимо на допомогу моделювання у середовищі математичного пакета розширення Simulink системи MATLAB. На основі цієї моделі зроблений розрахунок миттєвих значень вихідної напруги напівпровідникового перетворювача із широтно-імпульсною модуляцією, реалізовані повна система рівнянь асинхронного двигуна, цифрова система регулювання, моделі гідро- і канатно-поліспастової систем та бурового поставу. Дослідження виконано для приводних систем з безпосереднім керуванням моментом асинхронного двигуна (додаток).

*На першому етапі* досліджувалася динаміка роботи електромеханічної системи приводу обертання поставу (додаток, рис. Д.3). Технічні дані механічної частини та електрообладнання механізму обертання поставу бурового верстата СБШС-250Н наведені в табл. 2.1, 3.2.

На рис. 6.23, б наведені розрахункові графіки задання, поточного значення частоти обертання та обертального моменту асинхронного двигуна, частоти обертання шарошкового долота у системі керування без додаткової нечіткої корекції (дискретність цифрової системи керування 2 мкс; ширина зони петлі гістерезису 20 А, коефіцієнт інерційності 1,6 – середній динамічний режим роботи приводу, частота інвертора напруги 2000 Гц). Аналіз графіків виявив, що вони мають суттєве відхилення від нормованих характеристик при бурінні поставом довжиною 44 м. Часткове покращення динаміки роботи електромеханічної системи спостерігається під час суттєвого зменшення швидкості системи керування, рис. 6.23, б.

Для підвищення якості перехідних процесів при збереженні швидкості паралельно ПІ–регулятору частоти обертання приєднуємо нечіткий ПД–регулятор, який працює за правилами, що встановлені на основі експертної оцінки перехідного процесу в контурі обертання вала асинхронного двигуна:

– якщо неузгодженість на вході класичного ПІ–регулятора частоти обертання спостерігається у зоні зменшення інтенсивності наростання і похідна швидкості частоти обертання додатна і прямує до нуля, то нечітким ПД–регулятором генерується сигнал позитивної полярності;

– якщо неузгодженість на вході класичного ПІ–регулятора частоти обертання спостерігається у зоні зменшення інтенсивності наростання і похідна швидкості частоти обертання від’ємна і прямує до нуля, то нечітким ПД–регулятором генерується сигнал від’ємної полярності;

– якщо неузгодженість на вході класичного ПІ–регулятора частоти обертання невелика і додатна, а швидкість наростання додатна, то на виході нечіткого ПД–регулятора з’являється від’ємний за знаком сигнал;

– якщо неузгодженість на вході класичного ПІ–регулятора частоти обертання невелика і додатна, а швидкість наростання від’ємна, то на виході нечіткого ПД–регулятора з’являється додатний за знаком сигнал;

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

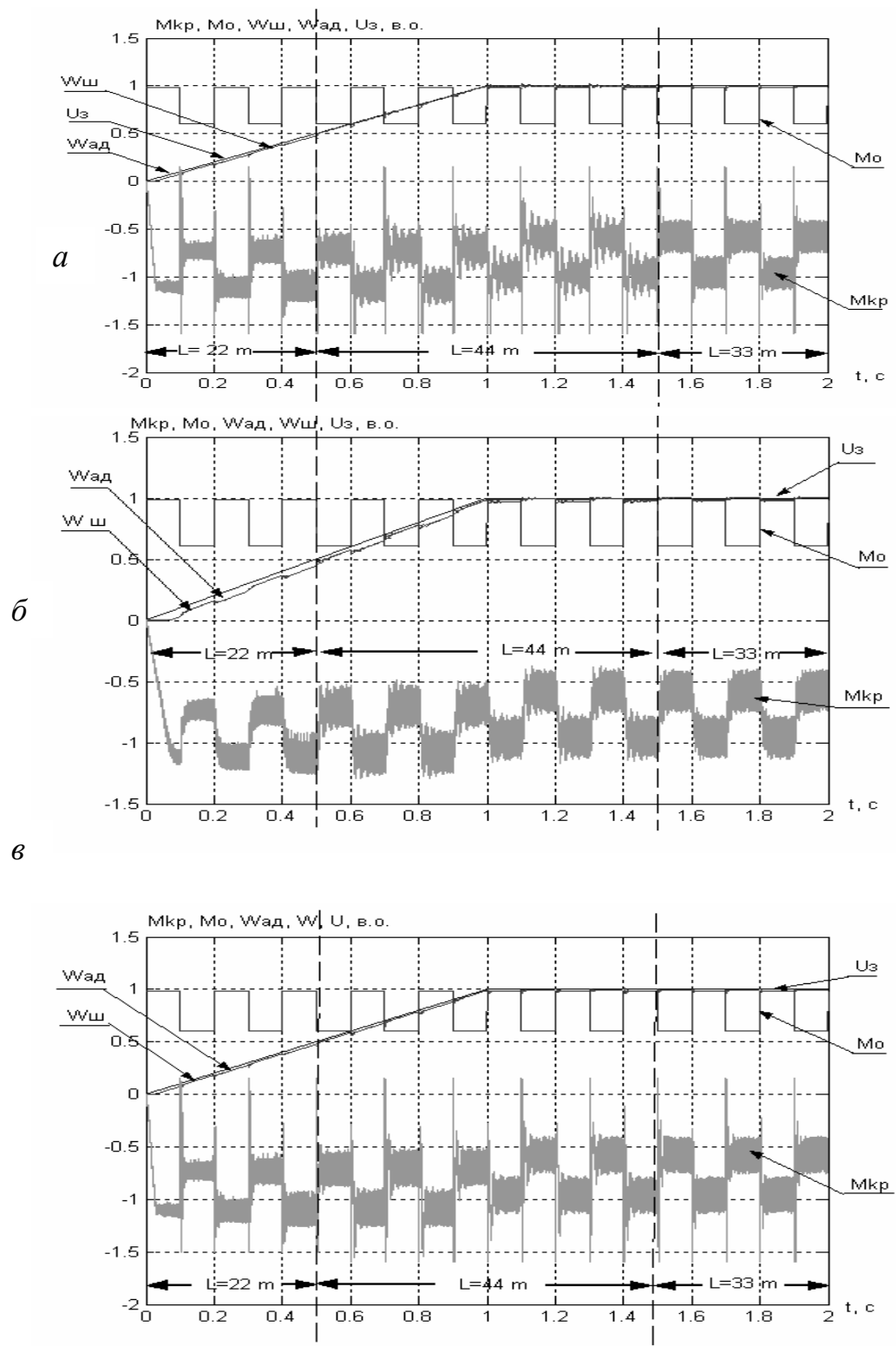


Рис. 6.23. Графіки перебігу перехідних процесів приводу обертання з гістерезисним регулятором струму без фаззі-корегування (*a*), без фаззі-корегування зі зменшеною у 3 рази швидкістю (*б*) та з фаззі-корегуванням (*в*)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

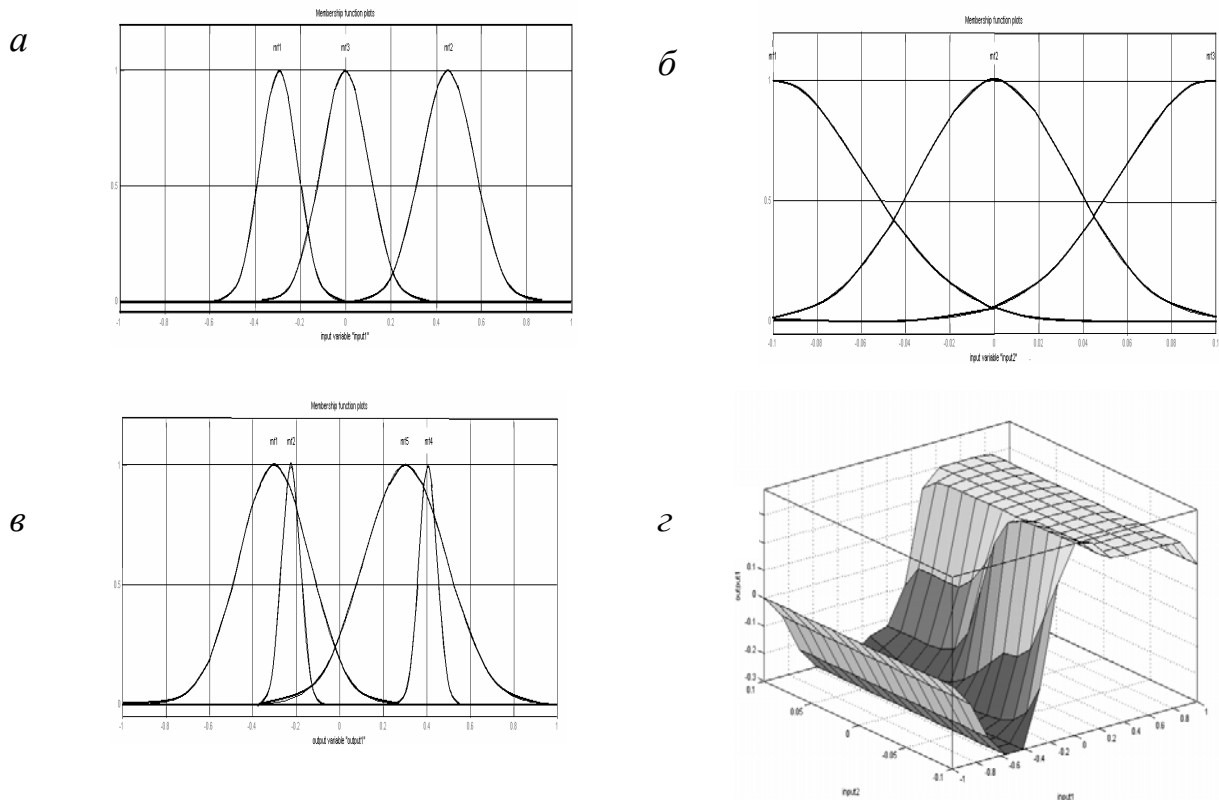


Рис. 6.24. Функції належності нечіткого ПД-регулятора частоти приводу обертання поставу: *a* – вхідного сигналу неузгодженості, *б* – вхідного сигналу швидкості зміни частоти обертання вала двигуна, *в* – вихідного сигналу, а також *г* – поверхня відклику нечіткого регулятора

– якщо неузгодженість на вході класичного ПІ-регулятора частоти обертання мала і від’ємна, а швидкість наростання додатна, то на виході нечіткого ПД-регулятора з’являється від’ємний за знаком сигнал;

– якщо неузгодженість на вході класичного ПІ-регулятора частоти обертання мала і від’ємна, а швидкість наростання від’ємна, то на виході нечіткого ПД-регулятора з’являється додатний за знаком сигнал.

Як функції належності використані функції гаусса (рис. 6.24), параметри яких наведені у табл. 6.7, 6.8.

Ефективну роботу паралельно приєднаного нечіткого ПД-регулятора ілюструють графіки, що наведені на рис. 6.23, *в*. Перехідні процеси у контурі частоти обертання вала асинхронного двигуна втратили коливальність, наблизилися до нормованих графіків обертального моменту і частоти обертання шарошкового долота. Швидкодія контуру частоти обертання вала асинхронного двигуна практично не змінилася.

**На другому етапі** досліджувалася динаміка роботи електрогідромеханічної системи приводу СПО та подачі поставу з розподіленими за контурами додатковими нечіткими регуляторами FR1, FR2 (рис.6.25) і зосередженим FR0 у внутрішньому контурі керування частотою обертання вала АД (рис.6.26).

Таблиця 6.7

База правил регулятора частоти приводу обертання поставу

Параметр	Похибка на вході регулятора частоти обертання "error-РЧО"			
	Функції належності	mf1	mf2	mf3
Швидкість зміни частоти обертання $dw/dt$	mf1	–	–	mf4
	mf2	mf3	mf4	–
	mf3	–	–	mf2

Таблиця 6.8

Вхідні функції належності регулятора частоти приводу обертання поставу

Вхідний сигнал FR приводу обертання	Параметри функцій належності гаусса $\sigma / c$		
	mf1	mf2	mf3
$\Delta e_w$	0,082/-0,3	0,119/0,4	0,105/0
$dW / dt$	0,041/-0,099	0,35/0	0,041/0,099

Розрахункові графіки задання поточного значення частоти обертання АД, ГД, лінійної швидкості пересування поставу та обертального моменту асинхронного двигуна у системі керування без додаткового корегування, наведені на рис. 6.27, а (дискретність цифрової системи керування 2 мкс; ширина зони петлі гістерезису 20 А, коефіцієнт інерційності 1,04 – легкий динамічний режим роботи приводу). Аналіз графіків виявив, що вони суттєво відрізняються від нормованих характеристик значною коливальністю перехідних процесів.

Для покращення якості перехідних процесів приєднуємо паралельно до ПІ–регулятора частоти обертання нечіткий ПД–регулятор, який працює за таким алгоритмом (табл. 6.9, 6.10):

– якщо величина неузгодженості на вході класичного ПІ–регулятора частоти обертання вала двигуна (або лінійної швидкості поставу) невелика, то на виході нечіткого ПД–регулятора з’являється нульовий сигнал;

– якщо величина неузгодженості на вході класичного ПІ–регулятора частоти обертання вала двигуна (або лінійної швидкості поставу) невелика і від’ємна, а швидкість наростання позитивна, то на виході нечіткого ПД–регулятора з’являється від’ємний за знаком сигнал;

– якщо величина неузгодженості на вході класичного ПІ–регулятора частоти обертання вала двигуна (або лінійної швидкості поставу) невелика і від’ємна, а швидкість наростання від’ємна, то на виході нечіткого ПД–регулятора з’являється позитивний за знаком сигнал.

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

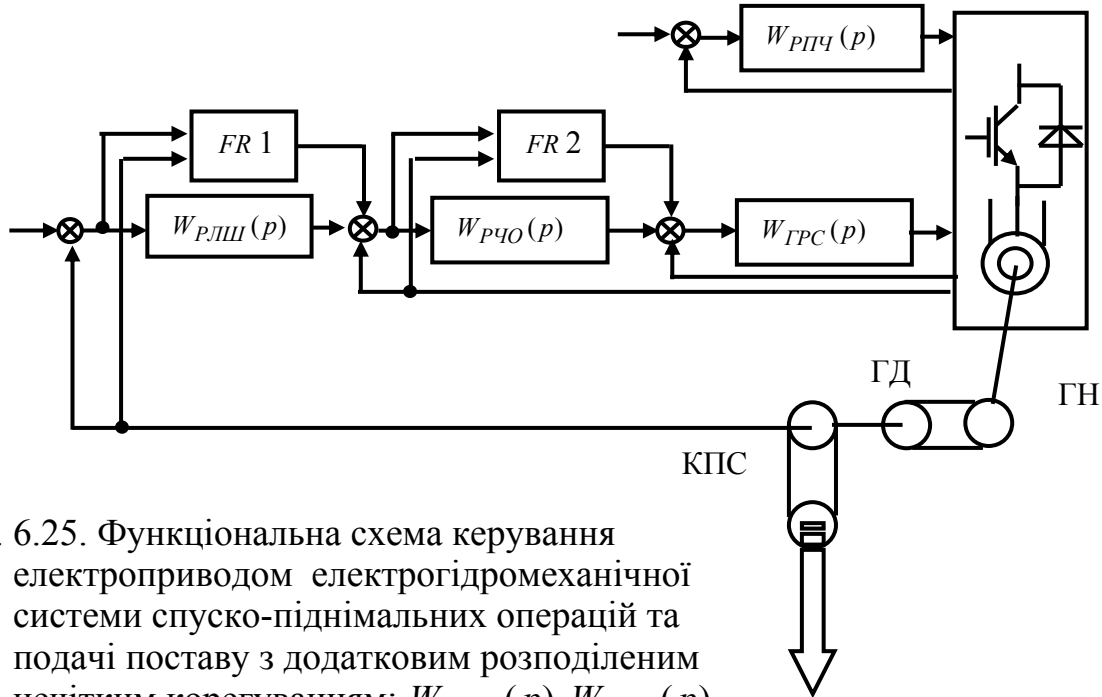


Рис. 6.25. Функціональна схема керування електроприводом електрогідромеханічної системи спуско-піднімальних операцій та подачі поставу з додатковим розподіленим нечітким корегуванням:  $W_{РПЧ}(p), W_{РЧО}(p), W_{РГС}(p), W_{РЛШ}(p)$  – регулятори поточозчеплення, частоти обертання, струму (гістерезисний);  $FR1, FR2$  – нечіткі регулятори контурів лінійної швидкості і частоти обертання поставу

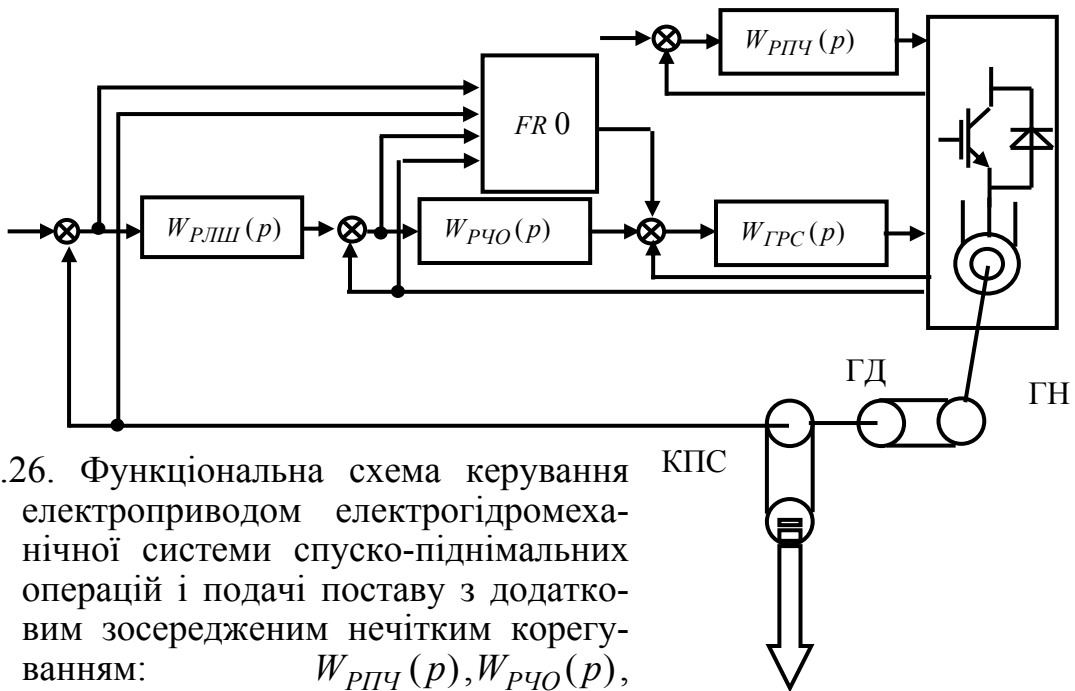


Рис. 6.26. Функціональна схема керування електроприводом електрогідромеханічної системи спуско-піднімальних операцій і подачі поставу з додатковим зосередженим нечітким корегуванням:  $W_{РПЧ}(p), W_{РЧО}(p), W_{РГС}(p), W_{РЛШ}(p)$  – регулятори поточозчеплення, частоти обертання, струму (гістерезисний);  $FR0$  – нечіткий регулятор

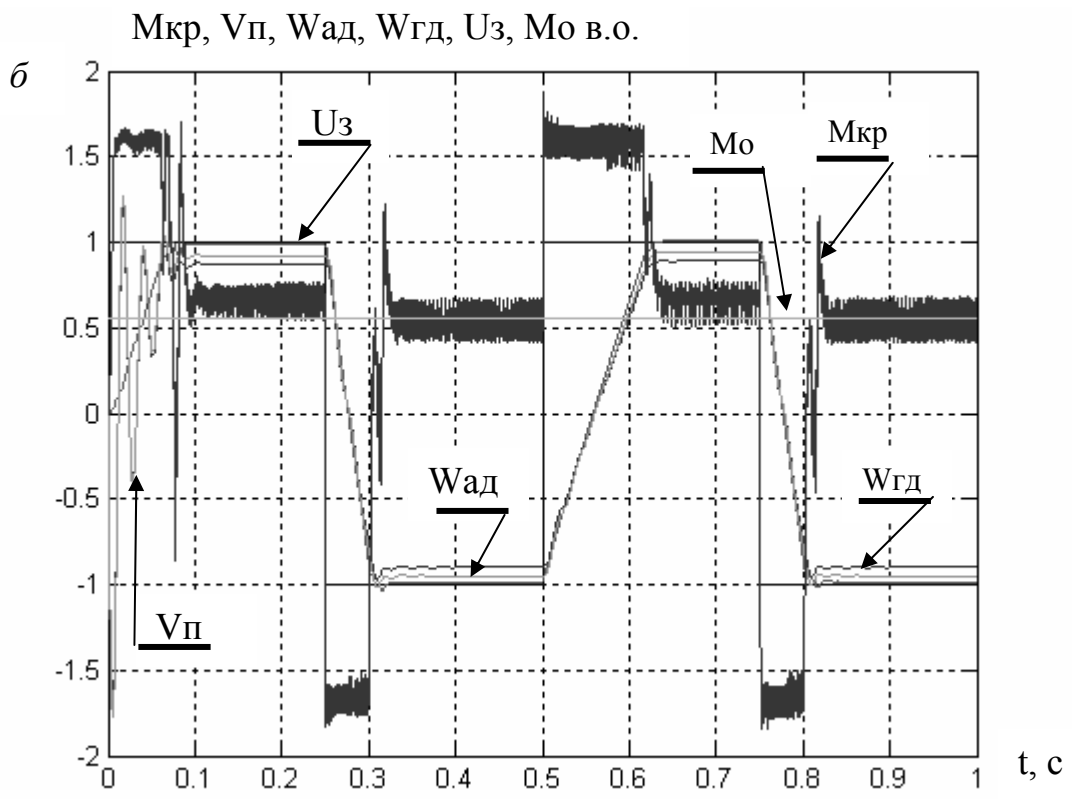
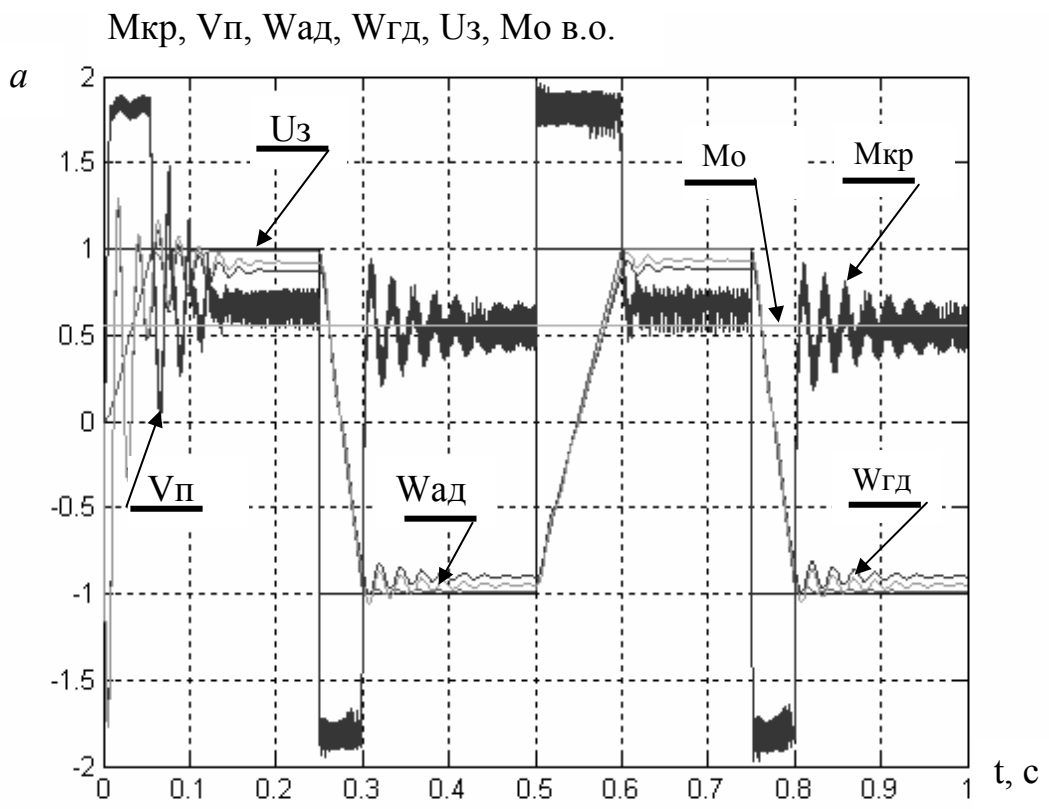


Рис. 6.27. Графіки перебігу перехідних процесів приводу СПО та подачі поставу без фаззі-корегування (*a*) та з фаззі-корегуванням у контурах частоти обертання АД і лінійної швидкості пересування поставу (*б*)

Таблиця 6.9

Вихідні функції належності регулятора частоти обертання приводу СПО та подачі поставу

Параметри функцій належності гаусса $\sigma / c$		
mf1	mf2	mf3
0,082/-0,3	0,119/0,5	0,105/0

Таблиця 6.10

База правил регулятора частоти обертання приводу СПО та подачі поставу

Параметр	Похибка на вході регулятора "error"			
	Функції належності	<i>mf1</i>	<i>mf2</i>	<i>mf3</i>
	<i>mf1</i>	<i>mf1</i>	<i>mf2</i>	–
Швидкість зміни частоти обертання $dw/dt$	<i>mf2</i>	–	<i>mf2</i>	–
	<i>mf3</i>	–	<i>mf2</i>	<i>mf3</i>

Як функції належності регулятора частоти обертання приводу СПО та подачі поставу використані функції гаусса, параметри яких зведені до табл. 6.9, 6.10 (для лінійної швидкості поставу – рис. 6.28, табл. 6.11).

Ефективність роботи паралельно приєднаних нечітких ПД-регуляторів ілюструють графіки, що наведені на рис. 6.27, б. Перехідний процес у контурах частоти обертання вала АД, ГД набуває більшої монотонності. Більш монотонно змінюються обертальний момент і лінійна швидкість пересування поставу.

Аналогічний ефект досягається при використанні зосередженого нечіткого регулятора.

Таким чином, уведення нечітких додаткових контурних регуляторів, розподілених за контурами та зосереджених у внутрішньому контурі, дозволяє ефективно заглушувати власні пружні коливання у контурі частоти системи ЕМ обертання поставу та в контурах частот обертання валів АД і ГД систем ЕГМ СПО і подачі. Додаткові нечіткі регулятори мають пропорційно-диференційну динамічну характеристику.

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

Мінімальна кількість функцій належності: вхідних – 6, вихідних – 4 у контурі ЕМ системи обертання поставу; вхідних – 4, вихідних – 3 у контурах частот обертання валів АД і ГД.

Щодо пульсацій струму асинхронного двигуна, а також збурення, яке виникає за рахунок дискретизації аналогових сигналів у цифровій системі керування, то вони не приводять до додаткових коливань частоти обертання привідної системи.

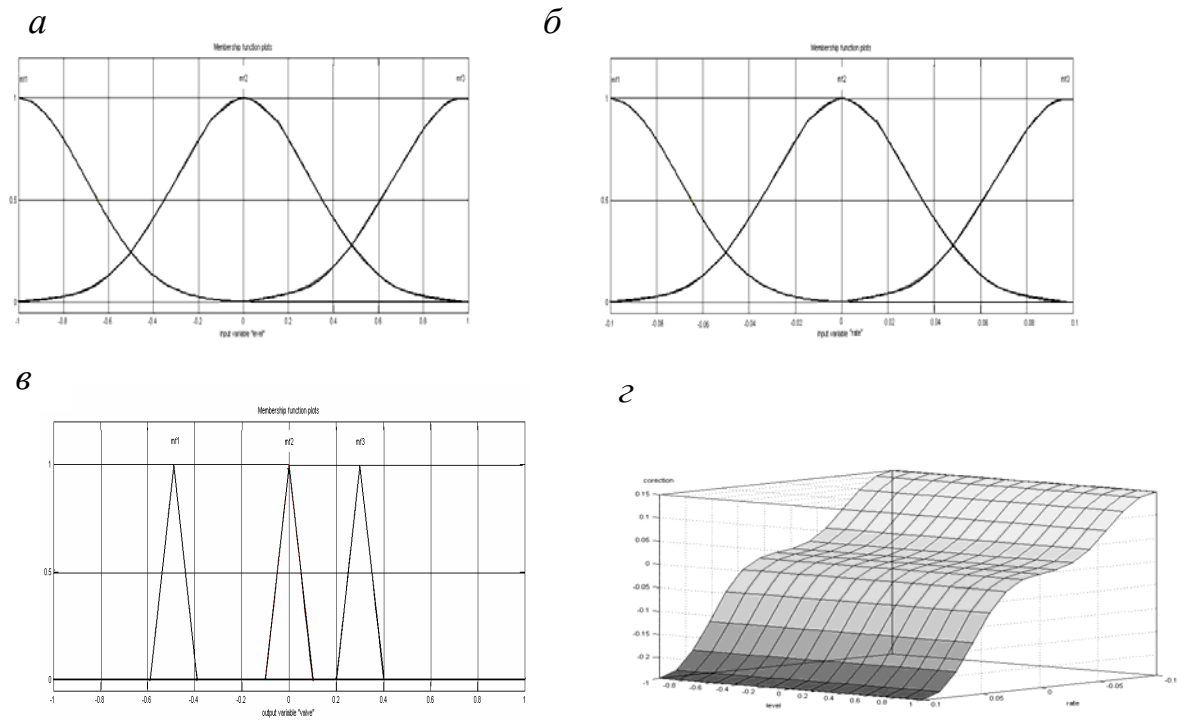


Рис.6.28. Функції належності нечіткого ПД-регулятора лінійної швидкості приводу СПО та подачі поставу: вхідного сигналу неузгодженості (а), вхідного сигналу швидкості лінійного пересування поставу (б), вихідного сигналу (в), а також поверхня від ку нечіткого регуля/ра (г)

Таблиця 6.11

Вхідні функції належності регулятора лінійної швидкості приводу обертання поставу

Вхідний сигнал нечіткого регулятора	Параметри функції належності аусса $\sigma/c$		
	mf1	mf2	mf3
$e_w$	0,3/-1	0,3/0	0,3/1
$dW/dt$	0,03/-0,01	0,3/0	0,03/0,01



### **6.5. Дослідження якості роботи приводних систем з урахуванням зміни параметрів об'єктів керування**

До цього враховувалася тільки зміна маси бурового поставу, що є найважливішим параметром приводної системи бурових верстатів. Решта параметрів об'єкта керування, які змінювалися під час роботи (зміна жорсткості трансмісії, опорів, індуктивностей, взаємної індуктивності асинхронного двигуна) не бралися до уваги. А тому, щоб оцінити вплив зміни цих параметрів на якість керування процесами, були розроблені імітаційні моделі приводних систем бурового верстата (додаток).

Для кількісного зіставлення якості перехідних процесів вводимо інтегральну оцінку  $I_K$ , що враховує швидкість загасання і величину відхилення частоти обертання у цілому. Прораховувались відхилення контрольованої координати не тільки від заданого рівня  $x$ , але й до другої похідної включно:

– лінійної швидкості пересування поставу

$$I_n = \int_0^{\infty} (x^2 + 8 \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x}^2 + 32 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x}^2) \cdot dt;$$

– частоти обертання

$$I_{\omega} = \int_0^{\infty} (x^2 + 4 \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x}^2 + 8 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x}^2) \cdot dt;$$

– струму двигуна

$$I_c = \int_0^{\infty} (x^2 + 2 \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x}^2 + 2 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x}^2) \cdot dt,$$

де  $T_{\mu}$  – стала часу, що зворотно пропорційна циклічній частоті роботи інвертора;  $x$  – відхилення контрольованої координати від заданого рівня.

Величина оцінки  $I_K$  характеризує наближення перехідного процесу до екстремалі, що обумовлено розв'язанням диференціального рівняння вирожденного характеристичного полінома оптимізованого контуру:

– лінійної швидкості пересування поставу

$$32 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x} + 8 \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x} + 1 = 0;$$

– частоти обертання двигуна

$$8 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x} + 4 \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x} + 1 = 0;$$

– струму двигуна

$$2 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x} + 2 \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x} + 1 = 0.$$

Для приводу обертання поставу з ПІ-регулятором струму і зосередженою фаззі-корекцією величину інтегральної оцінки  $I_K$  приймаємо за базову, до якої відносимо всі інші значення оцінок (табл.6.12, рядок 14). Для приводу СПО та подачі поставу з гістерезисним регулятором струму та розподіленою

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

фаззі-корекцією величину інтегральної оцінки  $I_K$  приймаємо за базову, до якої відносимо всі інші значення оцінок (табл.6.15, рядок 9).

Значення інтегральної оцінки  $I_K$  показника перехідного процесу в режимі стрибка керування зведені до табл. 6.19. На рис. 6.29, *а* наведена система керування приводом обертання поставу із гістерезисним регулятором струму; рис. 6.29, *б* – ілюструє реакцію на стрибкоподібне збурення за каналом керування при довжині поставу 44 м, а рис. 6.2, *в* – при довжині поставу 33 м. У разі зменшення моменту інерції відбувається розгін привідної системи за однаковий час при однакових моментах опору і різних динамічних моментах. Момент опору змінюється пропорційно частоті обертання поставу за рахунок зменшення тиску на долото.

Якість перехідних процесів є функцією трьох параметрів – зведеного моменту інерції поставу  $J$ , резистивного опору ротора  $R_R$  і резистивного опору статора  $R_S$ . Для того щоб охопити всю область зміни параметрів  $J, R_S, R_R$ , необхідно значення інтегральної оцінки якості знаходити декілька разів. У цих умовах ефективним засобом організації стосовно роботи з отриманою математичною моделлю, що суттєво зменшить трудомісткість розв'язання задачі, служать методи планування експерименту. Тому використані методи планування експерименту для аналізу якості керування системою при зміні параметрів об'єкта з постійним налаштуванням системи. Знайдемо межі припустимого варіювання зведеного моменту інерції поставу  $J$ , резистивного опору ротора  $R_R$  і резистивного опору статора  $R_S$ .

Уводимо наступні кодування факторів:

$$J^* = \frac{J - J_{cp}}{\Delta J}; R_S^* = \frac{R_S - R_{Scp}}{\Delta R_S}; R_r^* = \frac{R_r - R_{rcp}}{\Delta R_r}; L_s^* = \frac{L_s - L_{scp}}{\Delta L_s};$$
$$L_r^* = \frac{L_r - L_{rcp}}{\Delta L_r}; M^* = \frac{M - M_{cp}}{\Delta M}; C^* = \frac{C - C_{cp}}{\Delta C},$$

де  $J_{cp}, R_{Scp}, R_{rcp}, L_{scp}, L_{rcp}, M_{cp}, C_{cp}$  – зведений момент інерції бурового поставу, резистивний опір статора та ротора, індуктивність статорної й роторної обмоток, взаємна індуктивність, жорсткість трансмісії бурового поставу;  $J_{cp}, R_{Scp}, R_{rcp}, L_{scp}, L_{rcp}, M_{cp}, C_{cp}$  – середні значення факторів, на які налаштовані регулятори;  $\Delta J, \Delta R_S, \Delta R_r, \Delta L_s, \Delta L_r, \Delta M, \Delta C$  – максимальне відхилення факторів від середніх значень.

У табл. 6.12 наведений план повного факторного експерименту  $2^3$  і 19 додаткових дослідів у характерних точках. Для кожного дослідів отримані на математичній моделі значення інтегрального критерію якості перехідного процесу у векторній системі керування приводом:

1. Обертання поставу з ПІ–регуляторами струму і розподіленими за контурами регулювання нечіткими регуляторами, табл. 6.12.

2. Обертання поставу з ПІ–регуляторами струму і зосередженим нечітким регулятором, табл. 6.13.

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

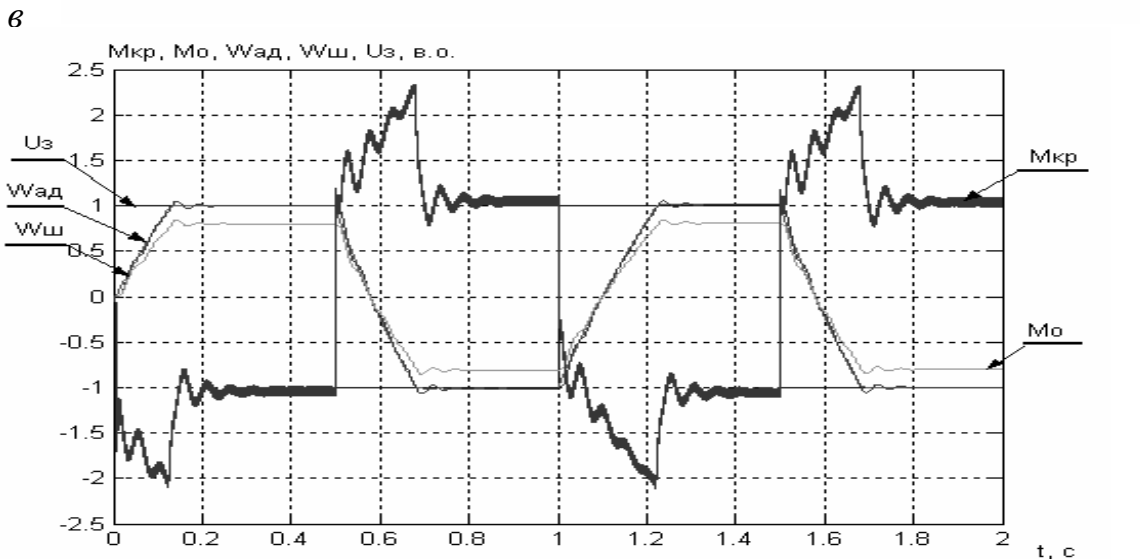
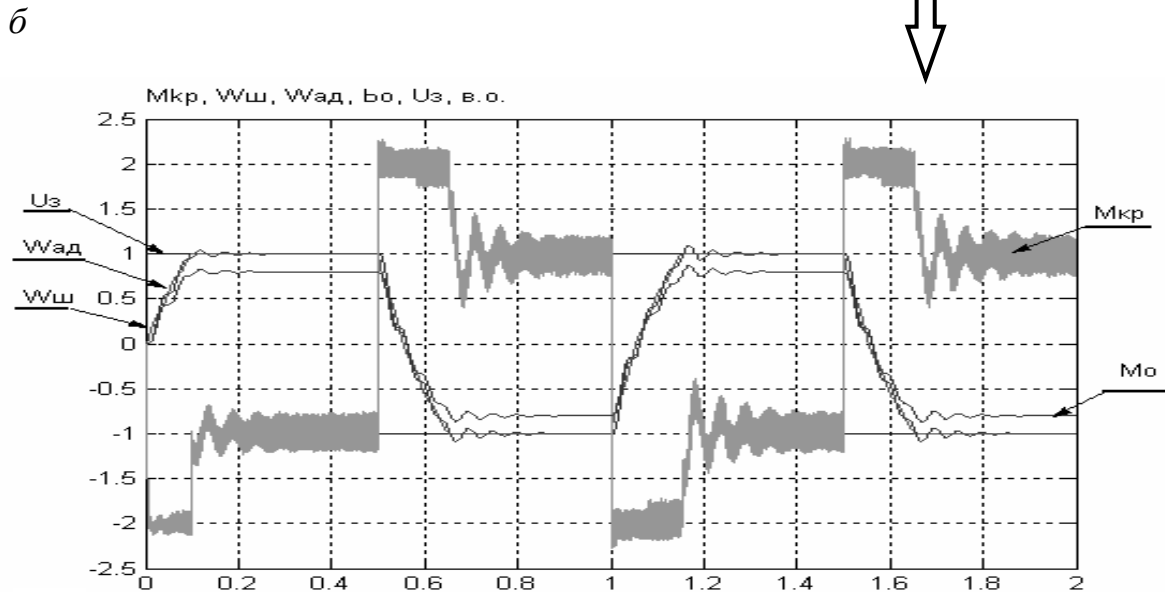
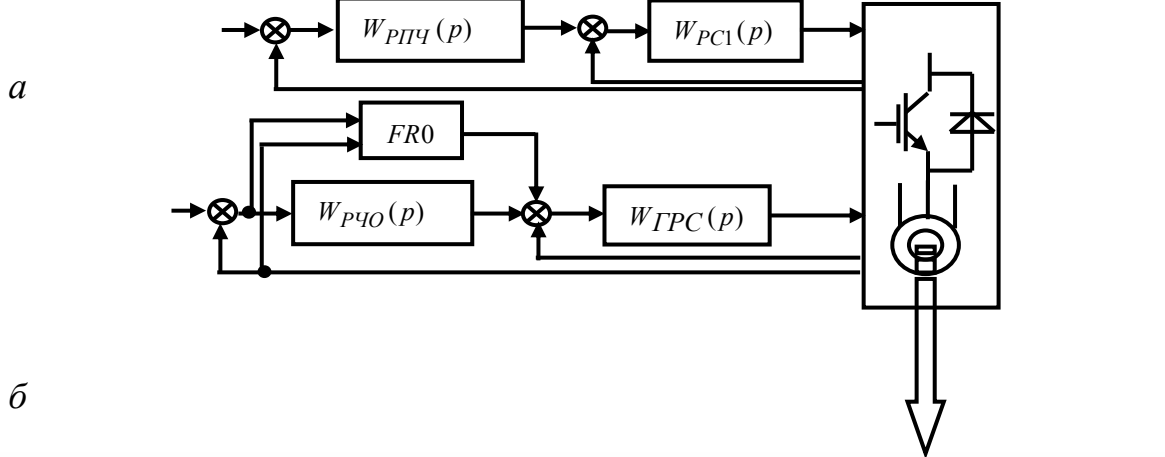


Рис. 6.29. Система векторного керування приводом обертання з гістерезисним регулятором струму, ПІ-регуляторами частоти обертання і потокозчеплення, ПД-фаззі-корегуванням (*a*) та перебіг перехідних процесів у системі з векторним керуванням приводом обертання (*в*), ПІ-регуляторами частоти обертання, струму і потокозчеплення без фаззі-корегування (*б*), а також з ПД-фаззі-корегуванням при відпрацюванні стрибкоподібного задання частоти обертання

План повного факторного експерименту приводу обертання

План повного факторного експерименту та додаткових дослідів								Показники якості керування приводом обертання поставу з ПІ-регулятором струму та зосереджен фаззі-корегуванням					
№	$J^*$	$R_S^*$	$R_R^*$	$L_S^*$	$L_R^*$	$M^*$	$C^*$	Контур швидкості			Контур струму		
								$t_y, c$	$\sigma, \text{в.о.}$	$J_{ш}, \text{в.о.}$	$t_y, c$	$\sigma, \text{в.о.}$	$J_c, \text{в.о.}$
1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0,202	1,012	1,027	0,028	1,5	0,7218
2	0	-1	-1	0	0	0	0	0,209	1,017	1,042	0,026	1,5	0,7612
3	+1	-1	-1	0	0	0	0	0,215	1,017	1,058	0,025	1,6	0,8238
4	-1	0	-1	0	0	0	0	0,202	1,015	1,024	0,028	1,5	0,7157
5	0	0	-1	0	0	0	0	0,208	1,016	1,036	0,027	1,5	0,7598
6	+1	0	-1	0	0	0	0	0,214	1,018	1,054	0,025	1,5	0,8321
7	-1	+1	-1	0	0	0	0	0,201	1,015	1,018	0,025	1,5	0,7141
8	0	+1	-1	0	0	0	0	0,202	1,016	1,027	0,025	1,5	0,7653
9	+1	+1	-1	0	0	0	0	0,214	1,018	1,048	0,025	1,6	0,8412
10	-1	-1	0	0	0	0	0	0,182	1,02	0,9987	0,022	1,7	0,8831
11	0	-1	0	0	0	0	0	0,185	1,02	1,003	0,022	1,7	0,9825
12	+1	-1	0	0	0	0	0	0,187	1,02	1,009	0,020	1,7	1,069
13	-1	0	0	0	0	0	0	0,182	1,02	0,9943	0,019	1,7	0,8896
14	0	0	0	0	0	0	0	0,184	1,02	1,000	0,018	1,7	1,000
15	+1	0	0	0	0	0	0	0,185	1,02	1,004	0,018	1,7	1,074
16	-1	+1	0	0	0	0	0	-	-	2,178	0,018	1,5	10,6
17	0	+1	0	0	0	0	0	-	-	2,25	0,018	1,6	11,17
18	+1	+1	0	0	0	0	0	-	-	2,36	0,018	1,7	12,44
19	-1	-1	+1	0	0	0	0	-	-	2,224	0,019	1,6	10,66
20	0	-1	+1	0	0	0	0	-	-	2,347	0,019	1,6	11,79
21	+1	-1	+1	0	0	0	0	-	-	2,455	0,018	1,7	13,14
22	-1	0	+1	0	0	0	0	-	-	1,178	0,019	1,6	10,6
23	0	0	+1	0	0	0	0	0,184	1,03	1,000	0,018	1,7	1,000
24	+1	0	+1	0	0	0	0	-	-	2,36	0,018	1,7	12,44
25	-1	+1	+1	0	0	0	0	-	-	2,119	0,019	1,6	10,22
26	0	+1	+1	0	0	0	0	-	-	2,203	0,019	1,6	11,77
27	+1	+1	+1	0	0	0	0	-	-	2,34	0,018	1,7	12,63
28	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0,216	1,02	1,029	0,028	1,5	0,7823
29	0	0	0	0	0	0	0	0,184	1,02	1,000	0,018	1,7	1,000

План повного факторного експерименту приводу обертання

План повного факторного експерименту та додаткових дослідів								Показники якості керування приводом обертання поставу з ПІ-регулятором струму та розподілен фаззі-корегуванням					
№	$J^*$	$R_S^*$	$R_R^*$	$L_S^*$	$L_R^*$	$M^*$	$C^*$	Контур швидкості			Контур струму		
								$t_y, c$	$\sigma, \text{в.о.}$	$J_{ш}, \text{в.о.}$	$t_y, c$	$\sigma, \text{в.о.}$	$J_c, \text{в.о.}$
1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0,171	1,001	0,9522	0,0008	1,8	1,405
2	0	-1	-1	0	0	0	0	0,175	1,001	0,9547	0,0008	1,8	1,566
3	+1	-1	-1	0	0	0	0	0,175	1,001	0,9608	0,0008	1,9	1,718
4	-1	0	-1	0	0	0	0	0,170	1,001	0,9509	0,0008	1,8	1,390
5	0	0	-1	0	0	0	0	0,170	1,001	0,9546	0,0008	1,8	1,565
6	+1	0	-1	0	0	0	0	0,175	1,002	0,9627	0,0008	1,9	1,736
7	-1	+1	-1	0	0	0	0	0,170	1,001	0,9519	0,0008	1,8	1,399
8	0	+1	-1	0	0	0	0	0,175	1,001	0,9552	0,0008	1,9	1,569
9	+1	+1	-1	0	0	0	0	0,174	1,002	0,9624	0,0008	1,9	1,732
10	-1	-1	0	0	0	0	0	0,143	1,002	0,9711	0,0008	2,1	1,927
11	0	-1	0	0	0	0	0	0,148	1,003	0,9762	0,0008	2,1	2,053
12	+1	-1	0	0	0	0	0	0,153	1,004	0,9818	0,0008	2,2	2,126
13	-1	0	0	0	0	0	0	0,142	1,002	0,9711	0,0008	2,1	1,927
14	0	0	0	0	0	0	0	0,147	1,003	0,9773	0,0008	2,1	2,062
15	+1	0	0	0	0	0	0	0,155	1,004	0,9815	0,0008	2,2	2,119
16	-1	+1	0	0	0	0	0	0,142	1,002	0,9739	0,0008	2,1	1,956
17	0	+1	0	0	0	0	0	0,148	1,003	0,9787	0,0008	2,0	2,077
18	+1	+1	0	0	0	0	0	0,152	1,003	0,9842	0,0008	2,2	2,15
19	-1	-1	+1	0	0	0	0	0,131	1,003	1,004	0,0008	2,2	2,386
20	0	-1	+1	0	0	0	0	0,137	1,004	1,011	0,0008	2,2	2,504
21	+1	-1	+1	0	0	0	0	0,138	1,004	1,009	0,0008	2,3	2,67
22	-1	0	+1	0	0	0	0	0,132	1,003	1,008	0,0008	2,3	2,431
23	0	0	+1	0	0	0	0	0,137	1,003	1,011	0,0008	2,2	2,503
24	+1	0	+1	0	0	0	0	0,138	1,004	1,014	0,0008	2,3	2,724
25	-1	+1	+1	0	0	0	0	-	-	4,083	-	-	2,268
26	0	+1	+1	0	0	0	0	-	-	4,138	-	-	2,254
27	+1	+1	+1	0	0	0	0	-	-	4,192	-	-	2,250
28	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0,173	1,001	0,9513	0,0008	1,8	1,391
29	+1	0	+1	0	0	0	0	0,138	1,004	1,014	0,0008	2,3	2,724
30	+1	0	+1	-1	-1	-1	-1	0,141	1,003	1,005	0,0008	2,3	2,777
31	+1	0	+1	+1	+1	+1	+1	0,136	1,007	1,018	0,0008	2,3	2,896

Таблиця 6.14

План повного факторного експерименту приводу обертання

План повного факторного експерименту та додаткових дослідів								Показники якості керування приводом обертання поставу з гістерезисним регулятором струму та фаззі-корегуванням					
№ з/П	$J^*$	$R_S^*$	$R_R^*$	$L_S^*$	$L_R^*$	$M^*$	$C^*$	Контур швидкості			Контур струму		
								$t_y, c$	$\sigma, \text{В.О.}$	$J_{ш}, \text{В.О.}$	$t_y, c$	$\sigma, \text{В.О.}$	$J_c, \text{В.О.}$
1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9357	0,018	1,7	0,506
2	0	-1	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9447	0,018	1,7	0,578
3	+1	-1	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9521	0,018	1,7	0,671
4	-1	0	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9355	0,018	1,7	0,558
5	0	0	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9451	0,018	1,7	0,567
6	+1	0	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9526	0,018	1,7	0,640
7	-1	+1	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9355	0,018	1,7	0,539
8	0	+1	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9450	0,018	1,7	0,578
9	+1	+1	-1	0	0	0	0	0,190	1,001	0,9528	0,018	1,7	0,559
10	-1	-1	0	0	0	0	0	0,160	1,004	0,9319	0,018	1,8	0,701
11	0	-1	0	0	0	0	0	0,160	1,004	0,9342	0,018	1,9	0,712
12	+1	-1	0	0	0	0	0	0,161	1,006	0,9383	0,018	1,9	0,778
13	-1	0	0	0	0	0	0	0,160	1,004	0,9323	0,018	1,8	0,889
14	0	0	0	0	0	0	0	0,161	1,004	0,9338	0,018	1,9	0,699
15	+1	0	0	0	0	0	0	0,161	1,006	0,9388	0,018	1,9	0,775
16	-1	+1	0	0	0	0	0	0,160	1,003	0,9320	0,018	1,8	0,888
17	0	+1	0	0	0	0	0	0,160	1,004	0,9344	0,018	1,9	0,689
18	+1	+1	0	0	0	0	0	0,161	1,006	0,9379	0,018	1,9	0,778
19	-1	-1	+1	0	0	0	0	0,141	1,005	0,9384	0,018	1,9	0,877
20	0	-1	+1	0	0	0	0	0,141	1,006	0,9406	0,018	1,9	0,831
21	+1	-1	+1	0	0	0	0	0,150	1,007	0,9430	0,018	2,0	0,952
22	-1	0	+1	0	0	0	0	0,142	1,005	0,9384	0,018	1,9	1,043
23	0	0	+1	0	0	0	0	0,142	1,006	0,9391	0,018	2,0	0,832
24	+1	0	+1	0	0	0	0	0,151	1,006	0,9436	0,018	2,0	0,929
25	-1	+1	+1	0	0	0	0	0,141	1,005	0,9377	0,018	1,8	1,067
26	0	+1	+1	0	0	0	0	0,141	1,006	0,9390	0,018	2,0	0,825
27	+1	+1	+1	0	0	0	0	0,153	1,007	0,9423	0,018	2,0	1,028
28	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0,195	1,001	0,9335	0,018	1,7	0,540
29	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	0,147	1,009	0,9462	0,018	2,1	1,137

План повного факторного експерименту" "Привод "СПО та подачі "

№ з/П		План повного факторного експерименту та додаткових дослідів						Показники якості керування приводом СПО та подачі поставу з гістерезисним регулятором струму та розподілен фаззі-корегуванням							
		$J^*$	$R_S^*$	$R_R^*$	$L_S^*$	$L_R^*$	$M^*$	$C^*$	Контур лінійної швидкості			Контур швидкості			Контур струму
		$t_y, c$	$\sigma, B.O.$	$J_L, B.O.$	$t_y, c$	$\sigma, B.O.$	$J_{ш}, B.O.$	$t_y, c$	$\sigma, B.O.$	$J_{ш}, B.O.$	$t_y, c$	$\sigma, B.O.$	$J_c, B.O.$		
1	-1	0,082	1,006	0,6014	0,07	1,03	0,8967	0,005	1,9	1,012					
2	0	0,082	1,006	0,6018	0,07	1,03	0,8969	0,005	1,9	0,9708					
3	+1	0,082	1,006	0,6011	0,07	1,03	0,8957	0,005	1,9	1,011					
4	-1	0,082	1,006	0,5999	0,07	1,03	0,8964	0,005	1,9	0,9699					
5	0	0,057	1,004	1,53	0,0058	1,07	1,126	0,006	2,7	1,027					
6	+1	0,057	1,004	1,519	0,0058	1,04	1,123	0,006	2,7	0,9865					
7	-1	0,054	1,004	1,519	0,058	1,04	1,125	0,006	2,7	1,025					
8	0	0,054	1,004	1,519	0,058	1,04	1,123	0,005	1,8	0,9348					
9	+1	0,070	1,003	1,000	0,06	1,04	1,00	0,005	2,3	1,00					
10	-1	0,084	1,008	0,5868	0,074	1,04	0,8825	0,006	1,9	1,018					
11	+1	0,062	1,003	1,547	0,058	1,04	1,146	0,005	2,8	0,9754					

Таблиця 6.16

План повного факторного експерименту "Привод СПО та подачі "

План повного факторного експерименту та додаткових дослідів		Показники якості керування приводом СПО та подачі постау з гістерезисним регулятором струму та зосереджен фаззі-корегуванням														
№ з/п	$J^*$	$R_S^*$	$R_R^*$	$L_S^*$	$L_R^*$	$M^*$	$C^*$	Контур лінійної швидкості			Контур швидкості			Контур струму		
								$t_y, c$	$\sigma, B.O.$	$J_{л}, B.O.$	$t_y, c$	$\sigma, B.O.$	$J_{ш}, B.O.$	$t_y, c$	$\sigma, B.O.$	$J_c, B.O.$
1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0,092	1,007	0,6615	0,08	1,13	0,9863	0,006	2,09	1,122
2	0	-1	-1	0	0	0	0	0,091	1,007	0,6619	0,08	1,13	0,9865	0,006	2,09	1,067
3	+1	-1	-1	0	0	0	0	0,091	1,007	0,6612	0,08	1,4	0,9992	0,006	2,09	1,112
4	-1	0	-1	0	0	0	0	0,089	1,007	0,6598	0,08	1,13	0,9852	0,006	2,09	1,0969
5	0	0	-1	0	0	0	0	0,062	1,005	1,683	0,0063	1,07	1,126	0,006	2,71	1,066
6	+1	0	-1	0	0	0	0	0,067	1,005	1,519	0,0064	1,14	1,201	0,007	2,97	1,085
7	-1	+1	-1	0	0	0	0	0,064	1,005	1,704	0,063	1,5	1,235	0,006	1,95	1,028
8	0	+1	-1	0	0	0	0	0,063	1,005	1,711	0,064	1,5	1,228	0,006	1,98	1,029
9	+1	+1	-1	0	0	0	0	0,080	1,004	1,126	0,065	1,14	1,098	0,006	2,53	1,012
10	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0,093	1,096	0,6558	0,081	1,14	1,972	0,007	2,09	1,119
11	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	0,068	1,104	1,741	0,063	1,14	1,246	0,006	2,9	1,074



6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу

3. Обертання поставу з гістерезисним регулятором струму і нечітким регулятором, табл. 6.14.

4. СПО та подачі поставу з гістерезисним регулятором струму і розподіленими за контурами регулювання нечіткими регуляторами, табл. 6.15.

5. СПО та подачі поставу з гістерезисним регулятором струму і зосередженим нечітким регулятором, табл. 6.16.

Крім інтегрального критерію якості, оцінювався час досягнення першого узгодження  $t_y$  і величина перегулювання  $\sigma$  контрольованої змінної. Приймався діапазон зміни параметрів об'єкта керування  $\pm 25\%$  при незмінних параметрах системи керування, що налаштована на середні значення параметрів двигуна і бурового поставу.

На першому етапі оцінювався вплив розкиду моменту інерцій і резистивних опорів ротора і статора в приводі обертання з ПІ-регулятором струму як із зосередженою (табл. 6.13), так із розподіленою (табл. 6.12) фаззі-корегуванням. Аналіз показників якості керування приводом обертання з ПІ-регулятором струму і фаззі-корегуванням виявив, що така система забезпечує якісні перехідні процеси тільки при зменшенні величини параметрів об'єкта керування до значень зменшених на 25% відповідно до початкових величин резистивних опорів асинхронного двигуна і моменту інерції поставу. У цьому діапазоні зміни величин резистивних опорів асинхронного двигуна і моменту інерції поставу значення індуктивностей обмоток статора, ротора, взаємної індуктивності і жорсткості поставу можуть варіюватися у межах  $\pm 25\%$  при забезпеченні задовільних перехідних процесів у приводі обертання з ПІ-регулятором струму як із зосередженою, так і розподіленою фаззі-корегуванням. У дослідах 25–27 (табл. 6.12) і 16–27 (табл. 6.13) у контурі частоти обертання асинхронного двигуна з'являється статизм, і контур не виходить на заданий рівень сигналу керування. Таке явище пояснюється перекомпенсацією дії нечіткого регулятора на процес керування. Оскільки погіршується якість перехідних процесів у цих дослідах, то інтегральні критерії суттєво збільшуються.

На другому етапі досліджувався привід обертання із гістерезисним регулятором струму і фаззі-корегуванням. Результати розрахунків, які зведені до табл. 6.14, підтверджують, що на всьому діапазоні зміни значень параметрів двигуна, жорсткості і моменту інерції поставу ( $\pm 25\%$ ) показники якості керування системою підтримуються на задовільному рівні.

На третьому етапі дослідів з урахуванням результатів двох попередніх оцінювалась якість перехідних процесів приводу спуско-піднімальних операцій і подачі поставу з гістерезисним регулятором струму та розподіленою (табл. 6.15) і зосередженим фаззі-корегуванням. У діапазоні зміни значень параметрів об'єкта керування на  $\pm 25\%$  такі системи керування забезпечують задовільний рівень коливальності, швидкодії і перегулювання усіх контрольованих координат системи керування.

У дослідах 5, 6 (табл. 6.15, 6.16) час досягнення усталеної швидкості суттєво зменшується за рахунок підвищення коливальності перехідного процесу, що негативно позначилося на інтегральному критерії якості контуру.

### 6.6. Визначення областей стійкості роботи контурів з пропорційно/диференціальною нечіткою корекцією

Відомі критерії стійкості систем з нечіткими регуляторами досліджені в роботах [108 – 110]. Беремо до уваги, що у привідних системах, які досліджуємо, на стійкість процесу керування при заданій кількості штанг у поставі впливають два фактори: це пропорційний коефіцієнт передачі нечіткого регулятора  $K_d$  і постійна часу диференційної частини нечіткого регулятора  $T_d$ , які можуть змінюватися в деякому обмеженому діапазоні при відпрацюванні коливального перехідного процесу.

Задача вирішуємо у вигляді: знайти множину або діапазон значень коефіцієнта підсилення  $K_d$  і сталої часу диференціальної ланки  $T_d$ , за яких контур регулювання є стійким при зміні параметрів об'єкта керування (при кількості приєднаних бурових штанг від 1 до 4).

Розглянемо умови стійкості на прикладі контуру струму приводу СПО та подачі поставу з додатковим пропорційно диференціальним (ПД) нечітким регулятором: пропорційна частина нечіткого регулятора під'єднана до сигналу неузгодженості на вході класичного регулятора, а диференціальна – до вихідного сигналу контуру, рис. 6.30, а. Вибір такого контуру пояснюється тим, що в ньому з'являється додаткова передавальна функція найвищого шостого порядку. Коефіцієнти поліномів чисельника  $a_k$  і знаменника  $b_k$  зведені до табл. 5.3, 5.4. Передавальна функція замкненого контуру струму має такий вигляд:

$$W_3(p) = \frac{\left( \frac{T_2 p + 1}{T_1 p} + K_d \right) \cdot \frac{K_{\Pi} K_{\Delta} \sum_1^6 a_k p^k}{(T_{\mu} p + 1)(T_A p + 1) \sum_1^6 b_k p^k + p T_d K_{\Pi} K_{\Delta} \sum_1^6 a_k p^k}}{1 + \left( \frac{T_2 p + 1}{T_1 p} + K_d \right) \cdot \frac{K_{\Pi} K_{\Delta} \sum_1^6 a_k p^k}{(T_{\mu} p + 1)(T_A p + 1) \sum_1^6 b_k p^k + p T_d K_{\Pi} K_{\Delta} \sum_1^6 a_k p^k}},$$

а характеристичн рівняння є

$$H(p) = p T_2 K_d \left[ (T_{\mu} p + 1)(T_A p + 1) \sum_1^6 b_k p^k + p T_d K_{\Pi} K_{\Delta} \sum_1^6 a_k p^k \right] + (T_1 p + 1 + p T_2 K_d) p T_d K_{\Pi} K_{\Delta} \sum_1^6 a_k p^k$$

Це рівняння залежить від параметрів нечіткого ПД-регулятора –

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

коефіцієнта підсилення  $K_d$  і постійної часу диференціальної ланки  $T_d$ , а оскільки його параметри лінійні, то характеристичне рівняння записати так:

$$K_d \cdot S(p) + T_d \cdot Q(p) + R(p) = 0.$$

Прийнявши  $p = j\omega$ , одержимо

$$K_d \cdot S(j\omega) + T_d \cdot Q(j\omega) + R(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega) = 0.$$

Через те, що характеристичне рівняння залежить від двох параметрів, то доцільно дослідити стійкість контуру на основі D-розбиття площини двох параметрів.

При побудові границі D-розбиття визначаємо коефіцієнт  $K_d$  і  $T_d$  для кожної із величин  $\omega$ , розв'язуючи разом два рівняння відносно дійсного та уявного значень характеристичного рівняння:

$$U(\omega) = 0; \quad V(\omega) = 0.$$

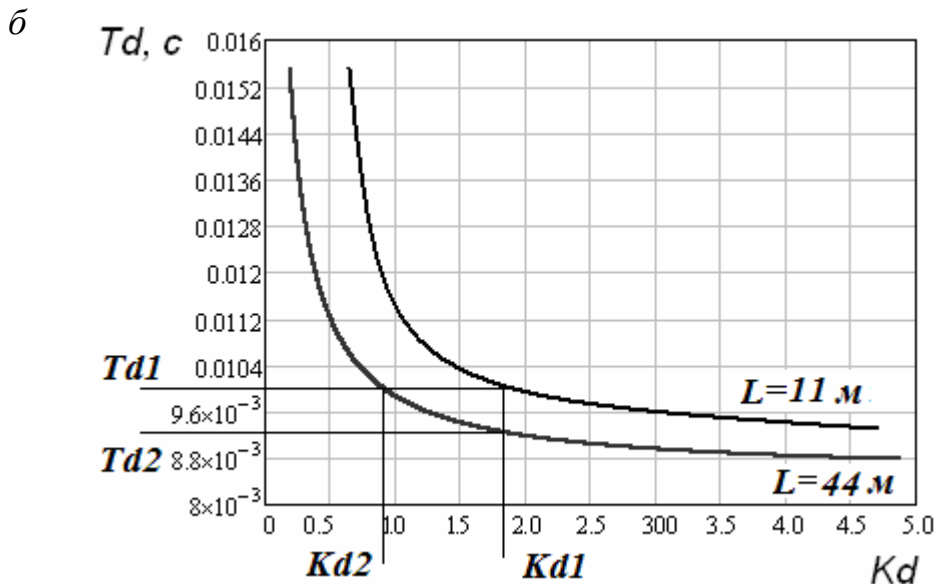
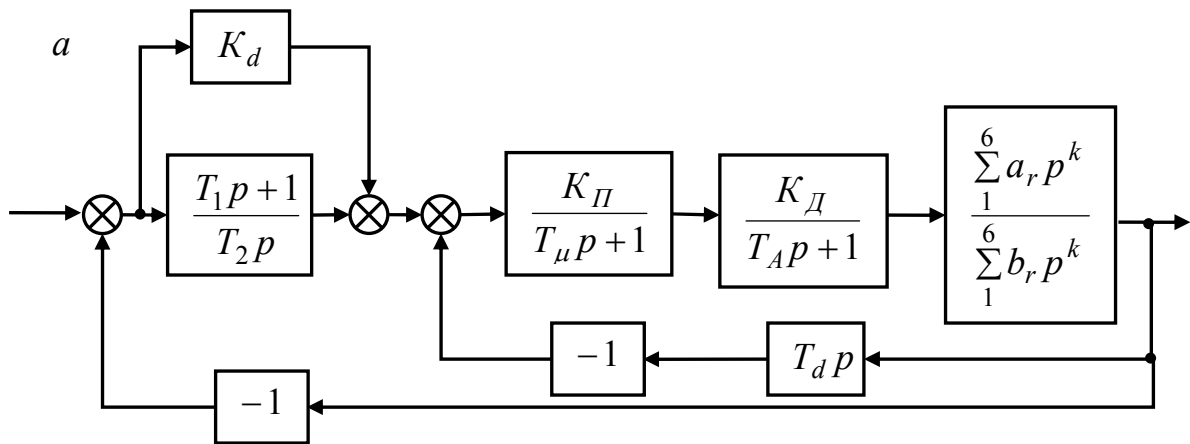


Рис. 6.30. Структурна схема замкнутого контуру з нечіткою ПД-корекцією (а) та границі області D-розбиття (б) у площині параметрів  $K_d$  і  $T_d$  (верхня гіпербола – довжина поставу 11 м, нижня – 44 м)

**6. Застосування нечіткого керування для корегування динаміки систем приводів спуско-піднімальних операцій, подачі та обертання поставу**

Виділяємо члени, що містять величини  $K_d$  і  $T_d$ , і одержуємо систему двох рівнянь

$$\left. \begin{aligned} U(\omega) &= K_d \cdot S_1(\omega) + T_d \cdot Q_1(\omega) + R_1(\omega) = 0; \\ V(\omega) &= K_d \cdot S_2(\omega) + T_d \cdot Q_2(\omega) + R_2(\omega) = 0. \end{aligned} \right\}$$

Розв'язуємо цю систему рівнянь відносно параметрів розбиття

$$K_d = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} -R_1 & Q_1 \\ -R_2 & Q_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} S_1 & Q_1 \\ S_2 & Q_2 \end{vmatrix}} \quad \text{і} \quad T_d = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} S_1 & -R_1 \\ S_2 & -R_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} S_1 & Q_1 \\ S_2 & Q_2 \end{vmatrix}}.$$

Отримані рівняння являють собою параметричні залежності, що визначають границі D-розбиття в площині параметрів  $K_d$  і  $T_d$ . Вони дозволяють розрахувати і побудувати зони стійкості контуру, рис. 6.30,б.

Для визначення зон стійкості контуру струму приводу СПО та подачі поставу встановлено, що у правій верхній зоні (рис.6.30,б) корені характеристичного рівняння мають додатні значення, тобто в цій зоні система нестійка, а в лівій нижній зоні ці корені мають від'ємні значення, тобто в цій зоні система стійка. Таким чином, для забезпечення стійкості системи керування слід дослідити умову, щоб параметри  $K_d$  і  $T_d$  знаходились у зоні, обмеженій нижньою гіперболою і осями координат.

При бурінні поставом довжиною 11 м параметри нечіткого регулятора  $K_d$  і  $T_d$  не повинні перевищувати величин  $K_{d1}$  і  $T_{d1}$  (рис. 6.30,б). Збільшення довжини поставу до 44 м сприяє зменшенню діапазону зміни значень нечіткого ПД-регулятора до величин, не більших за  $K_{d2}$  і  $T_{d2}$  (рис. 6.30, б), тобто обмеження параметрів  $K_d$  і  $T_d$  нечіткого регулятора у межах  $K_{d2}$  і  $T_{d2}$  дозволяє забезпечити стійкість контуру в усьому діапазоні зміни довжини поставу.

Аналогічно оцінюється стійкість контурів керування з нечітким ПД-регулятором.

## ВИСНОВКИ

В монографії викладено теоретичні та практичні результати комплексу досліджень, спрямованих на вирішення науково-прикладної проблеми, пов'язаної з встановленням закономірностей впливу електромеханічних і електродігномеханічних параметрів бурових верстатів на режими роботи електроприводів обертання, спуско-піднімальних операцій та подачі поставу. Це сприяє подальшому розвитку теорії швидкодіючих автоматизованих електроприводів кар'єрних бурових верстатів, частотні характеристики яких сумісні з характеристиками багатомасних механізмів з розподіленими і зосередженими параметрами зі змінними приєднаними масами, що забезпечує зосередження потоку механічної потужності в зоні вибою та енерго- і ресурсозбереження під час буріння підривних свердловин.

Основні висновки та узагальнення результатів роботи:

1. Аналіз динамічних властивостей автоматизованих привідних систем і частотних характеристик трансмісії механізмів обертання, спуско-піднімальних операцій і подачі поставу кар'єрних бурових верстатів дозволив висунути ідею побудови системи автоматичного керування, яка зосереджує потік механічної потужності в зоні вибою шляхом заглушення вимушених поперечних та власних обертових коливань поставу, що мінімізує динамічні навантаження на вузли бурових верстатів і забезпечує енерго- і ресурсозбереження при проходці підривних свердловин.

2. Викладений аналіз способів автоматичного керування процесом обертального буріння підривних свердловин на сучасному рівні новітніх технологій виявив, що процес буріння раціонально розглядати на основі енергетичного критерію, згідно з яким найбільшу стійкість має долото при рівномірному енергетичному навантаженні, тобто при підтримці лінійного зростання механічної енергії руйнування породи або при утриманні на постійному рівні механічної потужності, що виділяється у зоні контакту долота – вибій. При цьому залежно від міцності гірської породи слід формувати механічну характеристику на долоті зі змінною або постійною жорсткістю.

3. На основі встановлених закономірностей при бурінні підривних свердловин запропоновано і досліджено об'єктно-орієнтовні привідні системи обертання поставу бурових верстатів з регулятором потоку потужності в зоні руйнування гірської породи з нелінійною корекцією у каналі зворотного зв'язку. Ці системи реалізують спосіб керування процесом буріння на базі енергетичного критерію, що передбачає формування жорстких механічних характеристик електропривода при бурінні порід з коефіцієнтом міцності до 10–13 балів за шкалою Протодьяконова і перехід на м'які механічні характеристики при бурінні в більш міцних породах, що забезпечить ресурсозбереження шарошкового долота.

4. Встановлено, що при розгляді систем автоматизованих електроприводів спуско-піднімальних операцій та подачі поставу на вибій найбільше впливають такі закономірності:

- для реалізації енерго- і ресурсозберігаючого способу буріння необхідно контролювати, крім частоти обертання вала і струму двигуна, також тиск у гідросистемі, частоту обертання вала гідродвигуна і лінійну швидкість поставу;

- залежно від пружних властивостей гідро- і канатно-поліспасової систем у контурних об'єктах керування виникають коливання, які кількісно визначаються додатковими дробово-раціональними функціями шостого порядку в контурі струму та четвертого – у контурі частоти обертання;

- у додаткових динамічних ланках суміжних контурів з'являються повторювальні нулі і полюси, які збуджуються пружними коливаннями у гідро- і канатно-поліспасовій системах. Повторювальні нулі і полюси при зміні приєднаних мас у буровому поставі зміщуються відносно частоти зрізу контуру керування.

5. На підставі встановлених закономірностей динамічних процесів у системах обертання, спуско-піднімальних операцій та подачі поставу на вибій розроблена наукова концепція побудови автоматизованих електроприводів для бурових верстатів, відповідно до якої з метою енерго- і ресурсозбереження залежно від міцності породи, що буриться, формується на долоті механічна характеристика з постійною або змінною жорсткістю та обмеженням поперечних і крутильних коливань бурового поставу, а також коливань у гідро- і канатно-поліспасовій системах. Ця концепція відрізняється від існуючих тим, що вимушені поперечні коливання поставу обмежуються шляхом впливу на сигнал задання задавача інтенсивністю частоти обертання двигуна механізму обертання, а власні крутильні коливання і пружні коливання в гідро- і канатно-поліспасовій системах – додаванням у закони керування класичними контурними регуляторами додаткових нечітких законів керування з одночасним контролюванням і обмеженням на припустимому рівні технологічних параметрів: у приводі обертання – потоку механічної потужності в зоні вибою; у приводі спуско-піднімальних операцій та подачі поставу на вибій – лінійної швидкості пересування бурового снаряда, частоти обертання гідродвигуна і тиску в гідросистемі.

6. У межах розглянутої наукової концепції побудови автоматизованих електроприводів:

- досліджено поведінку характеристичних частот замкнених контурів керування. Встановлено, що вони при перетинанні частоти зрізу і попадають у смугу пропускання із смуги загасання частотно-керованих асинхронних двигунів у верстатах нового покоління СБШС-250Н як у приводі обертання – контурах струму і частоти обертання, так і в приводі спуско-піднімальних операцій і подачі поставу – контурі струму при максимальній кількості приєднаних штанг у буровому снаряді. Виявлено, що в найбільш швидкодіючий внутрішній контур струму попадають найменші низькочастотні коливання, що обумовлені бічними частотами, які генеруються коливаннями поставу, гідро- і канатно-поліспасової системами;

- для ефективного заглушення пружних коливань у контурах керування як приводом обертання, так і приводом спуско-піднімальних операцій та подачі поставу треба використовувати додаткові нечіткі регулятори, які розподілені за контурами або зосереджені у внутрішніх контурах. Доведено, що нечіткі регулятори, які зосереджені або розподілені за контурами, повинні застосовуватися до контурів, у смуги пропускання яких потрапили додаткові дробово-раціональні функції, що обумовлені пружними властивостями трансмісії, характеристичні частоти яких менші за частоту зрізу контуру при максимальній кількості приєднаних штанг у поставі;

- розроблено метод розрахунку навчальної множини для нейронечітких регуляторів, який відрізняється від відомих тим, що для знаходження навчальної множини використовують передавальні функції у вигляді дробово-раціональних ланок високого порядку, які обумовлені властивостями об'єкта керування.

7. Впровадження енерго- і ресурсозберігаючих технологій у привідних системах обертання, спуско-піднімальних операцій та подачі поставу на вибій при бурінні підривних свердловин шляхом оснащення шарошкових бурових верстатів автоматизованими електроприводами змінного струму дозволяє збільшити продуктивність буропідривних робіт на кар'єрах України та отримати значний економічний ефект.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Колосов В.А. Современное состояние и перспективы развития предприятий по добыче и переработке железорудного и флюсового сырья в Украине / В.А. Колосов, В.П. Воловик, Н.И. Дядечкин // Горн. журн. – 2000. – №6. – С. 162–164.
2. Бызов В.Ф. Потенциал недр Украины / В.Ф. Бызов, И.С. Паранько, В.Д. Евтехов. // Горн. журн. – 2000. – №6. – С. 138–140.
3. Сторчак С.О. Перспективи розвитку гірничорудної промисловості України / С.О. Сторчак. // Форум гірників–2005: матеріали міжнар. конф. – 2005. – Т. 4. – С. 99–106.
4. Колосов В.А. Состояние и перспективы развития сырьевой базы горно-металлургического комплекса Украины / В.А. Колосов, Н.И. Дядечкин // Горн. журн. – 2005. – №2. – С. 10–13.
5. Панков В.А. Создание и производство новых машин на НКМЗ для горнодобывающей промышленности / В.А. Панков // Горн. журн. – 2005. – №2. – С. 92–94.
6. Калашников О.Ю. Формирование технической политики АО "НКМЗ" в области производства горного оборудования / О.Ю. Калашников, В.А. Дзержинский. // Зб. наук. праць НГА. – 2002. – №13, т. 2. – С. 146–152.
7. Кихтенко В.Д. Буровые станки среднего типа / В.Д. Кихтенко., Ю.А. Мучинский // Перспективи розвитку гірничорудної, вугільнодобувної й збагачувальної галузей промисловості: тези доп. на міжнар. наук.-техн. конф. – Краматорськ, 2001. – С. 35.
8. Страбыкин Н.Н. Состояние и пути совершенствования буровой техники нового поколения для карьеров Сибири и северо-востока России / Н.Н. Страбыкин, А.Е. Беляев // Горн. машины и автоматика. – 2003. – №4. – С. 5–9.
8. Микитченко А.Я. Разработка частотно-управляемого электропривода по системе НПЧ-АД для машин предприятий горнодобывающей промышленности / А.Я. Микитченко // Вестн. ОГУ. – 1999. – №3. – С. 108–112.
9. Жуковский А.А. Привод и системы управления буровых станков для карьеров / А.А. Жуковский, Ю.А. Нанкин, В.А. Сушинский. – М.: Недра, 1990. – 223 с.
10. Жуковский А.А. Регулируемый электропривод постоянного тока с тиристорами для бурового станка вращательного бурения / А.А. Жуковский, Н.К. Котов // Изв. вузов. Горн. журн. – 1966. – № 6. – С. 157–160.
11. Ситников Н.Б. Зависимость эффективности шарошечного бурения глубоких скважин от мощности на долоте / Н.Б. Ситников, А.А. Семенцова, В.Т. Трапезников. // Изв. вузов. Горн. журн. – 1987. – №1. – С. 53–55.
12. Семенцова А.А. Энергетические показатели и повышение эффективности использования погружного электропривода при бурении скважин: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / А.А. Семенцова. – М., 1984. – 22 с.



13. Баранникова И.В. Разработка моделей и алгоритмов управления шарошечным станком в режиме бурения: автореф. дис. ... канд. техн. наук: спец. 05.13.06 / И.В. Баранникова. – М., 2003. – 24 с.
13. Калашников О.Ю. Новая техника украинских машиностроителей для открытых разработок / О.Ю. Калашников, В.А. Дзержинский // Горн. журн. – 2000. – №6. – С. 152–153.
15. Лавренко Ю.В. Современная техника для буровзрывных работ / Ю.В. Лавренко, Ю.Н. Михалев, Ю.А. Мучинский // Горн. машины и автоматика. – 2003. – №8. – С. 14–16.
16. Флоренцев С.Н. Силовая электроника начала тысячелетия / С.Н. Флоренцев // Электротехника. – 2003. – №6. – С. 3–9.
17. Автоматизированный электропривод – современная основа автоматизации технологических процессов / М.П. Белов, В.А. Новиков, Л.Н. Рассудов, А.А. Сушников // Электротехника. – 2003. – №5. – С. 12–16.
18. Об энергосберегающем эффекте от внедрения регулируемых асинхронных электроприводов / В.А. Барский, М.Г. Брызгалов, Н.Н. Дубров и др. // Вестн. ХГПУ: спец. вып. "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – 1998. – С. 246–247.
19. Асинхронный массовый регулируемый электропривод с повышенными энергетическими и динамическими характеристиками / Л.П. Петров, О.А. Андрущенко, А.А. Вычужанин, Я.Б. Тубис // Электротехника. – 1993. – №6. – С. 25–27.
20. Браславский И.Я. Опыт внедрения энергосберегающих технологий на основе частотно-управляемых асинхронных электроприводов / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов. // Вестн. НТУ "ХПИ": спец. вып. "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – 2002. – №12, т.1. – С. 169–170.
21. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока / И.И. Эпштейн. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с.
22. Эпштейн И.И. Частотно-регулируемый электропривод на основе преобразователей частоты с автономным инвертором тока / И.И. Эпштейн // Электротехника. – 1990 – №1. – С. 44–47.
23. Пивняк Г.Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г.Г. Пивняк, А.А. Волков. – Д.: Нац. гірн. ун-т, 2006. – 470 с.
24. Волков О.В. Електромеханічні процеси та регулювання асинхронних електроприводів з інверторними перетворювачами частоти: автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03 / О.В. Волков. – Д., 1999. – 32 с.
25. Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
26. Богачев О.Г. Електропривід змінного струму на бурових верстатах типу СБШ / О.Г. Богачев // Електроінформ. – 2005. – №2. – С. 34.
27. Автоматизация производственных процессов на открытых горных разработках / под ред. Г. К. Акутина. – К.: Техніка, 1974. – 121 с.

28. Автоматизация технологических процессов на карьерах / Г.К. Акутин, Л.В. Гулько, Ю.М. Щербина и др. – М.: Недра, 1977. – 311 с.
29. Баккал Р. А. Система автоматизации процесса вращательного бурения / Р.А. Баккал, Б.Х. Богопольский, П.М. Пипка // Горн. журн.– 1963.– №12.– С. 35–39.
30. Регулирование и управление режимами бурения взрывных скважин / Н.И. Терехов, И.С. Авраамов, П.Д. Гаврилов и др. – Л.: Недра, 1980. – 223 с.
31. Вибрация и надежность работы станков шарошечного бурения / А.Ф. Суханов, Б.Н. Кутузов, Б.А. Катанов и др. – М.: Недра, 1969 – 126 с.
32. Канторович Л.И. Статика и динамика буровых шарошечных станков / Л.И. Канторович, В.Н. Дмитриев. – М.: Недра, 1984.– 124 с.
33. Буткин В.Д. Проектирование режимных параметров автоматизированных станков шарошечного бурения / В.Д. Буткин. – М.: Недра, 1979. – 209 с.
34. Автоматическая стабилизация уровня вибрации буровых станков / Ю. П. Марасанов, В. А. Боровков, Р. С. Штромвассер и др. // Изв. вузов. Горн. журн. – 1973. – № 2. – С. 64—68.
35. Автоматизация и автоматизированные системы управления в угольной промышленности / под ред. Н.Ф. Братченко. – М.: Недра, 1976. – 383 с.
36. Мусарский В. Э. Исследование бурения взрывных скважин шарошечными станками и разработка регулятора их производительности: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.172 / В.Э. Мусарский. – Кривой Рог, 1971. – 23 с.
37. Мусарский В.Э. К вопросу получения математической модели процесса шарошечного бурения методом факторного планирования эксперимента / В.Э. Мусарский // Техн. кибернетика. – 1969.– Вып. 2. – С. 65–71.
38. Волков А. А. Экстремальное управление буровыми машинами вращательного действия / А.А. Волков, В.Ф. Шостак // Изв. вузов. Горн. журн. – 1966. – № 3. – С. 26–31.
39. Кутузов Б.Н. Взрывное и механическое разрушение горных пород / Б.Н. Кутузов. – М.: Недра, 1973. – 312 с.
40. Кутузов Б.Н. Разрушение горных пород / Б.Н. Кутузов, А.Ф. Суханов. – М.: Недра, 1968.– 68 с.
41. Шухман В.П. Экспериментальное исследование основных параметров взрывного бурения скважин / В.П. Шухман // Научн. сообщ. ин-та горн. дела им. А.А. Скочинского. – 1969. – Вып. 65 – С. 34–39.
42. Кутузов Б.Н. Основные направления совершенствования шарошечного бурения скважин на карьерах. / Б.Н. Кутузов // Горн. журн. – 1969. – №4. – С. 64–68.
43. Система автоматического управления режимами бурения для буровых станков БСШ-1м, БСШ-2м, 2СБШ-200 / В.Д. Буткин, А.А. Жуковский, М.И. Кулачок, Н.К. Котов // Изв. вузов. Горн. журн. – 1967. – № 4.– С. 157–161.
44. Электронное моделирование системы автоматического регулирования буровых шарошечных станков / А. Е. Троп, Ю. П. Марасанов, В. А. Минеев и др. // Тр. СГИ. – 1967. – Вып. 49.– С. 27–33.

45. Цыганков В. А. Адаптивная система управления процессом бурения с комбинированным управлением / В.А. Цыганков // Изв. вузов: сер. "Приборостроение". – 1971. – Т. XIV, № 4. – С. 39–43.
46. Цыганков В. А. О принципах построения систем автоматического управления, оптимизирующих процесс бурения взрывных скважин / В.А. Цыганков // Вопросы динамики систем автоматического управления. – Челябинск, 1970. – Вып. 64. – С. 101—106.
47. Цыганков В. А. Принципы построения и вопросы динамики приспособляющейся электрогидравлической системы: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.173 / В.А. Цыганков. – Челябинск, 1965.– 25 с.
48. Жуковский А.А. Привод и системы управления буровых станков для карьеров / А.А. Жуковский, Ю.А. Нанкин, В.А. Сушинский. – М.: Недра, 1990.– 223 с.
49. Пановко Я.Г. Основы прикладной теории колебаний и удара / Я.Г. Пановко. – Л.: Машиностроение, 1976. – 320 с.
50. Прочность, устойчивость, колебания: справочник / под ред. И.А. Биргера и Я.Г. Пановко.– М.: Машиностроение, 1968. – Т. 1 – 831 с.
51. Расчет продольной устойчивости вращающегося бурового става / М.М. Ветюков, К.А. Лукашов, Д.А. Юнгмейстер // Горн. машины и автоматика. – 2004. – №8.– С. 46 – 48.
52. Вибрации в технике: справочник / под ред. В.В.Болотина. – М.: Машиностроение, 1978. – Т.1 – 324 с.
53. Прочность, устойчивость, колебания: справочник / под ред. И.А. Биргера и Я.Г. Пановко. – М.: Машиностроение, 1968. – Т.3 – 567 с.
54. Пановко Я. Г. Введение в теорию механических колебаний / Я.Г. Пановко. – М.: Наука, 1971. – 341 с.
55. Корн Г. Справочник по математике / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1974. – 832 с.
56. Башарин А.В. Управление электроприводами / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
57. Шипилло В. Л. Автоматизированный вентильный электропривод / В.Л. Шипилло. – М.: Энергия, 1969. – 317 с.
58. Фрер Ф. Введение в электронную технику регулирования / Ф. Фрер, Ф. Ортенбургер. – М.: Энергия, 1973. – 164 с.
59. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак, О.В. Слежановский. – М.: Энергия, 1970. – 200 с.
60. Ремшин Б.И. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов / Б.И. Ремшин, Д.С. Ямпольский. – М.: Энергия, 1975. – 184 с.
61. Основы автоматизированного электропривода / М.Г. Чиликин, М.М. Соколов, В.М. Терехов, А.В. Шинянский. – М.: Энергия, 1974. – 568 с.
62. Андреев Ю.Н. Управление конечномерными линейными объектами / Ю.Н. Андреев. – М.: Наука, 1976. – 424 с.

63. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Н.Т. Кузовков. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
64. Деруссо П. Пространство состояний в теории управления / П. Деруссо, Р. Рой, Ч. Клоуз. – М.: Наука, 1970. – 620 с.
65. Толочко О.І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачем стану / О.І. Толочко. – Донецьк: Норд-прес, 2004. – 298 с.
66. Костюк В.И. Беспойсковые градиентные самонастраивающиеся системы / В.И. Костюк. – К.: Техніка, 1969. – 164 с.
67. Красовский А.А. Универсальные алгоритмы оптимального управления непрерывными процессами / А.А. Красовский, В.Н. Буков, В.С. Шендрик. – М.: Наука, 1967. – 270 с.
68. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями частоты / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
69. Рассудов Л.Н. Электроприводы с распределенными параметрами механических элементов / Л.Н. Рассудов, В.Н. Мядзель. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 143 с.
70. Современные концепции построения систем автоматизированного электропривода для электротехнических комплексов горных машин и буровых установок / Б.И. Абрамов, А.И. Коган, Б.И. Моцохейн и др. // Электротехника. – 2002. – №3. – С. 36–41.
71. Диткин В.А. Справочник по операционному исчислению / В.А. Диткин, А.П. Прудников. – М.: Высш. шк., 1965. – 467 с.
72. Градштейн И.С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: изд-во физ.-мат. л-ры, 1963. – 1110 с.
73. Бессекерский В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бессекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
74. Динамика гидропривода / Б.Д. Садовский, В.Н. Прокофьев, В.К. Кутузов и др. – М.: Машиностроение, 1972. – 292 с.
75. Вильнер Я.М. Справочное пособие по гидравлике, гидромашинам и гидроприводам / Я.М. Вильнер, Я.Т. Ковалев, Б.Б. Некрасов. – Минск: Высшейш. шк., 1976. – 416 с.
76. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем / Н.Н. Иващенко. – М.: Машиностроение, 1973. – 606 с.
77. Иванов Г.М. Автоматизированный многодвигательный электропривод постоянного тока / Г.М. Иванов, Г.М. Левин, В.М. Хуторецкий. – М.: Энергия, 1978. – 160 с.
78. Коррекция систем подчиненного регулирования с упругими механическими передачами с помощью активных фильтров / Ю.А. Борцов, В.М. Шестаков, А.В. Бондаренко, Ю.М. Иншаков // Изв. вузов: сер. “Энергетика”. – 1972. – №8. – С. 8–12.
79. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода / В.И. Ключев. – М.: Энергия, 1971. – 296 с.

80. Квартальнов Б. В. Динамика электроприводов с упругими связями / Б.В. Квартальнов. – М.–Л.: Энергия, 1965. – 116 с.
81. Горнов В. К. Унифицированные системы автоуправления в металлургии / В.К. Горнов, В.Б. Рабинович, Л.М. Вишневецкий. – М.: Металлургия, 1971. – 214 с.
82. Борцов Ю. А. Обобщенные структурно-топологические методы исследования динамики промышленных систем электропривода: автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03 – Л., 1973. – 35 с.
83. Борцов Ю.А. Методы исследования динамики сложных систем электропривода / Ю.А. Борцов, Г.В. Суворов. – М.: Энергия, 1966. – 184 с.
84. Борцов Ю. А. Экспериментальное определение параметров и частотных характеристик автоматизированных электроприводов / Ю.А. Борцов, Г.В. Суворов, Ю.С. Шестаков. – М.–Л.: Энергия, 1969. – 158 с.
85. Цехнович Л. И. О динамике электропривода постоянного тока с упругой связью / Л.И. Цехнович // Электричество. – 1968.– № 6. – С. 67–70.
86. Соколовский Г. Г. Возможности настройки унифицированной САР скорости на предельное быстродействие при наличии упругой связи / Г.Г. Соколовский, Ю.В. Постников // Электропромышленность: сер. “Электропривод”. – 1973. – № 7 (24). – С. 20–23.
87. Соколовский Г. Г. Последовательная коррекция в унифицированных системах автоматического регулирования при наличии упругой связи между двигателем и механизмом / Г.Г. Соколовский, Ю.В. Постников, В.М. Стасовский // Электропромышленность: сер. “Электропривод”. – 1973. – № 2 (19). – С.14–17.
89. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенного решения / Л. Заде. – М.: Мир, 1976. – 165 с.
89. Терехов В.М. Алгоритмы фаззи-регуляторов в электротехнических системах / В.М. Терехов // Электричество. – 2001. – №12. – С. 55–63.
90. Терехов В.М. Современные способы управления и их применение в электроприводе / В.М. Терехов // Электротехника. – 2000. – №2. – С. 25–28.
91. Классификация и кластер / под. ред. Дж. Вэн Райзина. – М.: Мир, 1980. – 392 с.
92. Терехов В.М. Некоторые аспекты применения фаззи-управления в электроприводе. / В.М. Терехов, Е.С. Владимирова // Электричество. – 1999. – №9. – С. 34–38.
93. Владимирова Е.С. Синтез фаззи-регулятора для позиционных и следящих электроприводов / Е.С. Владимирова // Электротехника. – 2000. – №9. – С. 9–14.
94. Терехов В.М. Фаззи-логика в электротехнике / В.М. Терехов // Электричество. – 2000. – №11. – С. 59–64.
95. Терехов В.М. Стабилизация движения тихоходных электроприводов на основе Fuzzy-логики / В.М. Терехов, А.С. Барышников // Электричество. – 1996. – №8.– С. 61–64.

96. Системы фuzzi–управления / В.И. Архангельский, И.Н. Богаенко, Г.Г. Грабовський, Н.А. Рюмшин. – К.: Техніка. – 1997. – 207 с.
97. Yesil E. Internal model control based fuzzy gain scheduling technique of PID controllers / E. Yesil, M. Guzelkaya, I. Eksin. // World Automation Congress – 2004. – Vol. 17. – P. 501–506.
98. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации: нечеткая логика, генетические алгоритмы, нейронные сети / А.П. Ротштейн. – Винница: УНИВЕРСУМ-Винница, 1999. – 320 с.
99. Чермалых А.В. Система управления электромеханической установкой с корректирующим фаззи-контроллером / А.В. Чермалых, В.В. Кузнецов, С.Л. Прядко // Вісн. КДПУ. –2002. – Вип. 2 (19), т.2. – С. 17–20.
100. Чермалых В.М. Построение системы фаззи-управления для уменьшения динамических нагрузок в сложных электромеханических установках / В.М. Чермалых, А.В. Чермалых, А.В. Данилин // Сб. науч. тр. НГАУ. – 2002. – №13, т. 2. – С. 140–145.
101. Yager R. Essentials of Fuzzy Modelling and Control / R. Yager, D. Filev. – USA: John Wiley & Sons, 1984. – 387 p.
102. Dunn J.C. A fuzzy relative of the ISODATA process and its use in detecting compact well-separated clusters / J.C. Dunn. // Journal on Cybernetics. – 1974. – Vol. 3. – P. 32–37.
103. Bezdek J.C. A convergence theorem for the fuzzy ISODATA clustering algorithm / J.C. Bezdek // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 1980.– Vol. 2, №1. – P. 1–8.
104. Bezdek J.C. Some recent applications of fuzzy c-means in pattern recognition and image processing / J.C. Bezdek // IEEE Workshop Lang. Autom. – 1983.– P. 247–252.
105. Windham M.P. Cluster validity for the fuzzy c-means clustering algorithm. / M.P. Windham // Fuzzy Sets and Systems. – 1983. – Vol. 10, №3. – P. 271–279.
106. Медведев В.С. Нейронные сети MATLAB 6 / В.С. Медведев, В.Г. Потемкин. – М: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002.– 496 с.
107. Hagan M.T. Training feed forward networks with the Marguard algorithm. / M.T. Hagan, M. Menhaj // IEEE Transactions on Neural Networks. – 1994. – Vol. 5, №6. – P. 989–993.
108. Лозинский А.О. Аналіз стійкості та синтез нелінійних систем автоматичного керування електротехнічних об'єктів з нечіткими ПІ-регуляторами / А.О. Лозинський // Електромашинобудування та електрообладнання: рес. міжвід. наук.-техн. зб. – 2003. – Вип. 60 – С.79-88.
109. Лозинський А.О. Критерії стійкості систем з нечіткими регуляторами / А.О. Лозинський // Вісн. НТУ "ХПІ". – 2003. – №10, т.1. – С. 510–511.
110. Лозинський А.О. Електромеханічні системи автоматизації технологічних об'єктів з інтелектуальним керуванням: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.09.03 / А.О. Лозинський. –Львів, 2004. – 41 с.

**Імітаційна модель електромагнітних і гідромеханічних процесів у привідних системах обертання, спуско-піднімальних операцій та подачі поставу**

Працездатність електропривода змінного струму з векторною системою керування та урахуванням динаміки роботи бурового поставу, канатно-поліспастової системи та гідросистеми проаналізовано за допомогою моделювання в середовищі математичного пакета Simulink програми MATLAB, де реалізовані математичні моделі електромеханічної системи обертання, спуско-піднімальних операцій і подачі поставу. У математичній моделі врахована зміна миттєвих значень вихідної напруги напівпровідникового перетворювача із широтно-імпульсною модуляцією, а також використані повна система рівнянь асинхронного двигуна, цифрова система керування з фаззі-корекцією, модель бурового поставу, модель канатно-поліспастової системи і гідросистеми. Дослідження виконані на математичних моделях приводів змінного струму з векторною системою керування та ПІ-регуляторами струмів, частоти обертання вала асинхронного двигуна й І-регулятором пересування поставу. Дискретність цифрової системи дорівнює 2 мкс, частота комутації інвертора напруги – 2000 Гц.

**Д.1. Векторна система керування асинхронним приводом обертання поставу з ПІ-регуляторами струму**

Імітаційна модель з фаззі-корекцією, що розподілена за контурами регулювання, наведена на рис. Д.1 і містить:

блок, що задає параметри лінії електропостачання (6 kV, 50Hz, 10 MVA);

блок, що задає параметри силового знижувального трансформатора (6kV/380V, 150 kVA);

мостовий нерегульований напівпровідниковий випрямляч (Rectifier);

Г-подібний низькочастотний фільтр на виході випрямляча (L1, C);

трифазний автономний інвертор на IGBT-транзисторах (PWM IGBT Inverter);

модель асинхронного електродвигуна (Induction Motor 90 kWt/380 V);

блок обчислення миттєвих значень трифазного струму статора “is\_abc” і частоти обертання вала асинхронного двигуна “wm” (Demux);

модель пружних крутильних коливань бурового поставу, що враховує коефіцієнт жорсткості поставу на крутіння (Gain2), коефіцієнт дисипативних сил (Gain1), зведений момент інерції поставу (Gain3);

модель зміни реактивного моменту опору на породоруйнівному інструменті, який залежить від частоти обертання шарошки (Load\_torque2, Gain8, Product1);

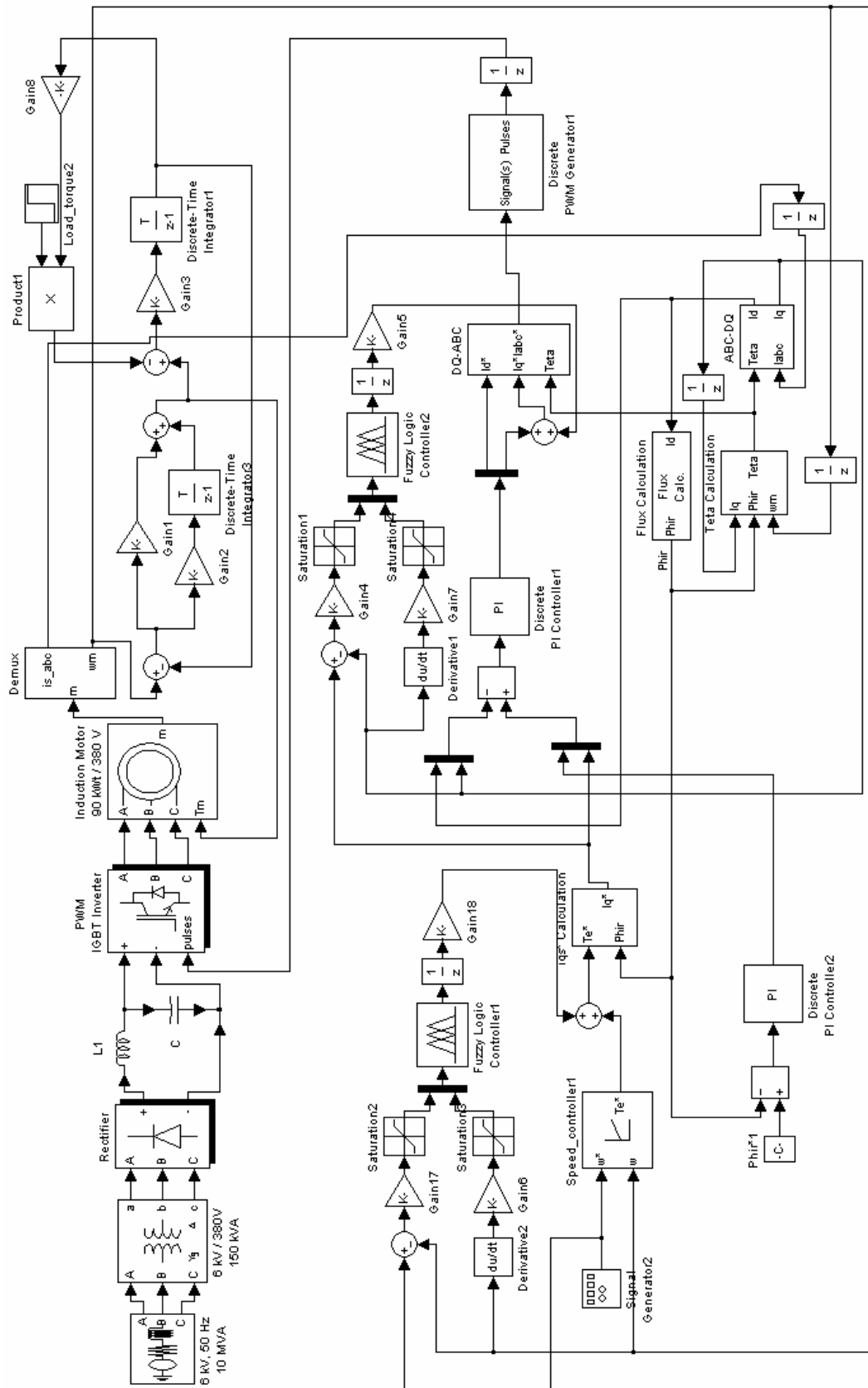


Рис. Д.1. Модель векторного привода обертяння поставу з розподіленою за контурами фаззі-корекцією й ПІ-регуляторами струму



блоки, що перетворюють нерухому трифазну систему координат  $abc$  в обертову двофазну  $dq$  і обертову двофазну  $dq$  в нерухому трифазну  $abc$  (ABC-DQ, DQ-ABC);

блоки ПІ-регуляторів: частоти обертання вала асинхронного двигуна (Speed Controller1); поздовжньої і поперечної складових струму статора двигуна (Discrete PI Controller1); потокозчеплення асинхронного двигуна (Discrete PI Controller2);

блоки нечітких ПД-регуляторів, що розподілені за контурами регулювання струму (Fuzzy Logic Controller2) і частоти обертання поставу (Fuzzy Logic Controller1);

блоки знаходження перших похідних від поперечної складової струму статора (Derivative1) і частоти обертання ротора двигуна (Derivative2);

блоки, що масштабують сигнали на вході і виході нечіткого регулятора струму (Gain4, Gain5, Gain7) та частоти обертання поставу (Gain6, Gain17, Gain18);

блоки обмеження максимально припустимих рівнів сигналів на входах нечітких регуляторів частоти обертання (Saturation2, Saturation3) і струму (Saturation1, Saturation4);

блок імпульсного генератора сигналів (Signal Generator2);

блок визначення вихідної частоти інвертора (Teta Calculation);

блок обчислення потоку (Flux Calculation);

блок обчислення поперечної і поздовжньої складових струму статора асинхронного двигуна ( $i_{ds}^*$  Calculation);

блок задання потокозчеплення асинхронного двигуна ( $\Phi_{ir}^*$ );

блок генерування керуючих імпульсів трифазного автономного інвертора напруги (Signal(s) Pulses).

Імітаційна модель привідної системи з фаззі-корекцією, що зосереджена у внутрішньому контурі регулювання, наведена на рис. Д.2. Модель містить аналогічні блоки, що наведені на рис. Д.1, але вихід корегувального нечіткого регулятора швидкості перенесено на вхід перетворювача координат DQ-ABC.

## **Д.2. Векторна система керування асинхронним приводом обертання поставу і гістерезисним регулятором струму**

Режим джерела струму в автономному інверторі здійснюється введенням релейних елементів, на вхід яких подається різниця керуючого сигналу і сигналу з давача реального струму двигуна.

У системі є два канали, один визначає магнітний потік збудження машини, інший – крутний (обертальний) момент.

Коефіцієнти передачі регуляторів вибираються таким чином, щоб стала часу в каналі керування потоком була, принаймні, на порядок меншою за сталу часу в каналі керування швидкістю. Модель електропривода разом з регулятором швидкості й потоку збудження наведена на рис. Д.3.

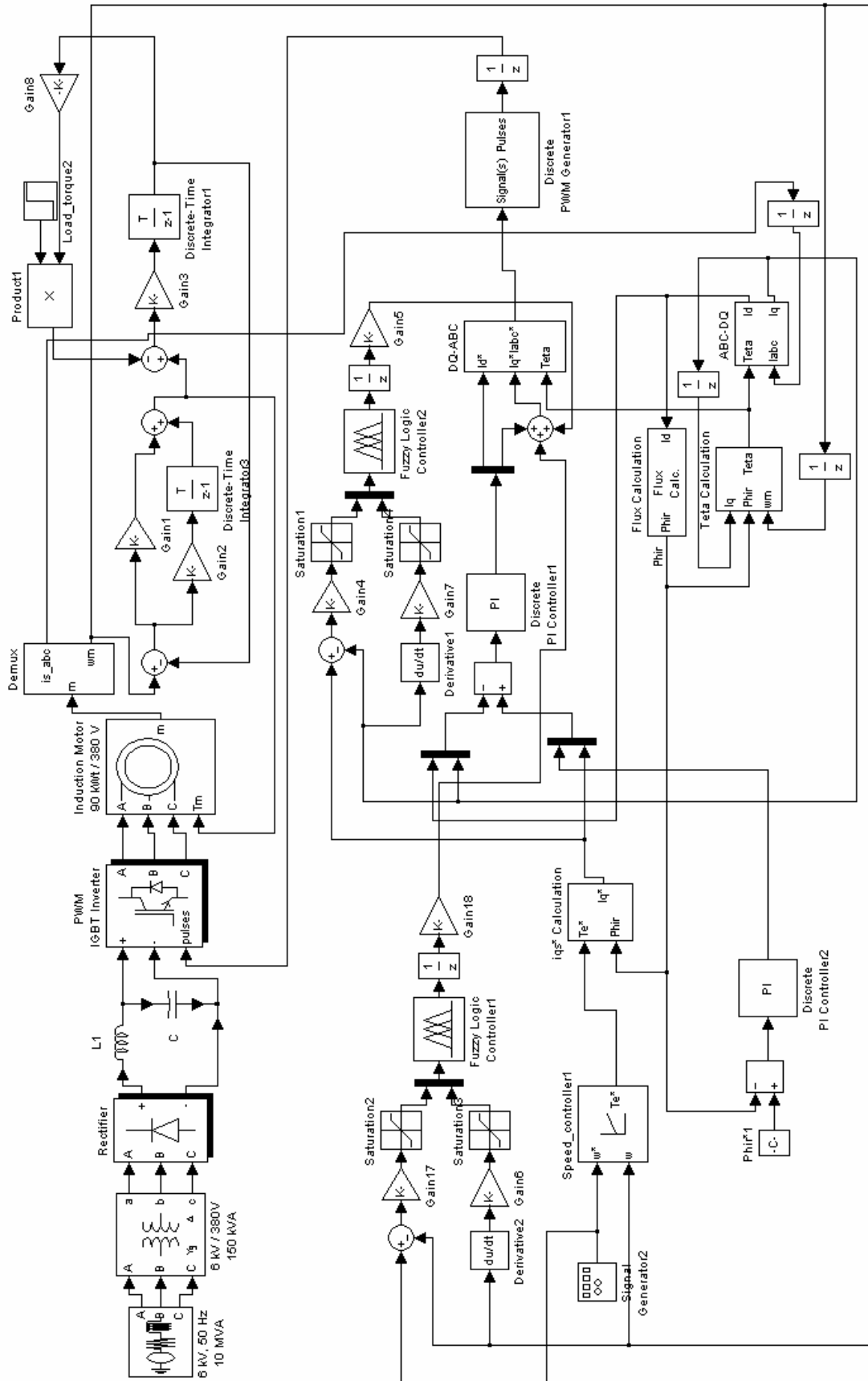


Рис. Д.2. Модель векторного привода обертаня поставу із зосередженою фазі-корекцією і ПІ-регуляторами струму

Достатньо просту структурну схему асинхронного електропривода можна одержати, якщо в математичний опис закласти всі необхідні перетворення, а саме:

- перетворення системи координат з обертової у нерухому в прямому каналі і з нерухомої в обертову у зворотному каналі;
- перетворення координат ABC-DQ і DQ-ABC;
- орієнтація системи координат за віссю потокозчеплення;
- ідеальність джерела струму, що живить машину.

Математична модель відповідає опису за “гладкою” складовою і не враховує імпульсного характеру напруги на виході інвертора.

У даній моделі реалізована обертова система координат, орієнтована за потокозчепленням ротора. Регулятори в каналі потокозчеплення і швидкості мають ті самі параметри, що і в розглянутій системі. Модель містить субблок, у якому реалізований ШІМ в обертовій системі координат. Модель цього блока створює “струмовий коридор” за допомогою релейних елементів та від’ємного зворотного зв’язку відповідно до струму.

При керуванні асинхронною машиною від джерела струму система електропривода будується з використанням регулятора крутного моменту в каналі швидкості. Якщо сигнал з виходу регулятора швидкості помножити на сигнал, пропорційний потокозчепленню, то сигнал задання струму по осі Q буде відповідати величині моменту. Таке керування реалізоване в моделі зі “струмовим коридором”.

Величина струму визначається з урахуванням реального сигналу з давача струму.

Система векторного керування приводом обертання поставу з фаззі-корекцією і гістерезисним регулятором струму наведена на рис. Д.3 і містить:

- модель системи електропостачання;
- некерований випрямляч з фільтром;
- асинхронний електродвигун;
- трифазний автономний інвертор на IGBT-транзисторах;
- модель задання моменту опору на долоті;
- модель пружних коливань поставу;

гістерезисний трифазний регулятор струму (Current Regulator), на вхід якого надходять сигнали задання струмів у фазах і сигнали зворотного зв’язку реальних струмів;

блоки ABC-DQ і DQ-ABC, що здійснюють перетворення нерухомої трифазної системи координат в обертову двофазну й обертову двофазну в нерухому трифазну;

блок визначення вихідної частоти інвертора (блок Theta Calculation). Цей блок визначає вихідну частоту інвертора, оскільки тільки у цьому разі осі координат обертової системи будуть орієнтовані відповідним чином;

- блок обчислення потоку (блок Flux Calculation);

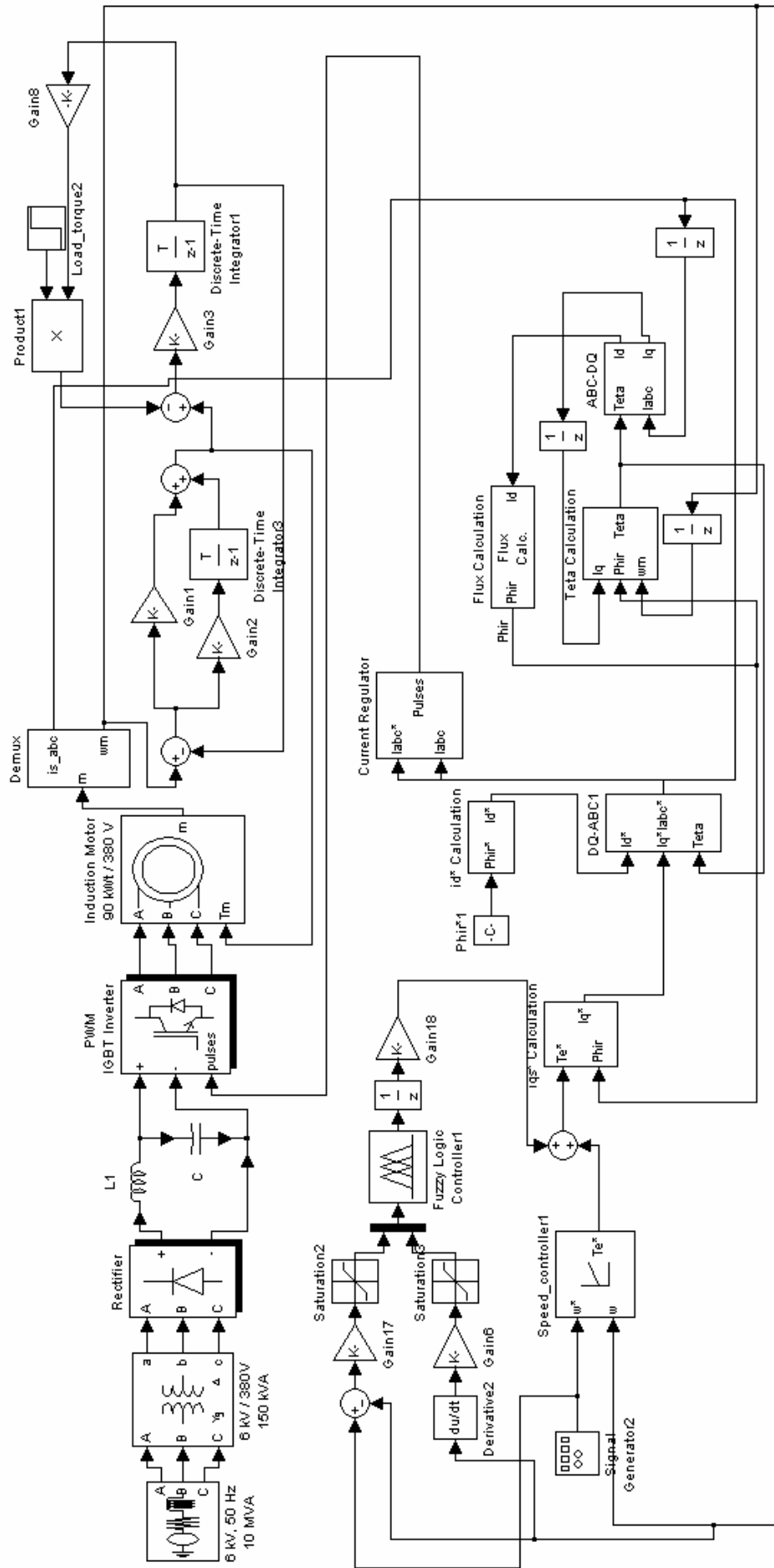


Рис. Д.3. Модель векторного привода обертання поставу з фаззі-корекцією і гістерезисним регулятором струму

блок задання потоку (блок  $\text{Phir}^*$ ) і регулятор струму по осі Q (блок Flux Controller). Сигнал з виходу регулятора швидкості (блок Speed Controller), поділений на обчислений потік, є струмом, що задається по осі D;

блоки нечіткого ПД-регулятора у контурі частоти обертання (Fuzzy Logic Controller1);

блоки знаходження першої похідної від частоти обертання ротора двигуна (Derivative2);

блоки, що масштабують сигнали на вході і виході нечіткого регулятора частоти обертання (Gain6, Gain17, Gain18);

блоки обмеження максимально припустимих рівнів сигналів на входах нечіткого регулятора частоти обертання (Saturation2, Saturation3).

### **Д.3. Векторна система керування асинхронним приводом СПО та подачі поставу з ПІ-регуляторами струму**

Імітаційна модель з фаззі-коррекцією, що розподілена за контурами регулювання, наведена на рис. Д.4 і містить:

блок, що задає параметри лінії електропостачання (6 kV, 50Hz, 10 MVA);

блок, що задає параметри силового знижувального трансформатора (6kV/380V, 100 kVA);

мостовий нерегульований напівпровідниковий випрямляч (Rectifier);

Г-подібний низькочастотний фільтр на виході випрямляча (L1, C);

трифазний автономний інвертор на IGBT-транзисторах (PWM IGBT Inverter);

модель асинхронного електродвигуна (Induction Motor 55 kWt/380 V);

блок обчислення миттєвих значень трифазного струму статора “is\_abc” і частоти обертання вала асинхронного двигуна “wm” (Demux);

модель гідросистеми приводу СПО та подачі бурового поставу, що враховує коефіцієнти демпфівальної властивості гідросистеми (Gain2, Gain8), момент інерції ротора гідродвигуна (Gain3), коефіцієнт передачі гідросистеми (Gain9), коефіцієнт витрати мастила (Gain1);

модель канатно-поліспастової системи, яка враховує коефіцієнти жорсткості (Gain10) і внутрішнього тертя канатної системи (Gain12), зведений момент інерції поставу (Gain11), активний момент опору ( $\text{Phir}^*2$ );

блоки, що перетворюють нерухому трифазну систему координат  $abc$  в обертову двофазну  $dq$  і обертову двофазну  $dq$  в нерухому трифазну  $abc$  (ABC-DQ, DQ-ABC);

блоки ПІ-регуляторів частоти обертання вала асинхронного двигуна (Speed Controller1), поздовжньої і поперечної складових струму статора двигуна (Discrete PI Controller1), потокозчеплення асинхронного двигуна (Discrete PI Controller2);

блок І-регулятора лінійної швидкості пересування поставу (Speed Controller2);

блоки нечітких ПД-регуляторів, що розподілені за контурами регулювання струму (Fuzzy Logic Controller2), частоти обертання вала асинхронного двигуна

(Fuzzy Logic Controller1) і лінійної швидкості пересування поставу (Fuzzy Logic Controller3);

блоки знаходження перших похідних від поперечної складової струму статора (Derivative1), частоти обертання ротора двигуна (Derivative2) і лінійної швидкості пересування поставу (Derivative3);

блоки, які масштабують сигнали на вході і виході нечіткого регулятора струму (Gain4, Gain5, Gain7), частоти обертання (Gain6, Gain17, Gain18) і лінійної швидкості пересування поставу (Gain13, Gain14, Gain15);

блоки обмеження максимально припустимих рівнів сигналів на входах нечітких регуляторів частоти обертання поставу (Saturation2, Saturation3), струму (Saturation1, Saturation4) і лінійної швидкості пересування поставу (Saturation5, Saturation6);

блок імпульсного генератора сигналів (Signal Generator2);

блок визначення вихідної частоти інвертора (Teta Calculation);

блок обчислення потокозчеплення асинхронного двигуна (Flux Calculation);

блок обчислення поперечної і поздовжньої складових струму статора асинхронного двигуна ( $i_{ds}^*$  Calculation);

блок задання потокозчеплення асинхронного двигуна ( $\Phi_{ir}^*1$ );

блок генерування керуючих імпульсів на трифазний автономний інвертор напруги (Signal(s) Pulses).

Імітаційна модель привідної системи з фаззі-корекцією, що зосереджена у внутрішньому контурі регулювання, наведена на рис. Д.5. Модель містить аналогічні блоки, що наведені на рис. Д.4, але вихід корегувального нечіткого регулятора швидкості перенесено на вхід перетворювача координат DQ-ABC.

#### **Д.4. Векторна система керування асинхронним приводом СПО та подачі поставу з гістерезисним регулятором струму**

Досліджувалась імітаційна модель з фаззі-корекцією, що розподілена за контурами регулювання. У моделі реалізований алгоритм керування зі “струмовим коридором”.

Значення струму визначається з урахуванням поточного сигналу з давача струму.

Векторна система керування наведена на рис. Д.6 і містить:

модель системи електропостачання;

некерований випрямляч з фільтром;

асинхронний електродвигун;

трифазний автономний інвертор на IGBT-транзисторах;

модель задання моменту опору на долоті;

модель пружних коливань у гідро- і канатно-поліспастовій системах;

гістерезисний трифазний регулятор струму (Current Regulator), на вхід якого надходять сигнали задання струмів у фазах і сигнали зворотного зв'язку поточних струмів;







блоки ABC-DQ і DQ-ABC, що здійснюють перетворення нерухої трифазної системи координат в обертову двофазну і обертову двофазну в нерухому трифазну;

блок визначення вихідної частоти інвертора (блок Teta Calculation), оскільки при цьому осі координат обертової системи будуть орієнтовані відповідним чином;

блок обчислення магнітного потоку (блок Flux Calculation);

блок задання магнітного потоку (блок Phir\*) і регулятор струму по осі Q (блок Flux Controller). Сигнал з виходу регулятора швидкості (блок Speed Controller), поділений на обчислений потік, є струмом, що задається по осі D;

блоки нечітких ПД-регуляторів, що розподілені за контурами регулювання лінійної швидкості пересування поставу (Fuzzy Logic Controller3), і частоти обертання вала асинхронного двигуна (Fuzzy Logic Controller1);

блоки визначення перших похідних від лінійної швидкості пересування поставу (Derivative3) і частоти обертання ротора двигуна (Derivative2);

блоки, що масштабують сигнали на вході й виході нечіткого регулятора струму (Gain13, Gain14, Gain15) та частоти обертання двигуна (Gain6, Gain17, Gain18);

блоки обмеження максимально припустимих рівнів сигналів на входах нечітких регуляторів частоти обертання двигуна (Saturation2, Saturation3) і лінійної швидкості пересування поставу (Saturation5, Saturation6);

блок імпульсного генератора сигналів (Signal Generator2);

блок визначення вихідної частоти інвертора (Teta Calculation);

блок обчислення потоку (Flux Calculation);

блок обчислення поперечної і поздовжньої складових струму статора асинхронного двигуна (ids\* Calculation);

блок задання потокозчеплення асинхронного двигуна (Phir\*1);

блок генерування керуючих імпульсів на трифазний автономний інвертор напруги (Signal(s) Pulses).

Імітаційна модель привідної системи з фаззі-корекцією, що зосереджена у внутрішньому контурі регулювання, наведена на рис. Д.7. Модель містить аналогічні блоки, що наведені на рис. Д.6, але вихід коригувального нечіткого регулятора лінійної швидкості пересування поставу перенесений на вхід гістерезисного регулятора струму.

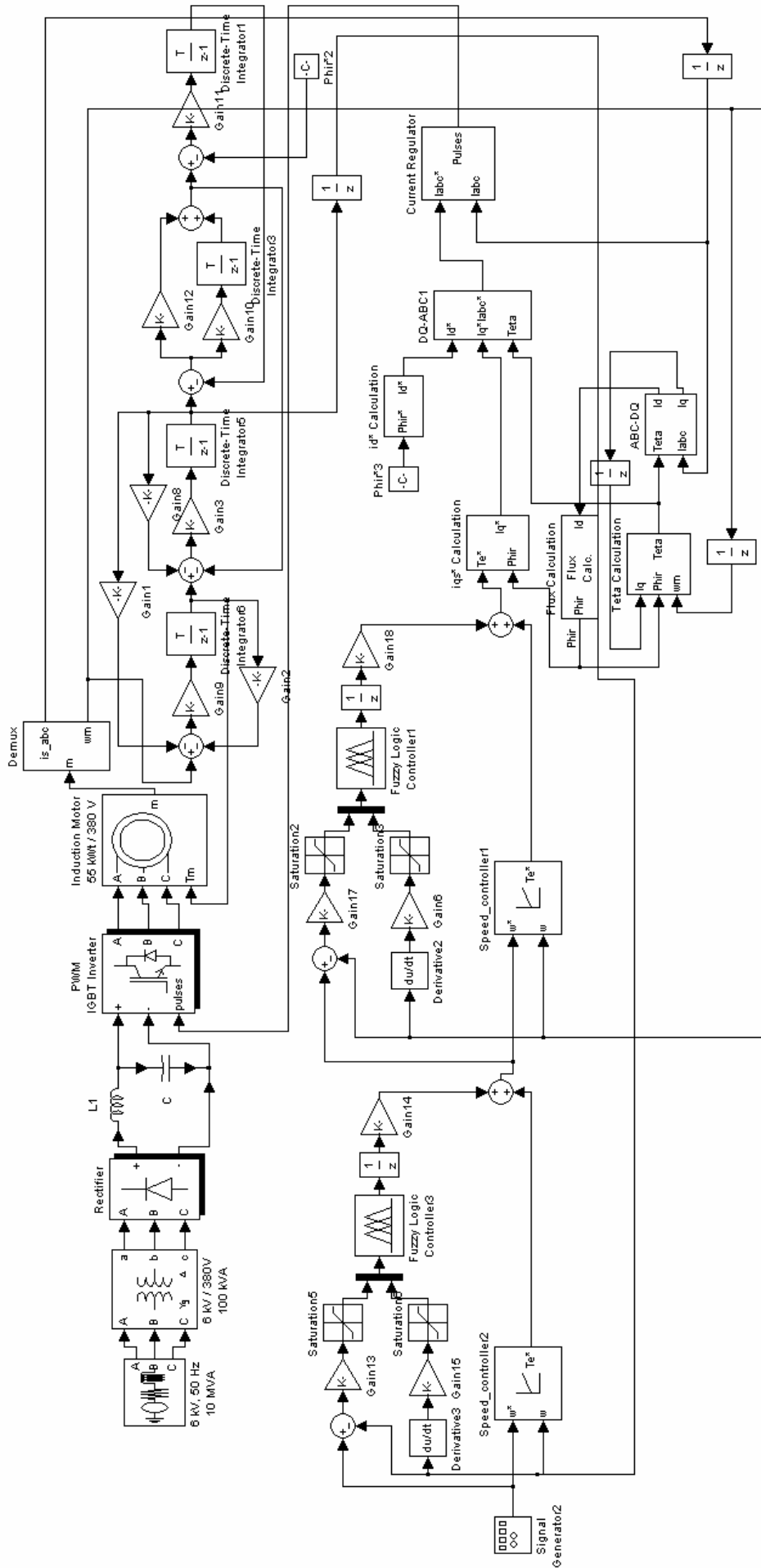



Рис. Д.6. Модель векторного привоу СПО та подачі поставу з розподіленою за контурами фаззі-корекцією і гістерезисним регулятором струму



## ЗМІСТ

<b>ПЕРЕДМОВА</b> .....	3
<b>ВСТУП</b> .....	4
<b>УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ</b> .....	8
<b>РОЗДІЛ 1. СТАН І ШЛЯХИ ВДОСКОНАЛЕННЯ ПРИВ ДНИХ СИСТЕМ БУРОВИХ ВЕРСТАТІВ ДЛЯ КАР'ЄРІВ УКРАЇНИ</b> .....	10
1.1. Привідні системи постійного струму.....	11
1.2. Привідні системи змінного струму.....	15
1.3. Вплив вібрацій поставу та режимних параметрів на процес буріння.....	18
1.4. Системи автоматичного керування режимами буріння.....	24
1.5. Спосіб керування приводами подачі та обертання поставу в процесі шарошкового буріння .....	27
<b>РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ПОСТАВУ В ПРОЦЕСІ БУРІННЯ</b> .....	34
2.1. Власні частоти коливань поставу на початку буріння однією штангою .....	34
2.1.1. Поздовжні і крутильні частоти коливань поставу.....	34
2.1.2. Поперечні частоти коливань поставу.....	37
2.2. Власні частоти коливань поставу при нарощуванні штанг... 	"39
2.2.1. Поздовжні і крут    ні коливання поставу.....	"39
2.2.2. Поперечні коливання поставу.....	44

<b>РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ КЛАСИЧНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ОБЕРТАННЯ ПОСТАВУ.....</b>	<b>48</b>
3.1. Електропривід обертання поставу постійного струму.....	48
3.1.1. Синтез системи керування потужністю.....	48
3.1.2. Динамічна корекція регулятора потужності приводу обертання верстата шарошкового буріння.....	56
3.1.3. Керування приводом обертання з використанням асимптотичного ідентифікатора стану '0.....'0''''''''''59	59
3.1.4. Синтез системи ідентифікації параметрів приводу бурового верстата .....	65
3.2. Електропривід обертання поставу змінного струму.....	69
3.2.1. Система керування потужністю приводу обертання поставу.....	70
3.2.2. Контур регулювання потужності .....	71
3.2.3. Система керування з нелінійною корекцією задання потужності.....	76
3.2.4. Урахування впливу пружних властивостей поставу на динамічні процеси у приводі обертання .....	85
<b>РОЗДІЛ 4. АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОГІДРОМЕХАНІЧНОЇ ТРАНСМІСІЇ ЯК ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ ПРИВОДОМ СПУСКО- ПІДНІМАЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙ ТА ПОДАЧІ ПОСТАВУ...</b>	<b>96</b>
4.1. Кінематичні особливості трансмісії як об'єкта керування .....	96
4.2. Математична модель гідравлічної передачі верстата .....	98
4.3. Структурна схема електрогідромеханічної трансмісії .....	102

<b>РОЗДІЛ 5. СИНТЕЗ КЛАСИЧНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ СПУСКО-ПІДНІМАЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙ ТА ПОДАЧІ ПОСТАВУ</b> .....	111
5.1. Контур регулювання струму статора асинхронного двигуна.....	111
5.1.1. Додаткова динамічна ланка контуру струму .....	111
5.1.2. Характеристичні частоти коливань розімкненого контуру струму.....	116
5.1.3. Вплив частотних властивостей об'єкта керування на класичний контур струму.....	128
5.2. Контур регулювання частоти обертання вала електродвигуна.....	136
5.3. Контур регулювання тиску в гідросистемі.....	146
5.4. Контур регулювання частоти обертання вала гідродвигуна.....	154
5.5. Контур регулювання лінійної швидкості поставу.....	158
<b>РОЗДІЛ 6. ЗАСТОСУВАННЯ НЕЧІТКОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ КОРЕГУВАННЯ ДИНАМІКИ СИСТЕМ ПРИВОДІВ СПУСКО-ПІДНІМАЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙ, ПОДАЧІ ТА ОБЕРТАННЯ ПОСТАВУ</b> .....	162
6.1. Розвиток методу активної послідовної корекції з використанням нечіткого керування в системах регулювання електроприводів складних електромеханічних установок.....	162
6.2. Налаштування контурних регуляторів з використанням кластерного аналізу і навчання нейронної мережі.....	178
6.2.1. Визначення кількості функцій належності вхідних змінних нечіткого регулятора методом субтрактивної кластеризації.....	181
6.2.2. Визначення кількості функцій належності вхідних змінних нечіткого регулятора методом нечітких <i>c</i> -середніх.....	183
6.2.3. Налаштування нечіткого регулятора з використанням штучної нейронної мережі .....	187

6.3. Імітаційне моделювання роботи приводів обертання, спуско- піднімальних операцій і подачі поставу.....	200
6.4. Налаштування нечіткого регулятора з використанням експертних оцінок.....	208
6.5. Дослідження якості роботи привідних систем з урахуванням зміни параметрів об'єктів керування.....	217
6.6. Визначення областей стійкості роботи контурів з пропорці но-диференціальною нечіткою корекцією.....(00000)	226
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	229
<b>СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ</b> .....	232
<b>ДОДАТКИ</b> .....	240

Наукове видання

**Хілов Віктор Сергійович**

---

---

**СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИМИ  
ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ КАР'ЄРНИХ ВЕРСТАТІВ  
ШАРОШКОВОГО БУРІННЯ**

Монографія

**Комп'ютерна верстка В.С.Хілова**

Підп. до друку 03.01.2013. Формат 30 x 42/4.  
Папір офсетний. Ризографія. Ум. друк. арк. 14,2.  
Обл.-вид. арк. 14,2. Тираж 300 пр. Зам. №

Підготовлено до друку та видруковано  
у Державному вищому навчальному закладі  
«Національний гірничий університет».  
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842 від 11.06.2004.

49005, м. Дніпропетровськ, просп. К. Маркса, 19.