МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ, ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
КАФЕДРА АЕРОКОСМІЧНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач випускної кафедри
_____ О.М. Тачиніна
«___» _____ 2020 р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

(Пояснювальна записка)

ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ МАГІСТР

Тема: «Оптимізація закону керування автопілоту літака»

Виконавець: студентка групи ФАЕТ- 501Мз, Херсонна Ірина Володимирівна

Керівник: кандитат техн. наук, доцент, Кривоносенко Олександр Петрович

Нормоконтролер: _____ _____
(підпис) (П.І.Б)

КИЇВ 2020

ЗМІСТ

ВСТУП 3

Розділ 1 ПРОБЛЕМНІ ПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ АВТОМАТИЧНОЇ СТАБІЛІЗАЦІЇ ТРАНСПОРТНОГО ЛІТАКА НА ЗАДАНІЙ ТРАЄКТОРІЇ РУХУ 11

1.1 Задачі та структура автоматичної стабілізації на заданій траєкторії польоту 11

1.2 Постановка задачі аналізу динамічної стистеми 27

1.3 Алгоритм аналізу якості стабілізації багатомірного динамічного об'єкта при випадкових впливах. Оптимізація параметрів 30

1.4 Мета, задачі та постановка досліджень 33

РОЗДІЛ 2 ПОСТАНОВКА І АЛГОРИТМИ РІШЕНЬ ЗАДАЧ РЕГУЛЯТОРІВ В ЗАМКНУТИХ СИСТЕМАХ СТАБІЛІЗАЦІЇ ЛІНІЙНИХ ОБ'ЄКТІВ 37

2.1 Вибраний алгоритм синтезу системи стабілізації 37

2.2 Алгоритм синтезу оптимальної системи зглажування 42

РОЗДІЛ 3 АНАЛІТИЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ СРУКТУРИ СИСТЕМИ СТАБІЛІЗАЦІЇ ТРАНСПОРТНОГО ЛІТАКА 47

3.1 Методика проектування оптимальної системи стабілізації 48

3.2. Передескізне проектування оптимальної структури системи стабілізації подовжнього руху літака типу АН-72 в режимі АЗП 50

3.2.1 Постановка задачі і використовуваний варіант алгоритму оптимального синтезу 50

3.2.2 Вихідні данні для вирішення задачі 53

3.2.3 Короткий опис процедури вибору оптимальних частин системи стабілізації 59

3.3 Порівняльний аналіз якості оптимальної і неоптимальної систем стабілізації при випадкових і детермінованих впливах 61

3.4 Дослідження зміни оптимальних параметрів обчислювача для різних експлуатаційних ситуацій 63

3.5 Варіанти аналогової і цифрової реалізації структури обчислювача оптимальної системи стабілізації 65

ВИСНОВКИ 68

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ 70

ВСТУП

В останнє десятиліття спостерігається стрибкоподібний розвиток авіаційної техніки взагалі і складової частини – транспортної авіації – зокрема. На повітряних трасах з'явилися широкофюзеляжні лайнери. Цивільна авіація (ЦА) поповнюється сучасними літаками типу Ан-140, Ан-148, Ан-225, Ан-124, Ан-74, Ан-70. Передбачаються польоти літаків ЦА по III категорії ІКАО.

Розвиток цивільної авіації та розширення її застосування в різних галузях народного господарства безперервно змінюють і умови вирішення навігаційних завдань в польоті. Підвищення інтенсивності повітряного руху висуває нові вимоги до точності навігації з метою попередження зіткнень між літаками в повітрі при перетинах повітряних трас, а також для забезпечення прийому літаків, що прибувають в зону аеропорту. Точна навігація є головним фактором, що дозволяє підвищити пропускну здатність повітряних трас за рахунок більш щільного бічного, вертикального і поздовжнього ешелонування.

Для підвищення економічної ефективності транспортних польотів далекі рейси, наприклад через океани, організовуються з вибором оптимального маршруту, що враховує розподіл вітру на трасі. Такі маршрути більш складні для навігаційного забезпечення в порівнянні зі звичайними ортодромічними трасами і вимагають спеціальних заходів для їх успішного виконання. Вплив економіки проявляється також в тенденції до скорочення льотного екіпажу, що вимагає, зокрема, забезпечення командира екіпажу автоматизованими бортовими (автопілотами) і наземними технічними засобами.

Для забезпечення найбільшої надійності і точності в будь-яких можливих умовах польоту на борту сучасного літака необхідно мати кілька незалежних датчиків курсу і швидкості польоту, що працюють на різних принципах дії, а визначення поточних координат вести як методами незалежних визначень, так і методами числення. Збільшення числа каналів збору навігаційної інформації досягається також шляхом дублювання деяких однакових датчиків.

Особливості траєкторій і тимчасових характеристик руху літаків вимагають виконання всіх обчислювальних і логічних операцій швидко в реальному масштабі часу або навіть з випередженням (прогнозування ходу польоту) і тим самим визначають необхідність високої оперативності при зборі та обробці інформації.

Підвищені вимоги пред'являються також і до пілотування, яке повинно забезпечити високу якість регулювання режиму польоту і особливо якість перехідних процесів: плавність (аперіодичне), стислість (малу постійну часу), астатизм (відсутність систематичної помилки після закінчення перехідного процесу), стійкість. Для виконання цих завдань необхідні підвищення точності і оперативності вироблення рішень на зміну положення органів управління літаком і його силовою установкою. Цю задачу виконують бортові системи автоматичного управління рухом літального апарата, тобто автоматизовані системи або автопілоти.

Системи автоматичного і напівавтоматичного керування польотом відносяться в даний час до числа найбільш важливих і систем літальних апаратів, що стрімко розвиваються. Системи керування літаків і інших пілотованих літальних апаратів усе в більшій мірі стають комплексними, що забезпечують всі основні етапи польоту літального апарата. Задачі раціональної побудови систем керування, забезпечення надійності і безпеки польоту, необхідної точності керування є складними і вимагають залучення ефективних найкращих наукових методів.

Сучасний етап розвитку авіаційної техніки характеризується, у першу чергу, широким використанням нових систем автоматичного керування. Упровадження нових засобів автоматизації в процесі керування літаком диктується зміною динамічних характеристик літака, головним чином, характеристик стійкості і керованості, а також зростаючими вимогами, пропонованими до безпеки, регулярності й економічності польотів.

Тенденція до розширення зв'язку САУ з іншими системами призвела до принципово нового напрямку в розвитку САУ – комплексуванню електронного і

приладового устаткування на основі рішення всієї сукупності задач керування польотом, єднання й установку одного бортового цифрового чи аналогового обчислювача.

Реалізація зазначених вимог призводить до ускладнення інформаційних процесів на борту літального апарату, різкого підвищення їх обсягу і темпу.

У зв'язку з розвитком засобів збору навігаційної інформації, удосконаленням і створенням нових датчиків курсу, висоти, швидкості, кута зносу, параметрів ліній положення і інших величин екіпаж отримує великий обсяг вихідних польотних даних. Ця польотна інформація не може бути повністю використана пілотом при вирішенні задачі навігації «ручними» способами , коли основні обчислювальні і логічні операції виконуються штурманом або пілотом. Це є наслідком обмежених можливостей людини при обробці інформації в процесі управління. Тому важливість САУ в процесі керування польотом ЛА є актуальною і необхідною.

Незважаючи на розмаїтість розв'язуваних САУ задач, найважливішим аспектом автоматизації керування польотом є забезпечення все зростаючих точнісних вимог до САУ. Основний шлях досягнення необхідних точнісних характеристик полягає в необхідності нових технічних пропозицій і розробок оптимальних по точності структур систем керування і стабілізації програмних рухів літаків з урахуванням впливу на них експлуатаційних і вітрових стохастичних зовнішніх факторів. Вирішувати дану проблему необхідно в комплексі, тобто вибирати оптимальними як структуру (передатну функцію, закон керування і т.п.), так і параметри систем стабілізації. Складність рішення цієї проблеми обумовлюється необхідністю забезпечувати мінімальність реальних обмежень на потужність сигналу керування і враховувати реальні динамічні характеристики об'єкта стабілізації і факторів польоту, що обурюють реальний політ.

Одним з головних напрямків на досягнення поставлених цілей є інтенсивна розробка і використання нових оптимальних систем автоматичного керування, як для наземної техніки, так і для літакового обладнання. Курс на автоматизацію

процесів керування польотом літальних апаратів (ЛА) є одним з основних шляхів розвитку світової цивільної авіації. Найважливішим аспектом автоматизації керування польотом є забезпечення все зростаючих точнісних вимог до систем автоматичного управління (САУ). Політ літака, що є складною динамічною системою, відбувається в умовах дії на нього випадкових факторів, що збурюють рух. Це викликає стохастичне відхилення літака від заданої траєкторії польоту, а в умовах підвищення вимог до точності систем автоматичного керування, особливо при реалізації переходів на повністю автоматичні польоти по III категорії ІКАО, задача створення систем стабілізації, що забезпечують мінімальні відхилення ЛА від заданих траєкторій польоту, є актуальною і заслуговує на увагу широкого кола технічних і наукових фахівців, що працюють в області дослідження, розробки, проектування й експлуатації нової категорії авіаційної техніки.

Визначення доцільного впливу екіпажом на органи керування літаком на підставі показань навігаційних приладів і систем вимагає в цих випадках швидкого і точного обліку таких характеристик руху, як швидкості зміни (похідні) координат місцеположення літака, без чого не забезпечуються правильний висновок про керуючі дії і утримання літака на програмній траєкторії польоту.

Вироблення пілотажних рішень чисто інтуїтивним або рефлекторним (придбаним в процесі попереднього досвіду і тренувань) шляхом в умовах сучасних польотів вже себе не виправдовує. Так, при використанні для заходу на посадку тільки нуль-індикаторів курсу і глісади пілот практично не в змозі точно вести літак за заданою програмою, так як ці прилади не дають інформації про швидкості зміни координат.

Застосування автоматизації для вдосконалення навігації і пілотування сучасних літаків ґрунтується на ряді переваг обчислювальних пристроїв в порівнянні з людиною-оператором (пілотом або штурманом) при вирішенні завдань загальної логічної схеми навігації.

Ці переваги такі: висока швидкість виконання обчислювальних і найпростіших логічних операцій, висока (при застосуванні цифрових машин

практично необмежена) точність обчислень, велика оперативна пам'ять і малий час звернення до неї, швидка реакція на зовнішні сигнали, менша схильність до помилок при виконанні багаторазово повторюваних операцій, відсутність «втоми».

Однак переваги автоматичних пристроїв при виконанні конкретних операцій навігаційного процесу не применшують провідну роль людини на пілотованому літальному апараті, для якого будь-яка машина є знаряддям, що підвищує продуктивність праці. Людина має цілу низку психофізіологічних властивостей, що дозволяють вирішувати навігаційні завдання, як і взагалі завдання управління, в умовах, коли машина виявляється неефективною. До таких властивостей відносяться:

-великий діапазон сигналів;

-здатність до ініціативи у випадках швидкої зміни обстановки або екстремальної ситуації, що вимагають творчого виконання завдання і вироблення суджень в умовах недостатності інформації, що надходить;

-довгострокова пам'ять, що дозволяє враховувати накопичений досвід.

На базі сучасної техніки можна створити автоматичну систему управління, що забезпечує вирішення завдань повітряної навігації без будь-якої участі людини. Відомі зразки безпілотних літаків і інших літальних апаратів, навігаційно-пілотажне обладнання яких забезпечує зліт, політ з необхідним маневруванням по заданій траєкторії і посадку. Однак надійність і вартість цих коштів далеко не відповідають вимогам цивільної авіації. Тому всі сучасні автоматизовані навігаційні засоби цивільних літаків розвиваються як засоби автоматичного виконання якомога більшої частини функцій загальної логічної схеми навігації під контролем і управлінням екіпажу, що здійснює відповідальні, але нескладні (в основному логічні) операції.

Обчислювальні системи літаководіння (ОСЛ) нового покоління забезпечують вирішення широкого кола завдань в численних режимах польоту, в тому числі задач оптимізації режимів польоту літака. ОСЛ зберігають в собі значні

масиви пілотажно-навігаційної інформації по великим районам польотів і забезпечують високоточну чотиривимірну навігацію.

До нових джерел навігаційної інформації для навігаційних комплексів відносяться приймачі супутникових систем навігації і бортова апаратура мікрохвильових систем посадки, що забезпечують при заданому рівні безпеки автоматичне керування при зльоті та посадці. Засоби забезпечення безпеки польотів були доповнені системами попередження про попадання в зрушення вітру.

Для відображення пілотажно-навігаційної інформації в апаратурі цього покоління використовуються системи єдиної індикації на основі кольорових електронних променевих трубок.

Вибір оптимальної структури системи стабілізації літака являє собою велику науково-технічну задачу і може здійснюватися на основі науково обґрунтованих етапів робіт на етапах аналітичного проектування (аванпректа).

Доцільність етапів аналітичного проектування систем стабілізації в циклі проектування і створення складних перспективних систем у даний час не викликає сумнівів. Саме на цих етапах, що повинні проводитися в конструкторських бюро «на папері чи комп'ютері» ще до початку основних етапів проектування є можливість оцінити найкращі досяжні границі якості (тобто точності) проектованого виробу, порівняти його з бажаним і тільки при позитивних результатах порівняння приступати до основних етапів основного проектування, виготовлення і доведення до експлуатації авіаційного виробу. При цьому різко скоротяться витрати часу, ресурсів і засобів на створення конкурентоспроможної авіаційної техніки з найвищою якістю і ефективністю. Найважливіший результат аналітичного проектування полягає в тому, що до початку основного проектування стають відомими науково обґрунтовані оптимальні структури, параметри регуляторів і законів керування автоматичної системи стабілізації, які не можна точно визначити по інтуїції без розрахунків тільки на підставі попереднього досвіду проектування. Вони залежать від реальної динаміки заданої частини

проектованої системи, динамічних характеристик реальних експлуатаційних впливів і перешкод у системі. Вибрати, тобто синтезувати оптимальні структури і параметри регуляторів, особливо систем стабілізації, можна лише при наявності досить простих і зручних в інженерній практиці алгоритмів синтезу, що дозволяють враховувати реальні експлуатаційні фактори, що збурюють політ.

Отримані структури регулятора конструктор лише реалізує у вигляді принципових схем засобами сучасної аналогової або цифрової обчислювальної техніки, знаючи, що саме запропоновані структури регуляторів забезпечують досягнення найвищої якості розроблювальної системи.

Хоча задачі й алгоритми аналітичного конструювання відомі вже десятиліття, вони не знайшли дотепер широкого застосування в інженерній практиці. Це зв'язано як з достатньою складністю для практики самих широко відомих алгоритмів синтезу і відповідних їм обчислювальних процедур, так і з недостатнім знанням розроблювачами реальної експлуатаційної обстановки при постановці кожної конкретної задачі. Зазначені труднощі особливо відчутні при розробці систем високоточної стабілізації ЛА чи їх бортових вимірювальних комплексів. У цих випадках не тільки реальна динаміка заданої частини системи, але і динамічні характеристики реальних експлуатаційних факторів, що обурюють, та носять просторовий характер, впливають на як обирані структури і параметри регуляторів тобто автопілотів, так і на гранично досяжні границі якості стабілізації. При цьому важливо, щоб використовувані строго науково обґрунтовані алгоритми синтезу були досить простими і дозволяли наблизити постановки конкретних задач синтезу до реальних експлуатаційних ситуацій, а динамічні характеристики реальних основних експлуатаційних факторів, що обурюють, систематично ідентифікувалися й уточнювалися за результатами натурних і наземних лабораторних стендових іспитів.

Удосконалювання систем стабілізації сучасних літаків привело до необхідності побудови цифрових систем стабілізації (автопілотів), що мають ряд

достоїнств і переваг над аналоговими системами і реалізованих на базі бортових цифрових обчислювальних машин.

Задача створення високоточних систем стабілізації визначила необхідність розробки методології аналітичного проектування (технічної пропозиції) оптимальних багатомірних систем стабілізації транспортних літаків на заданих траєкторіях руху в стохастичному польоті, що збурюється зовнішніми впливами.

У даній роботі поставлена і вирішена задача аналітичного попереднього конструювання оптимальної структури закону керування системи автоматичного управління (автопілоту) літаком. Такий підхід до вирішення поставленого завдання дозволить ще до початку основних етапів проектування і розробки оцінити гранично досяжну якість проектованої системи і порівняти його з бажаним, одержати єдині науково обґрунтовані оптимальні структури і параметри обчислювачів автопілоту системи стабілізації літака на заданій траєкторії польоту.

Розділ 1 ПРОБЛЕМНІ ПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ АВТОМАТИЧНОЇ СТАБІЛІЗАЦІЇ ТРАНСПОРТНОГО ЛІТАКА НА ЗАДАНІЙ ТРАЄКТОРІЇ РУХУ

У дійсній главі розглядаються основні задачі автоматичної стабілізації літака на заданій траєкторії польоту, намічаються деякі шляхи, за допомогою яких можна досягти найвищої якості такої стабілізації, розглядається типова структура системи стабілізації (закони керування автопілоту) сучасного транспортного літака (ЛА). Потім як основний момент у вирішенні проблеми високоточної стабілізації ЛА стає задача аналітичного конструювання оптимальних багатомірних систем стабілізації при випадкових і стохастичних впливах. Описуються змісти й етапи такого проєктування.

1.1 Задачі та структура автоматичної стабілізації на заданій траєкторії польоту

У залежності від цілей польоту на борті ЛА вирішується ряд задач керування. Основні з них наступні: формування просторово-тимчасової траєкторії польоту, керування рухом центра мас ЛА на заданій траєкторії руху (задачі навігації і наведення) і стабілізація руху ЛА на траєкторії і керування кутовим положенням ЛА відносно центра мас (задачі орієнтації і стабілізації). Задачі визначення оптимальної траєкторії польоту (програми польоту) ЛА відносяться до класу задач на умовний екстремум і вирішуються, зокрема, методами варіаційного числення, динамічного програмування, аналітичного синтезу.

Успішне рішення задачі керування ЛА і стабілізації його на заданій траєкторії базується на результатах синтезу систем автоматичного і напівавтоматичного керування і стабілізації ЛА.

Обговоримо основні задачі систем стабілізації ЛА, призначених для польотів у тривалих режимах (літаки, вертольоти, безпілотники, аерокосмічні й інші транспортні засоби). Як відомо, на таких об'єктах вирішуються задачі стабілізації їхніх центрів мас на заданих траєкторіях польоту (наприклад, стабілізація швидкості ЛА) і задачі кутової стабілізації (орієнтації) об'єкта навколо центра мас. Політ ЛА відбувається в складних динамічних умовах. У тривалих режимах

польоту ЛА підданий безупинному впливу ряду стохастичних експлуатаційних факторів (пориви вітру, постійний і турбулентний вітри, регулярні і випадкові перешкоди бортових вимірювальних пристроїв і систем, також обумовлених динамічними умовами польоту і **т.п.**). Цей вплив приводить до випадкового відхилення центра мас ЛА від заданої траєкторії польоту, а також до зміни кутового положення ЛА у просторі. У режимі стабілізації об'єкт утримується протягом необхідного часу в просторовому положенні, по можливості найбільш близькому до програмно заданого. Під заданим положенням об'єкта розуміють сукупність програмних значень складових вектору стану об'єкта, що можуть бути як детермінованими, так і випадковими функціями часу. Для втримання об'єкта в положенні близькому до програмного служать системи стабілізації, що являють собою регулятори, розташовані в прямій і зворотному зв'язках до об'єкта стабілізації. Такі системи стабілізації призначені для забезпечення стійкості замкнутої системи і зменшення шкідливого впливу факторів і перешкод, що діють у контурі стабілізації і викликають відхилення об'єкта керування від програмної траєкторії польоту, тобто забезпечення високої якості і найбільшої точності стабілізації.

Як правило, задану просторово-тимчасову траєкторію польоту розглянутих ЛА представляють як сукупність послідовних у часі елементарних етапів (зліт, крейсерський політ, захід на посадку, посадка і **т.п.**). У ряді таких програмних режимів прийнято вважати, що динамічні характеристики об'єкта керування, ланок, сигналів і перешкод є стаціонарними і попередньо відомими. Один з можливих підходів до розробки лінійних оптимальних систем стабілізації полягає в тому, що виходячи з позицій теорії інваріантності, оптимальний регулятор системи розділяється на два автономних тракти. У першому здійснюється формування оптимального стохастичного керування. У цей тракт подаються тільки центровані випадкові сигнали. В другому тракті формується детерміноване оптимальне керування, де діють тільки детерміновані сигнали. Реакції обох трактів утворять у сумі вектор керування об'єктом і складуються на керуючих органах. Таким чином, детермінований програмний рух, базуючись на положеннях теореми

поділу, можливо, розглядати незалежно.

В даний час усе більшого значення набуває автоматичне керування польотом. Це зв'язано з тим, що до стабілізації літака на заданій траєкторії найбільш тверді вимоги пред'являють на тих ділянках траси польоту, що характеризуються швидкоплинністю і високою відповідальністю режимів польоту. Це в першу чергу відноситься до режимів заходу на посадку і посадці.

Характерними рисами розвитку сучасної техніки є необхідність побудови оптимальних по точнісному критерію систем автоматичного керування польотом, тому що тільки за допомогою таких систем можлива максимізація якості керування польотом. Перехід літаків цивільної авіації до цілком автоматизованих режимів посадки по третій категорії ІКАО вимагає різкого підвищення точності витримування заданої траєкторії. Будемо вважати, що найкраща точність керування досягається лише в цілком автоматичних оптимальних по точності системах керування і стабілізації літаків.

Для успішного рішення польотних задач система стабілізації сучасного літака на траєкторії польоту містить у собі систему автоматичного управління (САУ), систему траєкторного управління (СТУ) і автомат тяги (АТ).

Автоматизованим навігаційним комплексом (АНК) називається сукупність конструктивно пов'язаних між собою бортових навігаційних засобів, що забезпечують рішення екіпажом навігаційного завдання при спільному використанні декількох (бортових, наземних, супутникових) датчиків вихідної інформації і автоматичному виконанні обчислювальних і частини логічних операцій.

До складу АНК входять такі характерні групи бортових засобів:

- датчики навігаційної інформації (ДНІ);

- один або два навігаційних обчислювача (НВ);

- пристрою управління, індикації і сигналізації (УІС);

- допоміжні пристрої (блоки комутації, спеціальні джерела електроживлення і ін.).

Рішення навігаційного завдання закінчується виробленням сигналів відхилення літака від заданої просторово-часової траєкторії (програми) польоту і вибором алгоритму (методу) усунення відхилень з визначенням регульованих параметрів (z, ż, Δβ, ΔН і т. Д.).

Безпосереднє управління літаком здійснюється групою бортових пристроїв, що становлять автоматизований пілотажний комплекс (АПК). Взаємодія АНК і АПК полягає в тому, що АПК, прийнявши навігаційну інформацію від АНК, формує на її основі командні пілотажні сигнали по крену, тангажу і повітряної швидкості і реалізує їх через автопілот або командно-пілотажні (директорний) прилади. Тісно пов'язані між собою АНК і АПК складають в сукупності навігаційно-пілотажний комплекс літака (НПК).

Рис. 1.1 Узагальнена схема рішення навігаційної задачі в АНК

Загальна схема роботи АНК (рис. 1) складається з виконання таких основних операцій.

Перед польотом проводиться навігаційне програмування, що полягає у формуванні та введенні в пам'ять НВ інформації, що характеризує заданий просторово-часовий графік руху і параметри наземних засобів корекції.

Найбільш досконалі АНК з цифровими обчислювачами вимагають введення тільки географічних координат, висот, часів проходу всіх ППМ і координат засобів корекції. Перетворення цих даних в параметри, безпосередньо використовувані при вирішенні навігаційних завдань, виконується в НВ автоматично. В інші АНК (як правило, з аналоговими НВ) вводяться вже готові програмні дані для кожного етапу польоту (курсові кути, відстані, ортодромічні координати засобів корекції), розрахунок яких за вихідними даними повинен виконуватися поза АНК при підготовці до польоту.

У польоті за даними автономних датчиків (допплерівських, інерційних, аеродинамічних) ведеться безперервне числення поточних координат місця літака (МССЧ). Періодично або безперервно проводиться визначення координат незалежними методами за допомогою автономних засобів (БРЛС, астроорієнтатор, візуально) або радіонавігаційних систем. За результатами незалежних визначень проводиться оптимізація поточних координат, що визначаються комплексом, яка може виконуватися автоматично, напівавтоматично або вручну.

Отримані оптимізовані координати порівнюються з програмними (заданими) координатами, в результаті чого визначається вектор неузгодженості r або його складові - бічне відхилення z літака від ЛЗП і помилка ΔS по дальності в поточний момент часу. На підставі даних про вектор неузгодженості виробляється навігаційне рішення: по-перше, вибирається метод навігації («безпосередня корекція» або «управління навігаційним режимом») і, по-друге, визначаються регульовані параметри прийнятого методу.

При методі безпосередньої корекції регульованими параметрами, які приводилися до нульових значень, є відхилення поточних координат літака від їх програмних значень в даний момент часу: лінійне бічне відхилення Z від ЛЗШ (помилка бічній координати) і розрахункове значення помилки ΔT часу прибуття в контрольну точку (що є наслідком помилки ΔS поздовжньої координати) або кутове відхилення літака від ЛЗП, заданої як ЛРПС щодо УДНС (РСБН або VOR / DME), а також помилка ΔT часу прибуття.

Якщо застосовується метод управління навігаційним режимом, регульованими будуть параметри вектора шляхової швидкості - шляховий кут β (або його поправка Δβ) і величина шляхової швидкості W (або поправка ΔW).

Отримувані поточні значення регульованих параметрів, а часто і їх похідні (також формуються в АНК), передаються в пілотажний комплекс для вироблення сигналів керування літаком.

У процесі автоматизованого вирішення навігаційних завдань керуюча роль екіпажу забезпечується роботою пристроїв управління, індикації і сигналізації (ПУІС), які дозволяють постійно або періодично (за викликом) отримувати інформацію про поточні координати, елементах руху, параметрах вектора неузгодженості, стан основних частин комплексу. На основі цієї інформації екіпаж стежить за автоматичним процесом навігації, але при необхідності втручається в його хід, використовуючи пульти управління для реалізації навігаційних рішень, що виходять за рамки можливостей автоматики.

Основу АНК і АПК, що забезпечує їм якісно нові можливості в порівнянні з іншими навігаційними засобами, складають обчислювальні пристрої, що використовуються на всіх етапах обробки інформації. Центральний обчислювач може виконувати не тільки операції власне навігаційного завдання, а й обчислювальну обробку з метою оптимізації первинних вимірювань (наприклад, курсу, шляховий швидкості), а також автоматичний контроль роботи датчиків і своїх власних обчислювальних схем. Характеристиками обчислювального пристрою, застосованого в даному АНК, багато в чому обумовлюються навігаційні можливості комплексу в цілому.

Перехід до автоматизованого вирішення навігаційних завдань при використанні багатьох джерел інформації потребує вирішення ряду принципових питань, пов'язаних з вибором основної системи координат АНК, виду аналітичних залежностей для вирішення навігаційних завдань, способів відшукання оптимальних значень навігаційних параметрів і координат літака при наявності надлишкової інформації, обсягу і виду необхідної індикації різних навігаційних

величин, способів управління автоматичними пристроями з боку екіпажу.

Основною системою координат автоматизованого навігаційного комплексу є система, що застосовується для обчислювальних операцій при обчисленні координат літака, їх порівнянні, корекціях і виробленні керуючих сигналів.

Проблема основної системи координат і пов'язане з нею навігаційне програмування виникли в зв'язку з необхідністю застосування аналітичних методів обробки інформації про координати літака, одержуваних від декількох різнорідних датчиків - АВК, БРЛС, астроорієнтатор, УДНС, РНДС і ін. Кожен з цих датчиків видає координати в своїй специфічну систему: АВК і астроорієнтатор - в географічній (геосферичній) і ортодромічній; БРЛС і УДНС-в полярній щодо різних наземних точок; РДНС - в криволінійної (гіперболічної) щодо двох баз наземних станцій. При використанні польотної карти була можливість наносити МС в будь-якій системі координат, для чого на ній, крім географічної, будувалися допоміжні координатні сітки: біполярна - для УНС; азимутально-далекомірна - для УДНС; гіперболічна - для РДНС; ортодромічне - для АВК ортодромічні системи. Тим самим взаємне положення кількох МС, що відносяться до одного часу, але отриманих різними шляхами, було видно безпосередньо на карті, їх розбіжності вимірювалися лінійкою, і для кожного МС легко визначалося відхилення від заданої програми, також нанесеною на карту у вигляді маршруту польоту. Однак такий прийом спільної обробки інформації від різних датчиків не може бути основою автоматичного вирішення навігаційних завдань головним чином через неточності графічних побудов.

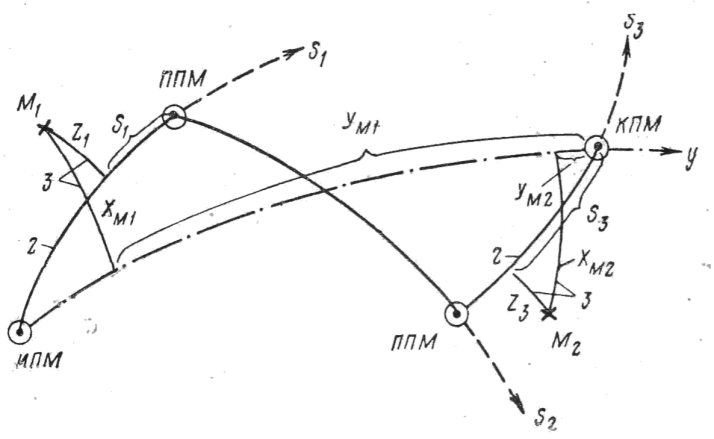

Рис. 1.2. Ортодромічні (ГО) та (ЧО) системи координат на сфері Землі.

В якості основної системи координат АНК, як правило, застосовується ортодромічна система, пов'язана або з ортодромією кожної ділянки маршруту, або з однією ортодромією для району польоту. На рис. 1.2 показано розташування на сфері осей систем координат для одного і того ж маршруту. Відлік поздовжньої координати проводиться від кінця етапу. Ця координата має негативні значення і досягає нуля тільки в ППМ (КПМ) кожної ділянки.

Вибір ортодромічної системи в якості основної пояснюється тим, що в ній завдяки застосуванню формул плоскої тригонометрії найпростіше реалізується безперервне визначення поточних координат МС. Крім того, в цій системі досить просто забезпечуються порівняння координат при корекціях МС за даними радіонавігаційних засобів та вироблення навігаційних і пілотажних рішень, так як одна ортодромічна координата (Z) безпосередньо це бічне відхилення від ЛЗП, а інша (S) - час, що залишився до контрольної точки (ППМ). Нарешті, ортодромічна система координат найбільш зручна при використанні навігаційного гірополукомпаса (НГПК) - основного курсового приладу сучасних літаків цивільної авіації.

Сучасна обчислювальна техніка, особливо цифрова, дозволяє реалізувати складні математичні залежності сферична геометрії і вирішувати по ним навігаційні завдання з будь-якої необхідної ступенем точності. Однак невисока

точність вихідних даних (особливо при використанні курсових приладів) дозволяє для вирішення завдань повітряної навігації вважати поверхню Землі сферичною і застосовувати математичний апарат сферичної тригонометрії. Цьому відповідає і застосування в АНК ортодромічної системи координат в якості основної. У той же час всі вихідні координати точок на земній поверхні відомі тільки в географічній системі на еліпсоїді.

Залежно від необхідної точності заміна еліпсоїда кулею виконується різними методами.

У найпростішому випадку Земля приймається за кулю з радіусом R = 6371 км, а геосферічні координати φ і λ вважаються рівними географічним $\varphi_{геогр}$ і $\lambda_{геогр}$; таке спрощення призводить до максимальних помилок в відстанях до 0,5% і в кутах - до 0,4 °.

В іншому випадку вихідні географічні координати $\varphi_{геогр}$ і $\lambda_{геогр}$ попередньо за допомогою методу проф. В. В. Каврайського переводяться в геосферичні за формулами:

$$\varphi = \varphi_{ГЕОГР} - \frac{3}{4} c \cdot \sin 2\varphi_{ГЕОГР} = \varphi_{ГЕОГР} - 8'39'' \sin 2\varphi_{ГЕОГР};$$

$$\lambda = \lambda_{ГЕОГР},$$

а Земля вважається кулею з радіусом R = a (1-c / 4) = 6372,9 км,

де a = 6378245 м - велика піввісь еліпсоїда Красовського,

c = (a-b) / a - його стиснення,

b = 6356863 м - мала піввісь.

Цей прийом забезпечує зменшення максимальних помилок до 0,08% в відстанях і до 6 ' в кутах.

Нарешті, перерахунок географічних координат в геосферичні можна виконувати за тими ж формулами, але радіус Землі вибрати таким, щоб уздовж заданої ортодромії масштаб відображення еліпсоїда на сфері дорівнював одиниці:

$$R = a\left[1 - \frac{c}{2}\left(1 - \sin^2\beta\cos^2\varphi\right)\right];$$

де φ і β - геосферична широта і шляховий кут в будь-якій точці, в тому числі і початковій точці заданої ортодромії (так як уздовж ортодромії sinβcosφ = const). При цьому методі досягається точність відображення відстаней до 0,001%.

Однак і сферичні залежності використовуються часто тільки для підготовки вихідних даних, що вводяться в АНК, а саме рішення навігаційних завдань ведеться по ще більш простим формулам прямолінійною тригонометрії. Це забезпечує значне спрощення апаратури навігаційних обчислювачів, зберігаючи в той же час за певних умов цілком задовільну точність результатів.

Можливість застосування плоскої тригонометрії в навігаційних завданнях залежить від величин розглянутих відстаней, які лише в окремих випадках досягають декількох тисяч кілометрів (при обчисленні координат над океаном між корекціями і при використанні систем дальньої радіонавігації). При застосуванні ж БРЛС, здебільшого УНС і УДНС ближньої навігації відстані не перевищують 400-500 км.

Уявлення про ступінь спотворення результатів розрахунків при заміні сферичних трикутників плоскими дає теорема Лагранжа, згідно з якою кути плоского трикутника зі сторонами, рівними сторонам сферичного, будуть зменшені на 1/3 сферичного надлишку («ексцесу») даного сферичного трикутника:

$$\Delta A = A_{СФ} - A_{ПЛ} = \frac{\varepsilon}{3} = \frac{S_\Delta}{3R^2},$$

$$\Delta A = \frac{D^2\sqrt{3}}{4 \cdot 3 \cdot R^2} = \frac{500^2\sqrt{3}}{4 \cdot 3 \cdot 6371^2} = 0{,}0009 \approx 3',$$

В основі числення координат за формулами прямолінійної тригонометрії лежить використання спрощеної ортодромічної системи координат з таким вибором головної ортодромії (осі Оу), щоб лінія заданого шляху (ЛЗП) на всіх етапах проходила з якомога меншими відхиленнями від неї. У цих умовах точні

(«сферичні») формули числення ортодромічних координат при використанні ортодромічного датчика курсу приймають вид:

$$x = x_0 + \int_0^t W\sin(\beta_y - \beta_{ку})dt;$$

$$y = y_0 + \int_0^t W\cos(\beta_y - \beta_{ку})dt,$$

де β_y - поточний умовний шляховий кут, $\beta_{ку}$ - умовний «кут карти» (заданий шляхової кут головної ортодромії).

Застосування в АНК спрощених формул для числення координат призводить до методичних помилок тим більшим, чим більше фактичні значення координати x відрізняються від нуля, тобто під час польоту по маршрутах, що не збігаються з головною ортодромією. Неважко помітити, що при польоті по ортодромічних меридіанах, тобто перпендикулярно головній ортодромії $\beta_y - \beta_{ку} = 90°$ методична помилка відсутня (так як $\cos(\beta_y - \beta_{ку}) = 0$); найбільшою вона буде при польотах до напрямів, близьким до головної ортодромії, але на деякій відстані від неї, коли кут βку близький до нуля. Відомі розрахунки, на підставі яких можна показати, що неврахування сферичності Землі в польоті по ЛЗП, паралельної в початковій точці головною ортодромії, призводить до відносних радіальних помилок числення місця літака МЛ, визначеним виразом

$$\frac{r}{S} =\leq \frac{x_0}{2}\sqrt{S^2 + x_0^2},$$

Однак в умовах польотів цивільної авіації для конкретного заданого маршруту завжди можна вибрати такий стан головної ортодромії, щоб політ весь час проходив поблизу неї, тобто при малих значеннях x, і тим самим практично виключити помилки числення, пов'язані із застосуванням спрощених формул. Навіть у випадках виникнення в польоті необхідності різко змінити маршрут в сторону від головної ортодромії сучасні АНК забезпечують можливість оперативного переходу на числення в системі координат, пов'язаної з новою головною ортодромією, тобто в області малих значень координати x.

Інша частина обчислювальних операцій, що виконуються АНК, являє собою перетворення для переходу координат літака, визначених різними незалежними методами, в координати основної системи даного АНК, що необхідно для порівняння їх з численими або з програмними координатами.

Залежно від застосовуваних засобів (систем) незалежного визначення МС вихідні координати виражаються в різних системах: географічній, біполярній (двоазимутальній), полярній сферичній, гіперболічній і ін. При цьому можливий як безпосередній перехід від вихідних координат до основних, так і через координати проміжної системи . Наприклад, гіперболічні координати, що визначають положення МС щодо двох баз станцій, можуть бути попередньо перераховано в географічні координати або в сферичні полярні щодо провідної станції РДНС (ρ, θ), а потім вже в основну систему АНК - ортодромічну.

Застосування спрощених аналітичних залежностей (формул прямолінійною тригонометрії) при координатних перетвореннях допустимо, як правило, тільки при визначенні МС за допомогою радіонавігаційних засобів (систем) ближньої дії (БРЛС, УДНС ближньої навігації), коли опорні орієнтири, що використовуються при визначенні МС, віддалені від фактичного місця літака і від ЛЗП не більше ніж на 300-350 км. У цих випадках сферичні трикутники можуть вирішуватися як плоскі з такими ж сторонами і кутами. Можливі при цьому помилки можуть бути оцінені за допомогою теореми Лагранжа.

Задача оптимізації точності стабілізації полягає в тому, щоб вибором структури обчислювачів B_1 і B_2 (рис. 1.3) в умовах дії експлуатаційних перешкод φ_1, φ_2 і φ_Γ, що мають детерміновані і випадкового складові, збурювання ϕ_1, а також при обліку динаміки заданої частини системи досягти найкращої точності відтворення програми r_0, що може бути детермінованою (наприклад для транспортних літаків), і випадкової, не перевищити необхідні обмеження на сигнали керування і забезпечити стійкість замкнутої системи.

В обуреному польоті експлуатаційні впливи і перешкоди вимірів приводять до порівняно невеликих відхилень ЛА від заданої траєкторії. Як відомо, облік лише

обурених рухів приводить до допустимості лінійних чи лінеаризованих постановок задач аналізу і синтезу керування ЛА. Фактично тільки випадкові збурювання і перешкоди лімітують гранично досяжну якість (точність) стабілізації, тому що в лінійних задачах шкідливий вплив детермінованих факторів на якість стабілізації може бути нейтралізоване в більшості конкретних задач цілком (наприклад, з позиції інваріантості).

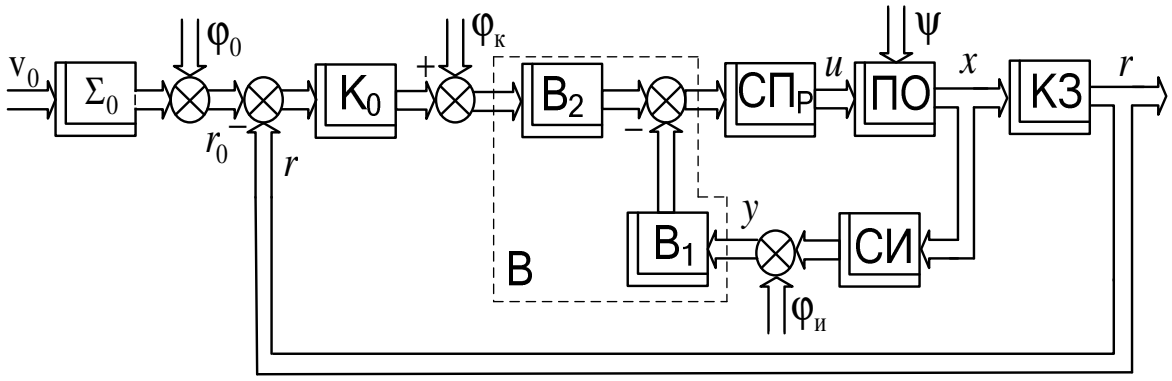

Рис. 1.3. Двоконтурна система стабілізації літака.

Отже, досягнення високої точності системи стабілізації можливо при максимальному ослабленні шкідливої дії випадкових збурювань і перешкод. Для цього структуру системи стабілізації вибирають у результаті ймовірнісного підходу до задач синтезу систем. Такий підхід може базуватися, наприклад, на ідеях теорії вінеровской чи калмановської оптимальної фільтрації та синтезу. При виборі (синтезі) найкращих по точності структур систем стабілізації необхідно враховувати і динаміку експлуатаційних факторів, що обурюють. Під оптимальною розуміють таку систему, що забезпечує екстремум заданого функціонала якості системи.

Як відомо, точність керування польотом при випадкових впливах характеризується математичними очікуваннями і дисперсіями відхилень відповідних параметрів польоту від програмних значень. Дисперсії відхилень

вибираються як функціонали якості системи. У той же час необхідно враховувати реальні обмеження на витрати потужності сигналів, використовуваних для стабілізації об'єкта. Тому зручними в практиці вважаються критерії якості, при використанні яких досягається компроміс між прагненням до досягнення найбільшої точності стабілізації і необхідними на це витратами потужності керування. Алгоритми синтезу оптимальних структур систем стабілізації на базі зазначених функціоналів складаються за умовою, при якому заданий функціонал якості досягає екстремума. Доцільно також наступне обчислення екстремального значення функціонала для оцінки якості стабілізації гранично досяжного в заданих умовах експлуатації. При цьому оптимальними вибирають функції, що визначають закони керування об'єктом стабілізації.

Знаючи статичні характеристики випадкових збурювань і динамічні характеристики об'єктів керування, використовуючи алгоритми аналізу і параметричної оптимізації систем можна обґрунтовано розрахувати значення налаштувовульних параметрів автопілотів, що забезпечують політ ЛА в експлуатаційних умовах з найкращою точністю й обчислити кількісні показники якості характеризуючі точність стабілізації ЛА. Але гранично досяжну точність стабілізації ЛА зв'язують з відшуканням і подальшою реалізацією не тільки оптимальних параметрів у заданій структурі систем стабілізації, але і їхніх оптимальних структур. Це здійснюють при синтезі оптимальних з мимовільною структурою систем за допомогою методів стохастичного оптимального керування. Системи керування польотом, синтезовані цими методами, виявляються істотно ефективніше систем із заданою структурою навіть при оптимальних параметрах цих систем. Останнім часом теорія лінійних систем керування збагатилася новими методами підходу і методами оптимізації.

Методи синтезу лінійних систем зі зворотним зв'язком умовно поділяють на дві групи. Якщо задачі вирішуються в часовій області, то використовуються часові методи синтезу, засновані на принципах класичного варіаційного числення. Для задач, розв'язуваних у частотній області, використовуються методи, що базуються

на ідеях теорії оптимальної фільтрації Вінера-Колмогорова.

З 60-х років починають швидко розвиватися часові методи синтезу, що базуються на принципах класичного варіаційного числення, принципі дуальності і теоремі поділу. До дійсного часу широке поширення одержали часові методи, що використовують математичний апарат диференціальних рівнянь Ріккаті. Популярність цих методів обумовлена в першу чергу їхньою високою ефективністю при рішенні нестаціонарних задач у детермінованій і стохастичній постановках. На практиці задачі керування стаціонарними системами нерідко вирішують спектральними методами. У цих задачах алгоритми синтезу й аналізу виявляються більш простими, а результати синтезу легко реалізованими. Наприклад, частотні методи рішення задач синтезу оптимальних систем зі зворотним зв'язком на нескінченному тимчасовому інтервалі при стаціонарних випадкових збурюваннях. Ці методи засновані на заміні замкнутої системи еквівалентною розімкнутою з наступним використанням ідей теорії оптимальної фільтрації Вінера-Колмогорова.

У роботах В. Б. Ларіна розглядається інший підхід до рішення задач синтезу, що також використовує ідеї Вінера-Колмогорова, але не зв'язаний із приведенням систем зі зворотним зв'язком до еквівалентної розімкнутої системи. Передбачуваний ним метод синтезу базується на спеціальному виборі матриці варіюємих функцій таких, що з фізичної реалізації цих функцій, одержуваних у результаті рішення відповідних рівнянь Вінера-Хопфа, автоматично випливає стійкість замкнутої системи.

Польоти ЛА характеризуються тим, що багато режимів виявляються тривалими, сталими процесами, без великих відхилень параметрів руху. Для таких стаціонарних випадків простіше й ефективніше використовувати частотні методи синтезу оптимальних регуляторів, тому що рішення рівнянь Ріккаті найчастіше вимагає більшого часу розрахунку, чим операції факторизації і сепарації.

Максимально досяжну точність стабілізації ЛА на заданій траєкторії польоту в реальних умовах експлуатації можна одержати шляхом вибору (синтезу)

оптимальних структур систем стабілізації ЛА і проведення інших етапів і видів робіт, що і складають основу так називаного передескізного проектування нових систем керування ЛА.

Під терміном передескізне проектування використовують розробку технічних пропозицій (аванпроектів) на створення оптимальних систем. Роботи, що входять у передескізне проектування, включають: фізичну постановку задачі синтезу конкретної системи; збір, обробку і складання вихідної інформації для рішення задачі синтезу; чи розробку вибір науково обґрунтованих алгоритмів синтезу оптимальних систем; розробку необхідного програмного забезпечення рішення задач на ЕОМ; проведення синтезу структури оптимальної системи стабілізації; аналіз її якості в різних експлуатаційних ситуаціях; складання висновку про доцільність створення проектованої системи; апаратну реалізацію структури оптимальної системи. Перераховані види робіт складають необхідні етапи проведення передескізного проектування.

Таким чином, спочатку передбачається здійснювати етап постановки задачі синтезу, що включає її фізичне і математичне формулювання, і зведення задачі до виду, зручному для рішення. Потім за результатами збору і первинної обробки апріорної інформації про реальні динамічні характеристики об'єкта стабілізації, інших ланок, що входять у задану частину, впливів і перешкод вимірів виходів, складають моделі динаміки всіх елементів заданої частини системи (систему звичайних диференціальних рівнянь, матриць передатних функцій, матриці спектральних і взаємних спектральних щільностей). Вихідна інформація для складання моделей визначається на етапах ідентифікації, динамічної атестації, по літературних джерелах .

Основу науково-обґрунтованого підходу до створення оптимальних по точності систем стабілізації ЛА складає етап синтезу оптимальних структур систем стабілізації на базі розроблених чи обраних алгоритмів синтезу стохастичних оптимальних по точності критерію систем стабілізації. Для його здійснення розробляються обчислювальні процедури і програмне забезпечення рішення задач

на сучасних ЕОМ. Після цього виконується синтез шуканої структури регулятора.

Етап аналізу якості системи включає: по-перше, розробку, вибір спектральних алгоритмів аналізу, по-друге, розробку відповідного програмного забезпечення. При аналізі необхідно оцінювати не тільки динамічні характеристики реакцій ЛА на керуючі впливи, що обурюють, але й оцінювати витрати потужності сигналів керування, обчислювати поточні значення показника якості в мінливих експлуатаційних умовах польоту. Мінливість експлуатаційних ситуацій характеризують набором варіюємих параметрів, у якості яких можуть виступати відносини середньоквадратичних значень сигналів перешкод і програмних сигналів, перешкод і збурювань. При цьому мається можливість досліджувати поводження проектованої системи, мінливість її структури і параметрів у різних умовах польоту. За результатами порівняння показника якості розроблювальної оптимальної системи з необхідним робиться висновок про доцільність початку основних етапів проектування і виготовлення оптимальної системи. При позитивному висновку про доцільність виготовлення системи, у цьому випадку якість оптимальної системи повинна бути не гірше необхідного, конструктор, не змінюючи отриманої структури і параметрів системи, апаратно її реалізує. При цьому складаються структурна і принципова схеми, створюється програма керування ЛА для БЦОМ (бортової цифрової обчислювальної машини). Розробка алгоритмів переналаштування структури і параметрів оптимальної системи при зміні експлуатаційної обстановки на борті дає можливість будувати адаптивну й у теж час оптимальну систему в кожнім режимі польоту. Проектування систем стабілізації пропонованим способом реалізує системний науковий підхід до рішення задачі, що виключає роботу конструктора по інтуїції і дає можливість науково обґрунтовано створювати високоточні оптимальні системи стабілізації.

1.2 Постановка задачі аналізу динамічної стистеми

Поняття якості динамічної системи, до яких відносяться більшість бортових вимірників польотної інформації, одне з визначальних в інженерній практиці. На питання поліпшення і максимізації якості таких систем постійно спрямовані

зусилля експертів, що створюють і експлуатують ці системи. У якості убачають властивості технічної системи, що характеризують успішність рішення запропонованих системі задач у реальних умовах експлуатації. Такими властивостями є ефективність, точність, надійність, вартість і інші сторони виробів. Установивши поняття якості складної системи (виробу), можна сформулювати задачу про кількісну зміну її властивостей, що істотно залежать від умов експлуатації. Отже, якість поняття відносне.

Для кількісної оцінки якості систем (виробів) уводять критерії – показники якості. Це числа, що визначають собою кількісну міру властивостей системи. Показники якості дозволяють порівняти між собою системи одного призначення, оцінювати вплив на систему тих чи інших умов роботи і часткових змін, вибирати найкращі по якості системи. Показники якості, як правило, містять у собі не всі, а лише найважливіші для конкретної задачі сторони якості.

У приладах і системах керування і навігації повітряних судів як визначальна сторона якості виступає точність. Це зв'язано з необхідністю здійснення автоматичних і напівавтоматичних режимів керування польотом ПС, а також імітації цих режимів. У цих випадках точність однозначно визначає якість системи, виступає його еквівалентом, а показник якості виявляється точнісним.

Високі вимоги до точності бортових вимірників (бортові прилади, системи і комплекси виміру польотної інформації) зв'язані в першу чергу з великою відповідальністю задач, розв'язуваних у польоті за допомогою бортових інформаційно-вимірювальних комплексів. Як правило, це задачі стабілізації польоту ПС по заданій траєкторії, його орієнтації, стабілізації бортових комплексів різного призначення. По-друге, з великою складністю процесів керування і навігації ПС, функціонування бортових комплексів. ПС і його бортові комплекси, як правило, являють собою багатомірні і багатозв’язні динамічні системи, що працюють у стохастичних умовах експлуатації. Задачі оптимізації керування такими системами через складність звичайно не ставляться багатокритеріальними. Як критерій використовують показник, що враховує лише одну сторону якості –

точність. Іноді в критерій якості вводять складову, певним чином обмежуючу витрати на керування системою (виробом).

У багатьох практичних випадках динаміку вимірника зручно описувати системою звичайних диференціальних рівнянь з постійними коефіцієнтами виду [3]

$$Px(t) = Mu(t) + \phi(t), \tag{1.1}$$

де x – n-мірний вектор вихідних сигналів (з перешкодами на виході);

u – m-мірний вектор керуючих сигналів;

ϕ- n-мірний вектор збурювань;

P і M – матриці розмірностей $n \times n$ і $n \times m$ відповідно, елементи яких $p_{ij}(t)$ і $m_{ij}(t)$ - поліноми аргументу $p = \frac{d}{dt}$.

Якщо визначник матриці p задовольняє умові Гурвіца (система стійка), то рівняння (1.1) можна перетворити по Фур'є і записати як

$$Px(s) = Mu(s) + \phi(s), \tag{1.2}$$

де $x(s)$, $u(s)$ і $\phi(s)$ - Фур'є -образи відповідних сигналів.

Вирішивши рівняння (1.2) відносно $x(s)$ й опустивши для простоти запису аргумент $s = j\omega$, одержимо

$$x = P^{-1}Mu + P^{-1}\phi = F_u^x \cdot u + F_\phi^x \cdot \phi,$$

де F_u^x і F_ϕ^x - матриці передатних функцій досліджуваної системи по керуванню u і збурюванню ψ.

Задача аналізу якості (точності) деякої динамічної системи полягає в тому, щоб по відомих динамічних характеристиках системи (матриці P, M чи F_u^x і F_ϕ^x) і впливів (сигнали u і ψ) спочатку визначити вихід x, а потім за результатами порівняння з бажаним сигналом помилку системи ε і, підставивши останню в

точнісний показник якості, оцінити його значення. Застосовуючи описану процедуру аналізу до досліджуваної системи в різних експлуатаційних ситуаціях і варіантах її конструктивного виконання, можна щораз числом оцінювати якість досліджуваної системи.

1.3 Алгоритм аналізу якості стабілізації багатомірного динамічного об'єкта при випадкових впливах. Оптимізація параметрів

Задача аналізу якості відомої динамічної системи полягає у визначенні її показника якості і характеристик вихідних сигналів у досліджуваних експлуатаційних умовах. Іншими словами, вирішуючи задачу аналізу по відомих динамічних властивостях самої системи і вхідних сигналів і впливів, визначають помилку системи й обчислюють значення показника якості. Показники якості дозволяють порівняти між собою ідентичні по призначенню системи (наприклад, оптимальні і неоптимальні), оцінювати ефективність і якість систем у різних умовах експлуатації**.**

Розглянемо задачу аналізу якості багатомірної автоматичної системи стабілізації транспортного літака (повітряного судна) при випадкових впливах на заданій траєкторії польоту, де W_1 і W_2 - матриці передавальних функцій частин системи стабілізації, розташованих у внутрішньому (стабілізуючому) і зовнішньому (керуючому) контурах системи керування; φ_r, φ_1 і φ_2 - n-мірні вектори перешкод у завданні програми, вимірника вихідних реакцій і координатора, що представляють собою багатомірні стаціонарні випадкові центровані процеси з відомими матрицями спектральних і взаємних спектральних щільностей.

З огляду на, що вектор програмного руху $\bar{r}$ - детермінований, рівняння узагальненого об'єкта можна скласти так, щоб у вихідні

реакції об'єкта входили тільки сигнали відхилення від програми ξ. У цьому випадку систему звичайних диференціальних рівнянь, що описують рух УПС, представимо як

$$P_1 x_1 = M_1 u + \phi_1, \qquad (1.3)$$

де x_1 - n-мірний вектор вихідних реакцій УПС, u - m-мірний вектор керування, ϕ_1 - n-мірний вектор збурювань, що представляє собою багатомірний випадковий стаціонарний центрований процес з відомими матрицями спектральних і взаємних спектральних щільностей; P_1 і M_1 - матриці розмірностей $n \times n$ і $n \times m$ відповідно, елементи яких - поліноми аргументу $s = j\omega$, визначник P_1 задовольняє умові Гурвіца.

Для складання алгоритму аналізу системи стабілізації ПС на заданій траєкторії польоту скористаємося відомими [5] алгоритмами аналізу динамічних систем.

Уведемо приведену перешкоду координатора, що включає також перешкоду в завданні програми

$$\varphi_3 = \varphi_2 + K_2 \varphi_n.$$

Далі введемо наступні позначення

$$y = K_1 x_1, \qquad P = P_1 K_1^{-1}; \qquad x_0 = \begin{bmatrix} E_n \\ LK_1^{-1} \end{bmatrix} y; \qquad L = \left[K_2 V, O_{v_x (n-v)}\right] = L_0^{-1} \tilde{L};$$

$$P_0 = \begin{bmatrix} P & 0 \\ -\tilde{L} & L_0 \end{bmatrix}; \qquad M = \begin{bmatrix} M \\ O_{v \times n} \end{bmatrix}; \qquad \varphi_0 = \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_3 \end{bmatrix}; \qquad \phi_0 = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ O_{v \times 1} \end{bmatrix}; \quad (1.4)$$

$$\xi = \begin{bmatrix} \phi_0 \\ \varphi_0 \end{bmatrix}; \qquad u = u_0; \qquad W_0 = (W_1, W_2).$$

З урахуванням позначень (1.4) рівняння руху узагальненого об'єкта перепишемо у виді

$$P_0 x_0 = M_0 u_0 + \phi_0, \qquad (1.5)$$

тоді сигнал керування в досліджуваній системі можна записати як

$$u_0 = W_0 (x_0 + \varphi_0). \qquad (1.6)$$

Далі скористаємося виразами (2.7), (2.8), (2.9) і (2.10) і помилку стабілізації

програмного руху зобразимо у вигляді

$$\xi_0 = Vx_1 = (VK_1^{-1}, O_{v\times v})x_0. \qquad (1.7)$$

Як критерій якості стабілізації використовуємо вираз

$$e = M\left[x_0' R_0 x + u_0' C u_0\right],$$

$$R_0 = \begin{bmatrix} K_{1*}^{-1} V_* R V K_1^{-1} & O \\ O & O_{v\times v} \end{bmatrix}, \qquad (1.8)$$

де M – символ математичного очікування, R і C - відомі вагові симетричні позитивно і невід`ємно-визначені числові матриці розмірностей $n\times n$ і $m\times m$ відповідно. Запишемо критерій якості системи (1.8) у виді (1.9)

$$e = \frac{1}{j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\left\{\left[\begin{pmatrix} E_n \\ P_{0*} \end{pmatrix} F_{x_{0*}}^{\phi_0} - \begin{pmatrix} O_n \\ E_n \end{pmatrix}\right] R_0 \left[F_{x_0}^{\phi_0}(E_n, P_0) - (O_n, E_n)\right] S'_{\xi_0\xi_0} + \right.$$
$$\left. + \begin{pmatrix} E_n \\ P_{0*} \end{pmatrix} F_{u_{0*}}^{\phi_0} C F_{u_0}^{\phi_0}(E_n, P_0) S'_{\xi_0\xi_0}\right\} ds. \qquad (1.9)$$

Підставивши вихідну інформацію в інтеграл (1.9) і обчисливши його відомим способом, оцінимо якість автоматичної стабілізації літака (ЛА) на заданій траєкторії польоту. Якщо досліджувати зміну показника якості в різних ситуаціях польоту (у різних умовах експлуатації, при варіюванні окремими частинами системи, для декількох ідентичних по призначенню систем в однакових умовах експлуатації) можливо оцінювати показник якості стабілізації як функцію варіюємих умов. Показник якості (1.9) безпосереднім чином залежить від матриці передатних функцій системи стабілізації $W_0 = (W_1, W_2)$, в елементи якої входять налаштувальні параметри регулятора $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \ldots \alpha_l)'$. Вибір оптимальних параметрів, мінімізуючий показник якості (1.9), дозволить здійснити оптимальне налаштування системи стабілізації (оптимізувати її налаштувальні параметри). Для цього необхідно скласти і вирішити систему в загальному випадку нелінійних рівнянь виду

$$\frac{\partial e}{\partial \alpha_i} = 0, \qquad i = \overline{1, l}. \qquad (1.9)$$

Рішення системи (1.9) щодо параметрів α_i відомими методами дає набір оптимальних параметрів системи стабілізації.

1.4 Мета, задачі та постановка досліджень

Конструювання складних вимірювальних та управляючих систем потребує насамперед науково обґрунтованого підходу. В іншому разі результати конструювання достатньо надійно можна оцінити тільки після початку експлуатації дослідного зразка системи, причому не виключена імовірність того, що показники якості виготовленої системи не задовольнятимуть технічні вимоги, а спроби їх підвищити, що супроводжуються витратами як часу, так і коштів, не призведуть до успіху.

Найвищі показники точності вимірювальних систем, комплексів і систем управління можуть бути досягнуті за умов аналітичного конструювання за науковими методами. Воно проводиться перед початком технічного проектування і спрямоване на досягнення максимальних показників якості спроектованої системи при заданих вхідних даних. Такий підхід виявляє оптимальні структуру та значення параметрів системи та максимальну, досяжну в даній експлуатаційній ситуації, якість її компонентів. Якщо теоретично знайдені показники якості спроектованої системи не менші, ніж в технічному завданні, то можна починати технічне проектування та виготовлення системи. Результати аналітичного конструювання системи подаються у формі технічних пропозицій на створення оптимальних систем.

Аналітичне конструювання систем потребує відносно невеликих матеріальних витрат, але воно дає можливість здійснити технічну реалізацію системи тільки після висновку про доцільність початку виробництва.

Основна задача досліджень наступна: виконати передескізне проектування оптимальної системи стабілізації транспортного літака у ряді режимів польоту, у яких об'єкт стабілізації залишається стаціонарним. Як такі режими польоту розглядалися горизонтальний політ (крейсерський режим) і автоматичний захід на посадку за глісадою. У цих випадках аеродинамічні параметри літака змінюються

незначно, а реальні відхилення ЛА від заданої траєкторії невеликі. Отже, правомірні лінійні постановки задачі аналізу і синтезу.

Таким чином, у задачах синтезу оптимальних систем стабілізації ЛА в обурених режимах польоту об'єкти стабілізації доцільно вважати лінійними, стаціонарними і багатомірними, впливи стохастичними, а синтез оптимальних структур здійснювати спектральними методами за допомогою запропонованих автором модифікацій відомих алгоритмів синтезу й аналізу. Спочатку покладається робити синтез оптимальних систем при випадкових стаціонарних впливах, які припустимо вважати реальні впливи. Потім здійснювати всі наступні етапи передескізного проектування. Покладається також робити перевірочний аналіз спроектованих систем стабілізації при детермінованих впливах. Якщо результати такого аналізу будуть вище, ніж в існуючих систем стабілізації, то системи стабілізації ЛА встановлені в процесі синтезу при випадкових впливах, рекомендувати до впровадження.

Цілями й одночасно задачами, що забезпечують рішення основної задачі досліджень, були наступні:

- вибрати модернізовані алгоритми синтезу оптимальних систем стабілізації ЛА при випадкових впливах;
- розробити і вибрати обчислювальні процедури і програмне забезпечення рішення на ЕОМ задач синтезу й аналізу оптимальних систем стабілізації ЛА;
- зробити аналітичне проектування оптимальних систем стабілізації транспортних літаків у ряді режимів, зробити дослідження й оцінити зміни оптимальних параметрів і якості стабілізації ЛА в залежності від експлуатаційних умов стабілізації, що змінюються в польоті;
- дати пропозиції по реалізації результатів передескізного проектування у вигляді законів керування .

Процедуру аналітичного конструювання системи управління або інформаційно-вимірювальних систем можна поділити на декілька етапів.

1. Фізична постановка синтезу конкретної системи.

Етап включає фізичне і математичне формулювання постановки задачі синтезу системи, зведення задачі до виду, зручного для її вирішення.

2. Збір та обробка необхідної початкової інформації.

Для вирішення задачі синтезу системи збирають та виконують первинну обробку інформації про реальні динамічні властивості компонентів системи та характеристики похибок вимірювань, визначають моделі динаміки всіх елементів заданої частини системи. Такі моделі мають бути у вигляді системи звичайних диференціальних рівнянь або матриці передавальних функцій, матриці спектральних та взаємних спектральних щільностей для сигналів та завад. Необхідну для складання моделей інформацію визначають за нормативно-технічною документацією або шляхом додаткових досліджень компонентів системи.

3. Розробка або вибір алгоритмів синтезу системи.

Цей етап можна вважати основою науково обґрунтованого підходу до створення систем, оптимальних за точністю.

4. Розробка або вибір програмного забезпечення рішення задачі відповідно алгоритму.

Алгоритми аналітичного конструювання систем, як правило, потребують значних обсягів розрахунків на ЕОМ. Доцільно скористуватись готовими програмними пакетами, але при відсутності в них необхідних спеціальних обчислювальних алгоритмів можливо знадобиться розробити власне програмне забезпечення.

5. Синтез проектованої оптимальної структури системи.

6. Аналіз якості синтезованої системи в різних режимах.

Цей важливий етап вміщує вибір одного чи декількох показників якості системи, розробку або вибір алгоритму аналізу, також (у разі необхідності) розробку чи вибір необхідного програмного забезпечення. При аналізі слід враховувати не тільки моделі динаміки самої системи, похибок і збурень, але і

мінливість експлуатаційних умов. При цьому є можливість досліджувати властивості проектованої системи, змінність її структури і параметрів у різноманітних експлуатаційних умовах.

7. Обґрунтування доцільності створення системи.

За результатами порівняння показників якості розробленої системи з аналогічними показниками технічного завдання робиться висновок про доцільність початку основних технологічних етапів конструювання і виготовлення системи. Вважається, що показники якості спроектованої оптимальної системи мають бути не нижче за встановлених у технічному завданні.

8. Складання рекомендацій з апаратної реалізації системи.

При позитивному висновку про доцільність виготовлення системи конструктор складає структурну та принципову схеми системи, видає рекомендації на розробку окремих агрегатів і блоків, включаючи технічні засоби та програмне забезпечення. Розробка алгоритмів переналаштування структури і параметрів оптимальної системи при зміні експлуатаційних умов дає можливість побудувати систему адаптивну і оптимальну в кожному режимі.

Послідовне виконання вказаних етапів аналітичного конструювання забезпечує створення оптимальних систем управління та інформаційно-вимірювальних систем, показники якості котрих будуть найкращими за наперед обраним критерієм.

РОЗДІЛ 2 ПОСТАНОВКА І АЛГОРИТМИ РІШЕНЬ ЗАДАЧ РЕГУЛЯТОРІВ В ЗАМКНУТИХ СИСТЕМАХ СТАБІЛІЗАЦІЇ ЛІНІЙНИХ ОБ'ЄКТІВ

У розділі розглянемо особливості алгоритму рішення задач синтезу оптимальних систем стабілізації з урахуванням введення в структурні схеми систем оптимальних вимірювачів вихідних координат об'єктів.

Розглядаються основні задачі автоматичної стабілізації літака на заданій траєкторії польоту, намічаються деякі шляхи, за допомогою яких можна досягти найвищої якості такої стабілізації, розглядається типова структура системи стабілізації (закони керування автопілоту) сучасного транспортного літака (ЛА).

2.1 Вибраний алгоритм синтезу системи стабілізації

Нехай, як і раніше, система диференціальних рівнянь, перетворена за Фур'є і описує рух об'єкта стабілізації, має вигляд

$$Px = Mu + \psi, \quad (2.1)$$

де P і M поліноміальні матриці розмірності $n \times n$ і $n \times m$ відповідно, а вектори x, u і ψ - частотні характеристики векторів вихідних координат об'єкта, сигналів управління і збурень. Особливості динаміки досліджуваного об'єкта можливо описати рівнянням (2.1).

Структурна схема досліджуваної замкнутої системи стабілізації з уже відомими позначками зображена на рис. 2.1.

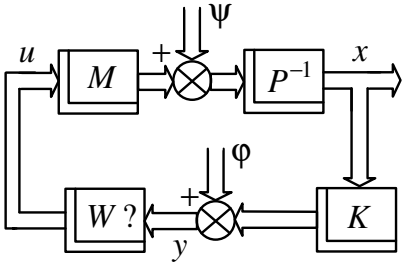

Рис. 2.1. Структурна схема системи стабілізації лінійного об'єкта

Тут характеристика n-мірного вектору сигналів накладення y в системі визначається рівнянням

$$y = Kx + \varphi, \qquad (2.3)$$

де – K матриця розмірності n передавальних функцій вимірювального пристрою в системі; φ- частотна характеристика n-мірного вектору сигналів перешкод вимірів вихідних координат об'єкту.

Вектори x і y вимірюються безпосередньо при випробуваннях досліджуваної системи. Знаючи вектори x і y, а також псевдо обернену матрицю, можливо оцінити частотну характеристику вектору вихідних сигналів об'єкта стабілізації наступним чином

$$x = K^{\#}(y - \varphi). \qquad (2.4)$$

Доцільно вектор перешкод вимірів еквівалентно перетворити в вектор додаткових впливів на об'єкт, який в сумі з основним впливом матиме вигляд

$$\zeta = \psi + PK^{\#}\varphi. \qquad (2.5)$$

З урахуванням впливу (2.5) доцільно структурну схему системи (рис. 2.1) перетворити до виду, показаному на рис. 2.2.

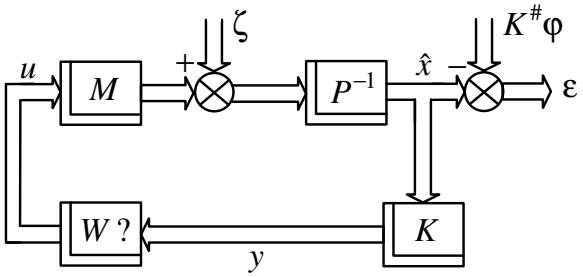

Рис. 2.2. Структурна схема перетвореної системи стабілізації

У досліджуваній системі стабілізації рухів об'єкта при випадкових впливах цікавлять характеристики векторів (2.8) і (2.9), перераховані в пункті 2.1.1., вони мають вигляд

$$\mathring{\varepsilon} = (P_+^{-1} MB_* + N)\,\mathring{\Phi}\,\mathring{\zeta} - (P_+^{-1}\,\mathring{\zeta} + K^{\#}\,\mathring{\varphi}), \qquad \textbf{(2.7)}$$

$$\mathring{\varepsilon}_* = \mathring{\zeta}_*\,\mathring{\Phi}_*(BM_*P_+^{-1} + N_*) - (\mathring{\zeta}_*\,P_{+*}^{-1} + \mathring{\varphi}_*\,K_*^{\#}),$$

$$\mathring{u}_* = \mathring{\zeta}_*(\mathring{\Phi}_*\,B - M_*^{\#}).$$

$$\mathring{u} = F_u\,\mathring{\zeta} = (B_*\,\mathring{\Phi} - M^{\#})\,\mathring{\zeta}, \qquad (2.8)$$

У цьому варіанті завдання необхідно знати транспонованні матриці спектральних щільностей векторів, які можна скласти по теоремі Вінера - Хінчина у вигляді

$$\begin{aligned}
&S'_{\mathring{\varepsilon}\mathring{\varepsilon}} = <\mathring{\varepsilon}\,\mathring{\varepsilon}_* > = <[(P_+^{-1}MB_* + N)\,\mathring{\Phi}\,\mathring{\zeta} - (P_+^{-1}\,\mathring{\zeta} + K^{\#}\,\mathring{\varphi})]\times \\
&\times[\mathring{\zeta}_*\,\mathring{\Phi}_*(BM_*P_+^{-1} + N_*) - (\mathring{\zeta}_*\,P_{+*}^{-1} + \mathring{\varphi}_*\,K_*^{\#})] > = \\
&= (P_+^{-1}MB_* + N)\,\mathring{\Phi}\,S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}}\,\mathring{\Phi}_*(BM_*P_+^{-1} + N_*) - \\
&-(P_+^{-1}MB_* + N)\,\mathring{\Phi}\left(S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}}P_{+*}^{-1} + S'_{\mathring{\varphi}\mathring{\zeta}}K_*^{\#}\right) - \\
&-\left(P_+^{-1}S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} + K^{\#}S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\varphi}}\right)\mathring{\Phi}(BM_*P_+^{-1} + N_*) + \\
&+\left(P_+^{-1}S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}}P_{+*}^{-1} + P_+^{-1}S'_{\mathring{\varphi}\mathring{\zeta}}K_*^{\#} + K^{\#}S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\varphi}}P_{+*}^{-1} + K^{\#}S'_{\mathring{\varphi}\mathring{\varphi}}K_*^{\#}\right);
\end{aligned} \qquad (2.9)$$

$$S'_{\mathring{u}\mathring{u}} = (B_* \overset{\circ}{\Phi} - M^{\#})\, S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} (\overset{\circ}{\Phi}_* B - M^{\#}_*). \qquad (2.10)$$

Підстановка матриць (2.9) і (2.10) в функціонал якості стабілізації системи (2.7) при випадкових впливах призведе останній до виду

$$\begin{aligned}
\overset{\circ}{e}_c &= \frac{1}{j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\left(S'_{\mathring{\varepsilon}\mathring{\varepsilon}} \overset{\circ}{R}_c + S'_{\mathring{u}\mathring{u}} \overset{\circ}{C}_c \right) ds = \\
&= \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\left\{ \left[(P_+^{-1} M B_* + N) \overset{\circ}{\Phi} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} \overset{\circ}{\Phi}_* (B M_* P_{+*}^{-1} + N_*) - \right.\right. \\
&- (P_+^{-1} M B_* + N) \overset{\circ}{\Phi} \left(S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} P_{+*}^{-1} + S'_{\mathring{\varphi}\mathring{\zeta}} K_*^{\#} \right) - \\
&- \left(P_+^{-1} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} + K^{\#} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\varphi}} \right) \overset{\circ}{\Phi}_* (B M_* P_{+*}^{-1} + N_*) + \\
&+ \left(P_+^{-1} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} P_{+*}^{-1} + P_+^{-1} S'_{\mathring{\varphi}\mathring{\zeta}} K_*^{\#} + K^{\#} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\varphi}} P_{+*}^{-1} + \right. \\
&\left.\left. + K^{\#} S'_{\varphi\varphi} K_*^{\#} \right) \right] \overset{\circ}{R}_c + \left(B_* \overset{\circ}{\Phi} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} \overset{\circ}{\Phi}_* B - B_* \overset{\circ}{\Phi} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} M^{\#} - \right. \\
&\left. - M^{\#} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} \overset{\circ}{\Phi}_* B + M^{\#} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} M_*^{\#} \right) \overset{\circ}{C}_c \Big\}\, ds.
\end{aligned} \qquad (2.11)$$

Завдання синтезу оптимальної структури матриці вирішується методом Вінера - Колмогорова. Перша варіація функціонала (2.11) буде такою

$$\begin{aligned}
\delta \overset{\circ}{e}_c &= \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr(((\{[(B M_* P_{+*}^{-1} + N_*) \overset{\circ}{R}_c (P_+^{-1} M B_* + N) + \\
&+ B \overset{\circ}{C}_c B_*] \overset{\circ}{\Phi} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} - \left[(B M_* P_{+*}^{-1} + N_*) \overset{\circ}{R}_c \left(P_+^{-1} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} + K^{\#} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\varphi}} \right) + \right. \\
&\left. + B \overset{\circ}{C}_c M^{\#} S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} \right] \Big\} \delta \overset{\circ}{\Phi}_* + \delta \overset{\circ}{\Phi} \Big\{ S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} \overset{\circ}{\Phi}_* [(B M_* P_{+*}^{-1} + N_*) \overset{\circ}{R}_c \times \\
&\times (P_+^{-1} M B_* + N) + B \overset{\circ}{C}_c B_*] - \left[\left(S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} P_{+*}^{-1} + S'_{\mathring{\varphi}\mathring{\zeta}} K_*^{\#} \right) \overset{\circ}{R}_c \times \right. \\
&\left. \left. \left. \times (P_+^{-1} M B_* + N) + S'_{\mathring{\zeta}\mathring{\zeta}} M_*^{\#} \overset{\circ}{C}_c B_* \right] \Big\} \right) \Big) ds.
\end{aligned} \qquad (2,12)$$

Після зазначеної підстановки функціонал (2.17) буде мати вигляд

$$\bar{I} = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\{[P^{-1}M\bar{F}_u\bar{\eta}_0 + (P^{-1}\bar{\eta} - \bar{r}_0)]\times$$
$$\times[\bar{\eta}_{0*}\bar{F}_{u*}M_*P_*^{-1} + (\bar{\eta}_*P_*^{-1} - \bar{r}_{0*})]\bar{R}_c +$$
$$+ \bar{F}_u\bar{\eta}_0\bar{\eta}_{0*}\bar{F}_{u*}\bar{C}_c\}\, ds =$$
$$= \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\{[P^{-1}M\bar{F}_u\bar{\eta}_0\bar{\eta}_{0*}\bar{F}_{u*}M_*P_*^{-1} + \qquad (2.19)$$
$$+ P^{-1}M\bar{F}_u(\bar{\eta}_0\bar{\eta}_*P_*^{-1} - \bar{\eta}_0\bar{r}_{0*}) +$$
$$+ (P^{-1}\bar{\eta}\,\bar{\eta}_{0*} - \bar{r}_0\bar{\eta}_{0*})\bar{F}_{u*}M_*P_*^{-1} +$$
$$+ (P^{-1}\bar{\eta}\,\bar{\eta}_*P_*^{-1} - P^{-1}\bar{\eta}\,\bar{r}_{0*} - \bar{r}_0\bar{\eta}_*P_*^{-1} +$$
$$+ \bar{r}_0\bar{r}_{0*})]\bar{R}_c + \bar{F}_u\bar{\eta}_0\bar{\eta}_{0*}\bar{F}_{u*}\bar{C}_c\}\, ds.$$

У варіацію (2.12) необхідно внести наступні позначення, що базуються на девісовських ідеях факторизації і сепарації матриць

$$\overset{\circ}{\Gamma}_{c*}\overset{\circ}{\Gamma}_c = (BM_*P_{+*}^{-1} + N_*)\overset{\circ}{R}_c(P_+^{-1}MB_* + N) + B\overset{\circ}{C}_c B_*;$$

$$\overset{\circ}{D}_c\overset{\circ}{D}_{c*} = S'_{\overset{\circ}{\zeta}\overset{\circ}{\zeta}};$$

$$\overset{\circ}{\mathrm{T}}_c = \overset{\circ}{\mathrm{T}}_{c0} + \overset{\circ}{\mathrm{T}}_{c+} + \overset{\circ}{\mathrm{T}}_{c-} = (\overset{\circ}{\Gamma}_{c*})^{-1}[(BM_*P_{+*}^{-1} + N_*)\overset{\circ}{R}_c\times$$
$$\times\left(P_+^{-1}\overset{\circ}{D}_c + K^{\#}S'_{\overset{\circ}{\zeta}\overset{\circ}{\varphi}}\right) + B\overset{\circ}{C}_c M^{\#}S'_{\overset{\circ}{\zeta}\overset{\circ}{\zeta}}\Bigg](\overset{\circ}{D}_{c*})^{-1}.$$

З урахуванням виразів (2.18) (2.13) і (2.14) оптимальна структура матриці буде представлена у вигляді

$$\overset{\circ}{e}_c = \frac{1}{j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\left(S'_{\overset{\circ}{\varepsilon}\overset{\circ}{\varepsilon}}\overset{\circ}{R}_c + S'_{\overset{\circ}{u}\overset{\circ}{u}}\overset{\circ}{C}_c\right) ds =$$
$$= \frac{1}{j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\Bigg\{\Bigg[P^{-1}M\overset{\circ}{F}_u S'_{\overset{\circ}{\eta}_0\overset{\circ}{\eta}_0}\overset{\circ}{F}_{u*}M_*P_*^{-1} +$$
$$+ P^{-1}M\overset{\circ}{F}_u\left(S'_{\overset{\circ}{\eta}\overset{\circ}{\eta}_0}P_*^{-1} - S'_{\overset{\circ}{\eta}_0\overset{\circ}{r}_0}\right) + \left(P^{-1}S'_{\overset{\circ}{\eta}_0\overset{\circ}{\eta}} - S'_{\overset{\circ}{r}_0\overset{\circ}{\eta}_0}\right)\times$$
$$\times\overset{\circ}{F}_{u*}M_*P_*^{-1} + \Bigg(P^{-1}S'_{\overset{\circ}{\eta}\overset{\circ}{\eta}}P_*^{-1} - P^{-1}S'_{\overset{\circ}{\eta}_0\overset{\circ}{r}_0} -$$
$$- S'_{\overset{\circ}{r}_0\overset{\circ}{\eta}_0}P_*^{-1} + S'_{\overset{\circ}{r}_0\overset{\circ}{r}_0}\Bigg)\Bigg]\overset{\circ}{R}_c + \overset{\circ}{F}_u S'_{\overset{\circ}{\eta}_0\overset{\circ}{\eta}_0}\overset{\circ}{F}_{u*}\overset{\circ}{C}_c\Bigg\}\, ds.$$

$$\overset{\hat{\circ}}{F}_u = B_*\overset{\hat{\circ}}{\Phi} - M^{\#}.$$

З огляду на вирази (2.7), (2.12), (2.15) і (2.14), шукану оптимальну структуру регулятора слід записати так (2.6):

$$\hat{\hat{W}} = \hat{\hat{F}}_u (\overset{\circ}{F}_{\hat{x}})^{-1} K^{\#}. \qquad (2.16)$$

2.2 Алгоритм синтезу оптимальної системи зглажування

Даний алгоритм має на меті розповсюдження ідей комплексування вимірювачів на випадок багатовимірного згладжування. Для обґрунтування такого алгоритму припустимо, що n-вимірний вектор детермінованих сигналів r надходить на вхід системи згладжування за декількома каналами (рис. 2.2) на фоні стаціонарних багатовимірних випадкових процесів φ_i. Аналогічно роботі [6], основним каналом будемо вважати канал з матрицею передаточних функцій K розмірності $n \times n$, у тракті якого діє n-вимірний центрований стаціонарний випадковий сигнал φ з відомою матрицею спектральних щільностей $S_{\varphi\varphi}$.

Додаткові q каналів приєднані до основного паралельно та характеризуються матрицями передаточних функцій K_i розмірності $v_i \times n$, на виходах яких діють випадкові процеси з нульовими математичними очікуваннями та відомими матрицями спектральних щільностей $S_{\varphi i \varphi i}$, відповідної розмірності.

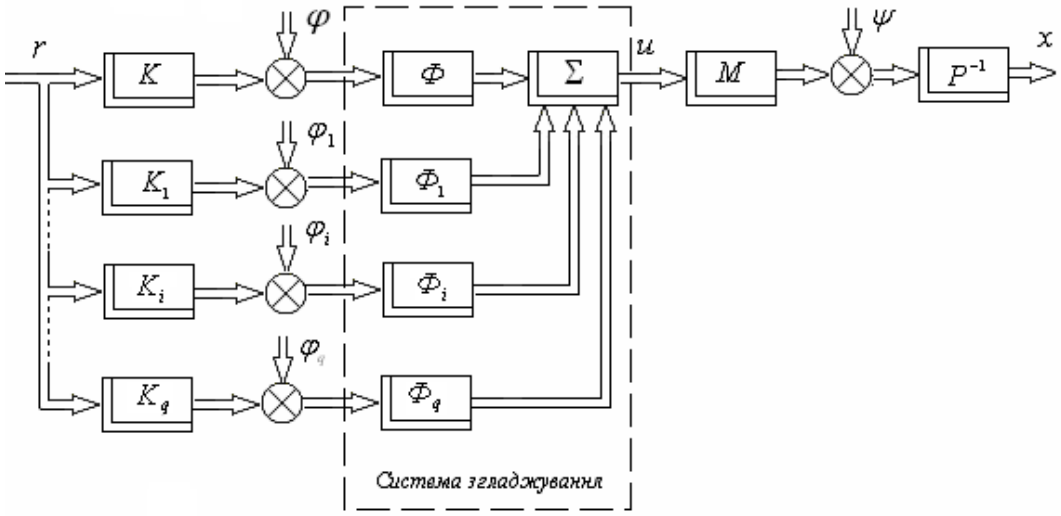

Рис. 2.2 Структурна схема комплексної системи згладжування

Нехай багатоканальна система згладжування підключена до входу багатовимірної системи передачі інформації, динаміка якої описується системою лінійних диференційних рівнянь з постійними коефіцієнтами

$$Px = Mu + \psi,$$

а нумерація каналів впорядкована за правилом

$$n \geq v_1 \geq v_2 \geq \ldots \geq v_i \geq q \geq 1, \quad v = \sum_{i=1}^{q} v_i \ . \tag{2.10}$$

У такому разі, доцільно ввести наступні позначення: υ_i - вектор сигналів на виході і-ого каналу

$$\upsilon_i = L_i r_i + \varphi_i, \tag{2.11}$$

де L_i – блочна матриця вигляду $L_i=[K_i\ O_{vi\times(n-vi)}]$; K_0 - матриця передаточних функцій каналів

$$K_0 = \begin{bmatrix} K' & L' \end{bmatrix}', \ L = \begin{bmatrix} L_1' & L_2' & \ldots & L_q' \end{bmatrix}'; \tag{2.12}$$

$\varphi_0=[\varphi' \varphi_1' \cdots \varphi_q']$ - вектор випадкових сигналів; Φ_0 - матриця передаточних функцій системи згладжування

$$\Phi_0 = \begin{bmatrix} \Phi & \Phi_1 & \ldots & \Phi_q \end{bmatrix}_{m\times(n+v)}; \tag{2.13}$$

R_0 - матриця бажаних перетворень регулярної складової

$$R_0 = \begin{bmatrix} RK^{-1} & O_{n\times v1} & \ldots & O_{n\times vq} \end{bmatrix}, \tag{2.14}$$

в якій матрична передаточна функція R визначає зв'язок між вектором детермінованих сигналів r і вектором сигналів на виході ідеальної системи j. Отже, зображення за Лапласом сигналів управління u, вихідних x та бажаних j при нульових початкових умовах у системі (рис. 2.2) визначаються рівняннями

$$u = \Phi_0(\rho_0 + \varphi_0), \tag{2.15}$$

$$x = P^{-1}M\Phi_0(\rho_0 + \varphi_0) + P^{-1}\psi, \tag{2.16}$$

$$j = R_0 \rho_0 , \tag{2.17}$$

$$\rho_0 = K_0 r , \tag{2.18}$$

а похибка згладжування, що являє собою відхилення реального сигналу (2.16) від бажаного (2.17), має дві складові регулярну ε та випадкову υ такі, що

$$\varepsilon = (P^{-1} M \Phi_0 - R_0)\rho_0 , \tag{2.19}$$

$$\upsilon = P^{-1} M \Phi_0 \varphi_0 + P^{-1}\psi . \tag{2.20}$$

У такому разі, інтегральним показником якості роботи системи I_0 може виступати сума певним чином зважених інтегральної квадратичної похибки оцінювання регулярної складової сигналу (2.19) та дисперсії випадкової складової (2.20)

$$I_0 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} tr\left\{ A\varepsilon\varepsilon_* + 2\pi\lambda^2 A S'_{vv} \right\} ds , \tag{2.21}$$

де A – додатньовизначена вагова матриця, елементи якої узгоджують вагу окремих координат у загальному критерії якості [83]; λ – невизначений множник Лагранжа; S_{vv} – матриця спектральних щільностей вектора υ, яка на основі теореми Вінера-Хінчина визначається у вигляді:

$$S'_{vv} = P^{-1} M \Phi_0 S'_{\varphi 0 \varphi 0} \Phi_{0*} M_* P_*^{-1} + P^{-1} S'_{\psi\psi} P_*^{-1} , \tag{2.22}$$

якщо статистичний зв’язок між векторами φ_0 і υ відсутній.

З урахуванням прийнятих припущень задача синтезу оптимальної багатовимірної, багатоканальної комплексні системи згладжування вектора регулярних сигналів полягає у тому, щоб за відомими матрицями M, P, K_0 і R_0, які характеризують динаміку заданої частини системи, та матрицями спектральних щільностей збурень $S_{\psi\psi}$ і випадкових сигналів $S_{\varphi 0 \varphi 0}$, знайти матрицю передаточних функцій такої фізично реалізованої системи згладжування, щоб функціонал якості (2.21) досягав мінімуму на класі аналітичних у правійпівлощині комплексної змінної варіацій $\delta\Phi_0$.

Для рішення поставленої задачі скористаємось фундаментальним методом мінімізації функціоналів класу (2.21), що розповсюджує ідеї Вінера-Колмогорова на багатовимірні системи, який викладений у [4].

Вихідними даними для застосування вказаного вище методу є функціонал (2.22), переписаний з урахуванням виразів (2.19), (2.22) у вигляді:

$$I_0 = \frac{1}{2\cdot\pi\cdot j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\{AR_0\rho_0\rho_{0*}R_{0*} - AR_0\rho_0\rho_{0*}\Phi_{0*}M_*P_*^{-1} - \\ - AP^{-1}M\Phi_0\rho_0\rho_{0*}R_{0*} + AP^{-1}M\Phi_0\rho_0\rho_{0*}\Phi_{0*}M_*P_*^{-1} + \\ + 2\pi\lambda^2 AP^{-1}M\Phi_0 S'_{\varphi_0\varphi_0}\Phi_{0*}M_*P_*^{-1} + 2\pi\lambda^2 AP^{-1}S'_{\psi\psi}P_*^{-1}\}\ ds. \qquad (2.23)$$

З метою визначення матриці передаточних функцій оптимальної системи згладжування, що є фізично реалізованою, необхідно знайти першу варіацію функціоналу (2.23)

$$\delta I_0 = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\{\delta\Phi_{0*}[M_*P_*^{-1}AP^{-1}M\Phi_0(\rho_0\rho_{0*} + 2\pi\lambda^2 S'_{\varphi 0\varphi 0}) - \\ - M_*P_*^{-1}AR_0\rho_0\rho_{0*}] + [(\rho_0\rho_{0*} + 2\pi\lambda^2 S'_{\varphi 0\varphi 0})\Phi_{0*}M_*P_*^{-1}AP^{-1}M - \\ - \rho_0\rho_{0*}R_{0*}AP^{-1}M]\delta\Phi_0\}\ ds. \qquad (2.24)$$

У результаті вінеровської факторизації [214] додатно визначену матрицю $M_*P_*^{-1}AP^{-1}M$ легко представити у вигляді добутку двох ермітовоспряжених дробово-раціональних матриць, таких, що, по-перше, виконується рівняння

$$M_*P_*^{-1}AP^{-1}M = \Gamma_*\Gamma, \qquad (2.25)$$

а, по-друге, функції-визначники Γ і Γ^{-1} є аналітичними у правій півлощині комплексної

змінної.

Якщо здійснити також факторизацію суми

$$\rho_0\rho_{0*} + 2\pi\lambda^2 S'_{\varphi 0\varphi 0}$$

та визначити дробово-раціональну стійку разом з оберненою матрицю D таку, що

$$\rho_0\rho_{0*} + 2\pi\lambda^2 S'_{\varphi 0\varphi 0} = DD_* , \qquad (2.26)$$

то перша варіація функціоналу (2.24) представляється як

$$\delta I_0 = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} tr\{\delta\Phi_{0*}\Gamma_*\left[\Gamma\Phi_0 D - \left(N_0 + N_+ + N_-\right)\right]D_* +$$

$$+ D\left[D_*\Phi_{0*}\Gamma_* - \left(N_0 + N_+ + N_-\right)_*\right]\Gamma\delta\Phi_0\}\ ds , \qquad (2.27)$$

де N_0, N_+, N_- - матриці, визначені в результаті сепарації наступного добутку

$$N_0 + N_+ + N_- = \Gamma_*^{-1}M_*P_*^{-1}AR_0\rho_0\rho_{0*}D_*^{-1} , \qquad (2.28)$$

причому N_0 – поліноміальна матриця-результат ділення чисельників з (2.28) на відповідні знаменники, N_+ - дробово-раціональна матриця з аналітичними у ППП комплексної змінної полюсами, N_- - дробово-раціональна матриця, полюси якої знаходяться у ППП.

Отже, умовою, що забезпечує визначення матриці передаточних функцій фізично реалізованої системи згладжування, що має аналітичні у ППП варіації $\delta\Phi_0$, та забезпечує мінімум функціонала якості, як доведено у [4, 22], є

$$\Gamma\Phi_0 D = N_0 + N_+ . \qquad (2.29)$$

Шукана матриця передаточних функцій багатовимірної, багатоканальної системи згладжування визначається з (2.29) як

$$\Phi_0 = \Gamma^{-1}(N_0 + N_+)D^{-1} . \qquad (2.30)$$

Для аналізу якості процесу згладжування, котра може бути досягнута при реалізації Φ_0, необхідно розрахувати значення функціонала якості (2.23) на базі λ та Φ_0.

Таким чином, обґрунтовано алгоритм синтезу структури комплексної оптимальної системи згладжування, що дозволяє підвищити якість виділення вектору детермінованих функцій на фоні стаціонарних центрованих

багатовимірних завад, але потребує наявності декількох каналів вимірювання та реєстрації однієї фізичної величини.

У розділі 2 поставлені завдання та визначено алгоритми синтезу оптимальних замкнутих систем з лінійним багатовимірним об'єктом при стохастичних впливах.

Оскільки об'єкт лінійний, то завдання синтезу оптимізованної і оптимальної структур регулятора в системі при стаціонарних випадкових впливах вирішуються окремо. При використанні нелінійного об'єкта такий поділ завдань, мабуть, видається не можливим. Крім того, в таких випадках потрібне знання моделей динаміки об'єкта, які відповідають конкретним режимам роботи системи.

Таким чином, поставлена задача вирішена.

РОЗДІЛ 3 АНАЛІТИЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ СРУКТУРИ СИСТЕМИ СТАБІЛІЗАЦІЇ ТРАНСПОРТНОГО ЛІТАКА

У дійсній главі розглянуті зміст, етапи, методика і результати передескізного проектування оптимальних структур систем стабілізації літака АН-72 на заданих траєкторіях у стохастичних режимах польоту, що обурюються. Структура системи стабілізації літака АН-72 обрані для подовжнього і бічного руху (горизонтальний політ) з урахуванням турбулентного вітру і випадкових перешкод системи вимірів просторового положення ЛА.

Як результати передескізного проектування оцінена якість стабілізації, що досягається гранично, систем, виконана її порівняння з необхідною, визначені оптимальні структури і параметри проектованих систем, розроблені їхні структурні схеми, показана можливість реалізації синтезованих оптимальних структур регуляторів систем стабілізації на сучасній аналоговій і цифровій базі, а також досліджена мінливість параметрів оптимальної системи стабілізації в залежності від різних експлуатаційних ситуацій польоту.

3.1 Методика проектування оптимальної системи стабілізації

Як вже обговорено раніше (див. п.1.2), на етапах передескізного проектування оптимальних систем на основі науково обґрунтованих алгоритмів, описаних у главі 2, з використанням розробленого програмного забезпечення можна досягти граничних меж якості розроблюваних систем. Саме на цих етапах, що проводяться до початку основного проектування, створення і доведення систем, є можливість оцінити граничну якість стабілізації, порівняти його з бажаним і тільки при позитивних результатах порівняння приступати до їхнього виготовлення. У процесі передескізного проектування враховуються динамічні характеристики об'єкта керування й інших заданих ланок системи, динамічні характеристики системи вимірів і спектральні властивості їхніх перешкод, характеристики програмних рухів і експлуатаційних впливів, що діють у польоті. Описані в пункті 1.2 основні види робіт і етапи передескізного проектування визначають послідовність наступних дій при синтезі оптимальної системи стабілізації транспортного літака:

- спочатку на фізичному рівні формується задача;
- складається структурна схема проектованої системи стабілізації і виділяється задана незмінна частина системи;
- математично строго ставиться задача синтезу й аналізу оптимальної структури регулятора системи стабілізації;
- за результатами етапів попередньо проведеної ідентифікації динаміки об'єкта керування й експлуатаційних збурювань, що діють у польоті, а також динамічної атестації вимірників, використовуваних у системі, складаються моделі динамічних характеристик ланок заданої частини системи і спектральних моделей збурювань і перешкод (при відсутності експериментальних дані моделі складаються по літературних джерелах);
- чи розробляються використовуються відомі (при їхній наявності) алгоритми синтезу й аналізу оптимальних систем стабілізації і розробляються

обчислювальні алгоритми рішення поставленої задачі на ПЕОМ **;**

- створюється програмне забезпечення рішення задачі на ПЕОМ;
- на основі прийнятих алгоритмів синтезу й аналізу і наявних у наявності пакетів прикладних програм виконується синтез оптимальної структури регулятора в системі;
- виробляється аналіз якості стабілізації оптимальної системи і досліджується його зміна і мінливість параметрів регулятора в різних експлуатаційних ситуаціях;
- аналізуються поверхні найкращої якості системи й оптимальних параметрів регулятора, побудованих як функції варійованих параметрів, і встановлюється базовий варіант оптимальних регулятора і системи стабілізації;
- шляхом порівняння значень показників якості стабілізації проектованої системи з необхідними роблять висновок про доцільність проведення етапів основного проектування і виготовлення системи;
- при позитивному висновку про таку доцільність роблять розробку принципових електричних схем і їхню реалізацію на сучасній цифровій чи аналоговій базі;
- при необхідності розробляють алгоритми керування й у структуру системи вводять контури перебудови оптимальних параметрів регулятора в залежності від змінюваних експлуатаційних факторів для побудови адаптивних самонастроювальних систем.

Якщо передескізне проектування каналів системи стабілізації виконується по алгоритмах синтезу, складеним у варіанті, коли впливу і перешкоди в системі випадкові, то виробляється її аналіз при детермінованих сигналах і будують перехідні процеси в системі при впливі стандартних детермінованих сигналів, наприклад, одиничного чи стрибка (функції). Звичайна якість перехідних процесів в оптимальній системі, розрахованої для роботи в умовах впливу тільки випадкових сигналів, виявляється задовільним. При необхідності в систему вводиться тільки додаткове коригувальне ланка, що забезпечує астатизм

потрібного порядку замкнутої системи для усунення статичної помилки в сталому режимі. Синтезована в такий спосіб система буде придатна для роботи, як при випадкових, так і при детермінованих впливах.

3.2. Передескізне проектування оптимальної структури системи стабілізації подовжнього руху літака типу АН-72 в режимі АЗП

За запропонованою методикою виконаємо передескізне проектування багатомірної оптимальної структури системи стабілізації літака типу АН-72, основні частини якої одночасно містять обчислювачі автоматичного і траекторного керування в режимі АЗП

3.2.1 Постановка задачі і використовуваний варіант алгоритму оптимального синтезу

Конкретизуємо задачу синтезу оптимальної системи стабілізації транспортного літака на глісаді (подовжній рух) і приведемо її до виду, зручного для синтезу. У главі 2 показано, як ця задача (задача спостереження) може бути зведена до задачі синтезу оптимальної багатомірної системи стабілізації.

Вважаємо, що подовжній рух літака описується системою лінійних диференціальних рівнянь виду

$$P_1 x_1 = M_1 u + \phi_1, \qquad (3.1)$$

де $x^{/} = [\varepsilon_2, V, \vartheta]^{/}$ - тривимірний вектор вихідних реакцій літака,

ε_2 – відхилення від глісади,

V – відхилення від заданої повітряної швидкості,

ϑ - відхилення від кута тангажа,

$u' = [\delta_p, \delta_y]'$ - вектор керуючих впливів,

P_1 і M_1 – поліноміальні матриці аргументу $s = j\omega$ розмірностей 3×3 і 3×2 відповідно,

$\phi' = [\phi_\varepsilon, \phi_v, \phi_\vartheta]'$ - вектор збурювань, що представляє собою тривимірний центрований випадковий процес з відомою матрицею спектральних і взаємних спектральних щільностей $S_{\phi\phi}$. Визначник P_1 –Гурвіца, а виміру вихідного стану ЛА здійснюється системою виміру з діагональною матрицею передатних функцій К и супроводжуються вектором перешкод $\varphi' = [\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3]'$.

Вектор сигналів на виході системи вимірів дорівнює

$$y = Kx,$$

де К – матриця передатних функцій системи виміру вектора вихідних реакцій літака.

З огляду на матрицю передатних функцій вимірників, уведемо матриці

$$P = P_1 K^{-1} \text{ і } \quad M_1 = M$$

тоді зворотна матриця відповідно буде дорівнювати

$$P^{-1} = K P_1^{-1}.$$

Рівняння (3.1) перепишемо у виді

$$P_y = Mu + \phi. \qquad (3.2)$$

Вектори перешкод φ вважаємо центрованими випадковими процесами з відомою матрицею спектральних і взаємних спектральних щільностей $S_{\phi\phi}(s)$.

Для приведення двоконтурної системи до еквівалентної одноконтурної системи стабілізації введемо позначення, аналогічні (2.3). З урахуванням цих позначень рівняння (3.1), що характеризує динаміку узагальненого об'єкта, напишемо як

$$P_0 x_0 = M_0 u_0 + \phi_0, \qquad (3.3)$$

В останнім рівнянні складові частини збігаються з формулами (2.4) і (2.5). Ввівши узагальнену координату ξ_0, аналогічну рівнянню (2.7), матриці передатних функцій контуру стабілізації для даної задачі запишемо у виді співвідношень (2.8). Як і в розділі 2, варйованою будемо вважати функцію $F_{u_0}^{\phi_0}$, тоді функціонал якості системи стабілізації літака на глісаді при впливі на нього випадкових збурювань і перешкод вимірів збігається з вираженням (2.13), а умова мінімуму функціонала з формулою (2.18). У такий спосіб поставлену задачу будемо вирішувати за допомогою алгоритмів описаних у главі 2. Матрицю передатних функцій замкнутої системи $F_{x_0}^{\phi_0}$ і шукану матрицю оптимальних передатних функцій системи стабілізації W_0 знайдемо з рівнянь (2.9) і (2.10). При необхідності, підставивши матриці (2.9) і (2.10) у функціонала (2.13) і виконавши процедуру інтегрування, знайдемо мінімальне значення функціонала якості стабілізації літака на глісаді.

Таким чином, для синтезу матриці оптимальних передатних функцій системи стабілізації по запропонованому алгоритмі на основі інформації про задану частину контуру стабілізації подовжнього руху літака на траєкторії польоту і спектральних характеристик впливів і перешкод необхідно виконати наступні дії:

- на основі вихідної інформації про динамік руху об'єкта стабілізації скласти матриці P_0 , M_0 і матриці спектральних і взаємних спектральних щільностей $S_{\varphi_0\varphi_0}$, $S_{\phi_0\phi_0}$ і $S_{\xi_0\xi_0}$;
- обчислити матрицю Γ_0 (2.15) і виконати операцію її факторизації;
- зробити факторизацію матриці збурювань D_0 (2.16);
- виконати операцію матриці (2.17), тим самим визначити (N_0+N_+);
- підставивши матриці (2.15), (2.16) і (2.17) у (2.18), визначити оптимальну структуру $F_{u_0}^{\phi_0}$;
- визначити оптимальну структуру $F_{x_0}^{\phi_0}$, підставивши (2.180 у рівняння зв'язку (2.9);
- підставивши $F_{u_0}^{\phi_0}$ й $F_{x_0}^{\phi_0}$ у рівняння (2.10), визначити шукану матрицю оптимальних передатних функцій системи стабілізації W_0;

- обчисливши функціонала (2.13), визначити мінімальне значення функціонала якості стабілізації;
- на підставі синтезованої матриці оптимальних передатних функцій системи стабілізації W_0 скласти структурну схему оптимальної системи стабілізації і реалізувати її на бажаній елементній аналоговій чи цифровій базі.

3.2.2 Вихідні данні для вирішення задачі

Для рішення задач синтезу й аналізу необхідно знати динамічні характеристики літака, як об'єкта чи керування стабілізації, системи вимірів стану ЛА, збурювань і перешкод вимірів, що діють у контурі керування (стабілізації).

Моделі динамічних характеристик складаються за даними натурних і напівнатурних експериментів, з попереднього досвіду, а також по літературних джерелах. Прийняті моделі в наслідку уточнення і коректуються з метою їхнього наближення до дійсності. Доцільно використовувати по можливості більш прості моделі**,** але необхідні динамічні властивості, що відобажають динаміку ланок і сигналів. Як показує практика, при цьому ефективність результатів аналітичного конструювання істотно не знижується, а розрахунки спрощуються.

Модель динаміки літака. Розглянемо подовжній обурений рух літака АН-72, вектор швидкості центра мас якого збігається з вертикальною площиною. На підставі вихідної інформації, такий рух літака описується системою звичайних диференціальних рівнянь виду

$$\begin{aligned}
\Delta V &= \frac{x}{m}^{V_в}\Delta V_в + \frac{x}{m}^{\alpha}\alpha + \frac{x}{m}^{\vartheta}\vartheta + \frac{x}{m}^{\delta_р}\delta_р;\\
\theta z &= \frac{y}{mV_0}^{V_в}V_в + \frac{y}{mV_0}^{\alpha}\alpha + \frac{y}{mV_0}^{\delta_в}\delta_в + \frac{W_y}{V_0};\\
\ddot{\vartheta} &= \frac{M_z^{\alpha}}{J_z}\alpha + \frac{M_z^{\omega_z}}{J_z}\dot{\vartheta} + \frac{M_z^{\dot{\alpha}}}{J_z}\dot{\alpha} + \frac{M_z^{\delta_в}}{J_z}\delta_в + \frac{M_z^{\delta_р}}{J_z}\delta_р + \frac{M_z^{w}}{J_z}.
\end{aligned} \qquad (3.4)$$

У системі (3.4) позначення збігаються з загальноприйнятими. Підставивши в неї задані і зведені в табл. 3.1 числові параметри, а також з огляду на обидва механізми впливу турбулентного вітру на літак (через прискорення центра мас і за допомогою

утворення збільшення кута атаки) і кінематичне рівняння зв'язку кутів тангажа й атаки з кутом нахилу траєкторії, перепишемо систему (3.4) як

$$5.443\varepsilon_2 + (s+0.0523)V + 4.355\vartheta = 5.157\delta_p - 3.776\nu_x + 5.443\nu_y;$$

$$(s+0.586)\varepsilon_2 - 0.0037V - 0.586\vartheta = 0.0326\delta_в + 0.267\nu_x + (s+0.586)\nu_y; \quad (3.5)$$

$$-(0.858+0.13s)\varepsilon_2 + (s^2+0.573s+0.858)\vartheta = -0.035\delta_p + 0.556\delta_в - (0.13s+0.858)\nu_y - a_z;$$

Тут ε_2 -відхилення від глісади, V – відхилення щирої повітряної швидкості літака, ϑ - відхилення кута тангажа ; керуючі сигнали δ_p (відхилення рукоятки керування двигуном) і δ_y (відхилення руля висоти); сигнали збурювань, що діють на об'єкт керування ν_x і ν_y – горизонтальна і вертикальна відносні складові швидкості вітру, $a_z = \frac{M_z}{J_z}$- кутове прискорення, викликане турбулентним вітром. Систему рівнянь (3.5) можна переписати в матричному виді, аналогічно(3.3).

Для цього введемо позначення

$$P_1 = \begin{bmatrix} 5.44 & s+0.0523 & 4.355 \\ s+0.586 & -0.0037 & -0.586 \\ -0.13s+0.858 & 0 & s^2+0.573s+0.858 \end{bmatrix}; \qquad x = \begin{bmatrix} \varepsilon_2 \\ V \\ \vartheta \end{bmatrix};$$

$$M = \begin{bmatrix} 5.157 & 0 \\ 0 & 0.0326 \\ -0.035 & 0.556 \end{bmatrix}; \quad \nu = \begin{bmatrix} \nu_x \\ \nu_y \\ a_z \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} \delta_p \\ \delta_в \end{bmatrix}; \quad \phi = A\nu, \qquad (3.6)$$

де матриця А, що формує збурювання, дорівнює

$$A = \begin{bmatrix} 3.716 & 5.443 & 0 \\ 0.267 & s+0.586 & 0 \\ 0 & -0.13s-0.858 & 1 \end{bmatrix} \qquad (3.7)$$

З огляду на, що ширина частотного діапазону робочих сигналів у системі стабілізації літака мала (до десятих часток Гц) і частотні смуги пропущення сервоприводів нескладно забезпечити на порядок більш широким, а коефіцієнти

передачі сервоприводів можуть бути легко встановлені після етапу синтезу регулятора в системі, динаміку сервоприводів не враховуємо, щоб не ускладнювати модель узагальненого об'єкта стабілізації.

Матриці в позначеннях (3.6) і (3.7) у наслідку використовуються як вихідна інформація в задачі синтезу.

Динамічні характеристики збурювань. Як відомо, основним випадковим впливом, що діє на транспортний літак у польоті виявляється турбулентний вітер, а детермінованим – скачок вітру.

Оскільки реакція системи керування на постійне по величині збурювання визначається добре відомими способами, а при наявності астатизму це збурювання цілком парирується, зосередимо увагу на випадковій (флуктуаційній) складовій швидкості вітру. Як відомо, при дотриманні гіпотез про однорідність і ізотропність поля швидкостей, а також про «замороженість» (що при великих швидкостях польоту сучасних ПС цілком виправдане), можна представити коливання швидкості вітру у виді стаціонарного випадкового процесу. Тоді як модель подовжнього турбулентного вітру приймемо спектральну щільність швидкості вітру виду

$$S_{v_x v_x} = \frac{2\sigma_w^{\,2} Lr}{\pi V_0} \cdot \frac{1}{\left| \frac{Lr}{V_0} S + 1 \right|^2}, \qquad (3.8)$$

а в якості вертикального – наближену модель

$$S_{v_y v_y} = \frac{\sigma_w^{\,2} Lr}{2\pi V_0} \cdot \frac{1}{\left| \frac{Lr}{V_0} S + 1 \right|^2}, \qquad (3.9)$$

де L_r – масштаб турбулентності в подовжньому напрямку, V_0 – номінальна швидкість ЛА, σ_w – середньоквадратичне значення швидкості вітру. Величина σ_w залежить від висоти польоту і стану атмосфери. Для режиму посадки при ясній

погоді звичайно σ_w дорівнює 1...3 м/с, при кучевих хмарах 8...12 м/с, а при сильному вітрі 18...25 м/с.

Віднесені до швидкості V_0 складові швидкості вітру ν_x і ν_y входять у рівняння рівноваги сил, а момент $M_z^в$, утворений силою, що виникне відносно осі z, входить у рівняння рівноваги моментів. Момент $M_z^в$ можна вважати пропорційним прискоренню вертикальної складової швидкості вітру. У цьому випадку взаємну кореляцію прискорення a_z і складових швидкості ν_x і ν_y вважаємо рівної нулю. Тоді з урахуванням взаємної кореляції між двома компонентами вектора швидкості вітру і прийнятих значень параметрів турбулентного вітру, рівних σ_w =1 м/с, $L_т$=200 м, V_0=72,2 м/с запишемо вираження матриці спектральних щільностей збурювань, що діють у вертикальній площині

$$S_{\nu\nu} = \frac{\sigma_w^2}{\pi V_0^2}\begin{bmatrix} \dfrac{6}{|3s+1|^2} & \dfrac{2}{(3s+1)(-1.5s+1)} & 0 \\ \dfrac{2}{(-3s+1)(1.5s+1)} & \dfrac{1.5}{|1.5s+1|^2} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{-0.09\mu^2(s^2+10^{-4})}{|3s+1|^2} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

де μ = 1...10 – деякий масштабний коефіцієнт (для розрахунків прийнятий μ=10).

Транспоновану матрицю спектральних щільностей збурювання, що діє в польоті на об'єкт, з обліком (3.7) представимо у виді

$$S'_{\phi\phi} = AS_{\nu\nu}A_*, \quad (3.11)$$

де знак «*» означає транспонування матриці з одночасною заміною аргументу s на –s (знак Ермітового сполучення).

Динамічні характеристики вимірників і перешкод вимірів. Під моделлю вимірників будемо розуміти сукупність динамічного оператора, що відбиває перетворення вимірюваної величини в електричний сигнал, і діючого на його виході адитивного шуму з відомою спектральною щільністю (кореляційною функцією). Іншими

словами, завдання моделі вимірника означає визначення виду передатної функції динамічного оператора і спектральної щільності шуму вимірів.

Вимір параметрів подовжнього руху літака здійснюється трьома вимірниками: глісадним радіоприймачем (ГРП) системи інструментальної посадки, малогабаритною гіровертикаллю МГВ і вимірником повітряної швидкості системи повітряних сигналів. Зневажаючи динамікою цих вимірників і з огляду на лише номінальні значення їхніх коефіцієнтів передачі, запишемо матрицю передатних функцій вимірювальної системи у виді

$$K = \begin{bmatrix} K_{гпр} & 0 & 0 \\ 0 & K_v & 0 \\ 0 & 0 & K_{\vartheta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5.8 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0864 & 0 \\ 0 & 0 & 30 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B/рад \\ B \cdot с/м \\ B/рад \end{bmatrix}, \qquad (3.12)$$

де $К_{гпр}$, $К_v$, $ДО_{\vartheta}$ - коефіцієнти передачі вимірювальної системи.

Представлення передатних функцій вимірників у виді безінерційних ланок припустимо, тому що в частотному діапазоні робочих навігаційних сигналів динамікою гіроскопічних і радіотехнічних вимірників можна зневажити. У цьому випадку коефіцієнт передачі вимірників буде визначатися крутістю характеристики вихідного перетворювача переміщення в напругу (сельсин, потенціометр і т.п.).

Шуми гіроскопічних вимірників (типу гіровертикалі) являють собою відходи гіроскопа. Для гіровертикалі із силовою гіроскопічною стабілізацією відхід є стаціонарним випадковим процесом. Перешкоди бортових радіоприймальних пристроїв представляють як нормовані “білі” шуми з обмеженою смугою пропущення, близько 100 Гц.

Будемо думати, що перешкоди вимірників некорельовані між собою, а матриця спектральних щільностей перешкод вимірів прийме діагональний вид

$$S_{\varphi\varphi} = \begin{bmatrix} \dfrac{1.6\cdot 10^{-3}\sigma_{\varepsilon_2}{}^2}{\pi} & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{0.16\sigma_v^2}{\pi\left|0.16s+1\right|^2} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{36\sigma_\vartheta^2}{\pi\left|36s+1\right|^2} \end{bmatrix}; \qquad (3.13)$$

де σ_{ε_2},σ_v і σ_ϑ - середньоквадратичні значення перешкод вимірників відхилення від глісади, повітряної швидкості і тангажа.

Вибір варіюємих параметрів і вагових коефіцієнтів. Функціонал якості стабілізації (2.13) містить призначувані конструктором вагові позитивно визначені матриці R і C. Коефіцієнти матриць R і З рекомендується приймати такими, щоб у показник якості стабілізованих параметрів польоту (у даній задачі це відхилення від глісади, заданої повітряної швидкості і тангажа) входили з однаковими вагами. Для даної задачі з урахуванням номінальних значень параметрів польоту матриця R має вид

$$R = \begin{bmatrix} 1.7241\cdot 10^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 7.5746\cdot 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 4.9989\cdot 10^{-2} \end{bmatrix};$$

Вагова матриця З прийнята як

$$C = \lambda\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

де ваговий множник λ, якій слугує для перерозподілу ваг дисперсії вихідних сигналів і сигналів керування в обраному показнику якості (2.13), дорівнює значенням 10^{-1},10^{-2} і 10^{-4}.

У такий спосіб модель динаміки подовжнього руху досліджуваного літака в режимі АЗП задана у виді поліноміальних матриць P_I і M (3.6). Спектральні властивості збурювань, що впливають на літак у польоті, задані у виді матриці спектральних щільностей (3.10), матриця передатних функцій вимірювальної системи у виді (3.12). Кількісно вихідна інформація, що вводиться в ПЕОМ, визначена і приведена у вигляді роздруківки в Додатку.

3.2.3 Короткий опис процедури вибору оптимальних частин системи стабілізації

Як вже обговорено, вибору підлягають одночасно всі частини регулятора, розташовані в САУ. Вихідна інформація для розв'язуваної задачі задана в п.3.2.2. Розрахунок структури системи стабілізації виконаний на ЕОМ для трьох значень множника λ. Розрахунок кожного варіанта закінчується виводом на друк матриць оптимальних передатних функцій $F_{u_0}^{\phi_0}$(2.18), $F_{x_0}^{\phi_0}$(2.9) і W_0 (2.10), а також мінімального значення показника якості e_{min} (2.13). Зменшення множника λ еквівалентно ослабленню обмеження на середню потужність, затрачувану на керування. Перший доданок інтеграла якості (2.11), що характеризує точність стабілізації, зі зменшенням λ зменшується, а друге, тобто середня потужність, затрачувана на керування, збільшується. Виходячи з енергетичних можливостей існуючої системи керування літаком, виявилося можливим закінчити обчислення при значенні $\lambda=10^{-4}$. Отримана при цьому оптимальна структура регулятора і підлягає реалізації. Коефіцієнти поліномів елементів матриць Γ_0^{-1}, (2.15) і D_0^{-1} (2/16), отриманих після факторизації $\Gamma_0{}^*\Gamma_0$ і матриці (N_0+N_+) (2.17) після сепарації, приведені в Додатку І (табл.п.2) як проміжний результат, що використовується далі в програмі обчислення оптимальних структур $F_{u_0}^{\phi_0}$ і $F_{x_0}^{\phi_0}$. Матриці оптимальних передатних функцій шуканого регулятора розраховані для усіх λ. Елементи матриці W_0 представлені або у виді поліномів, або як добутку елементарних співмножників, а коефіцієнти елементів матриці $W_{опт}$ (при $\lambda_{опт}=10^{-4}$) зведені в табл.3.2.

Для перевірки матриця $W_{опт}$ підставлена в рівняння зв'язку (2.8). Результати перевірочних розрахунків підтвердили правильність вибору оптимальних структур $F_{u_0}^{\phi_0}$ і $F_{x_0}^{\phi_0}$. Розрахунки закінчуються обчисленням інтеграла якості (2.13), значення якого зведені в таблицю 3.3. Як оптимальне значення коефіцієнта $\lambda_{опт}$ прийняте таке значення λ, при якому дисперсія сигналу керування кермом висоти U_B не перевищує максимальну припустиму дисперсію сигналу керування реальним кермовим приводом літака, обумовлену характером насичення сигналу. Слід

зазначити, що обмеження на сигнал керування $U_р$ другим виконавчим органом системи (сектором газу) істотно слабкіше, ніж у першому випадку.

Таким чином, результатом синтезу на ЕОМ оптимальної структури системи стабілізації служить матриця передатних функцій $W_{опт}$, яка єднає обмірюваний вектор стану літака У і вектор керуючих сигналів системи стабілізації в такий спосіб

$$u = W_{опт} У, \qquad (3.14)$$

де $u^{/} = [U_р, U_в]$ – вектор керуючих сигналів системи стабілізації, $у^{/} = [\varepsilon_м, V, \vartheta]$ – обмірюваний вектор вихідних реакцій літака.

Матричне вираження (3.14) можна записати у виді

$$\begin{bmatrix} U_р \\ U_в \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{u_р}^{\varepsilon_2} & W_{u_р}^{v} & W_{u_р}^{\vartheta} \\ W_{u_в}^{\varepsilon_2} & W_{u_в}^{v} & W_{u_в}^{\vartheta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_2 \\ V \\ \vartheta \end{bmatrix} \qquad (3.15)$$

Використовуючи вираження (3.15), легко записати закони керування обчислювачів системи стабілізації, що здійснює автоматичну стабілізацію подовжнього руху літака по глісаді, що включає в себе САУ та забезпечуючи усі перехресні зв'язки сигналів у каналах керування літаком

$$U_р = W_{u_р}^{\varepsilon_2} \cdot \varepsilon_2 + W_{u_р}^{v} V + W_{u_р}^{\vartheta} \vartheta \qquad (3.16)$$

$$U_в = W_{u_в}^{\varepsilon_2} \cdot \varepsilon_2 + W_{u_в}^{v} V + W_{u_в}^{\vartheta} \vartheta, \qquad (3.17)$$

де $W_{u_р}^{i}$ і $W_{u_в}^{i}$ - передатні функції обчислювача між вхідними сигналами стану ЛА $\varepsilon_м, V, \vartheta$ і вихідними сигналами синтезованого обчислювача, що надходять на кермові приводи $\delta_р$ і $\delta_у$ відповідно. Як бачимо з (3.15), оптимальні закони керування відрізняються від існуючих і містять усі перехресні зв'язки між вхідними і вихідними сигналами системи стабілізації. З огляду на розраховану оптимальну структуру обчислювача $W_{опт}$ (див.табл.3.2), запишемо оптимальні закони керування системи стабілізації на глісаді у виді

$$U_{\delta_p} = \frac{0,53}{1,56s+1}\dot{\varepsilon}_г + \frac{0.45}{1.56s+1}\varepsilon_г + 0,08V - 2.15\dot{V} - \frac{0.12}{1.56s+1}\dot{\vartheta} - \frac{0.49}{1.56s+1}\vartheta,$$

$$U_{\delta_в} = \frac{7,03}{3,1s+1}\dot{\varepsilon}_г + \frac{0.703}{3,1s+1}\varepsilon_г + 0,47V - 0,02\dot{V} + \frac{2,2s^2+15.1s+0.2}{3.1s+1}\dot{\vartheta} \quad (3.18)$$

.

3.3 Порівняльний аналіз якості оптимальної і неоптимальної систем стабілізації при випадкових і детермінованих впливах

стабілізації при випадкових і детермінованих впливах

Як уже вказувалося, якість стабілізації ЛА при випадкових впливах визначається значенням показника якості системи виду (2.13). Цей показник визначається як деяким чином зважена сума дисперсії помилок стабілізації і сигналів керування. У задачах аналізу систем стабілізації при регулярних сигналах як показник якості звичайно приймають певним чином зважені інтегральні квадратичні значення помилок і сигналів керування. При цьому доцільно, також, порівняння перехідних процесів керуючих сигналів, помилок і вихідних реакцій, досліджуваних замкнутих систем на стандартні вхідні впливи. Порівняємо якість стабілізації літака на глісаді за допомогою синтезованої оптимальної і неоптимальної системи при детермінованих і випадкових впливах.

Аналіз якості стабілізації при випадкових впливах. Порівняємо ефективності обраної оптимальної системи стабілізації з неоптимальною, спочатку, установивши по технічній документації необхідну вихідну інформацію, визначимо матрицю передатних функцій (одного з варіантів) системи стабілізації подовжнього руху літака АН-72 в режимі автоматичного заходу на посадку. Відповідно до прийнятого в цьому випадку закону керування системи автоматичного керування, у режимі автоматичного заходу на посадку матриця передатних функцій неоптимальної системи стабілізації має вид $W_ш$ (3.19).

По рівняннях (2.8) при вихідних даних, прийнятих у розділі 3.2.2 визначимо матриці передатних функцій $F_{u_ш}^{\phi_0}$ і $F_{x_ш}^{\phi_0}$ замкнутої неоптимальної системи стабілізації. Підставивши значення цих матриць у вираження інтеграла (2.13), визначимо

значення показника якості при неоптимальній стабілізації. При цьому, обчислюючи інтеграл як суму інтегралів її діагональних елементів, оцінимо дисперсії вихідних реакцій літака $\varepsilon_м$,V і ϑ, а також керуючих сигналів $U_В$ і $U_р$. Обчислені значення дисперсії і середньоквадратичних відхилень вихідних і керуючих сигналів порівнюваних систем стабілізації зведені в таблицю 3.4. У таблиці 3.5 представлені результати порівняння ефективності оптимальної і неоптимальної систем стабілізації ЛА. Обидві системи порівнювалися при тих самих впливах. Порівняння ефективності двох систем показує істотну перевагу оптимальних систем стабілізації. Як видно з таблиці, середньоквадратичне значення помилки стабілізації на глісаді в оптимальної системи зменшується в середньому на порядок. При цьому середньоквадратичне значення керуючих сигналів зменшується в три рази.

Порівняння перехідних процесів у системах стабілізації при детермінованих впливах. Нерідко якість систем спостереження оцінюють по їхній реакції на одиничний скачок і імпульсний вплив. Такі моделі впливів зручні, наприклад, для опису постійного вітру і його короткочасних поривів.

Для визначення перехідних процесів порівнюваних систем стабілізації розроблені підпрограми, що використовують метод зворотного перетворення Фур'є-зображень досліджуваних сигналів. За допомогою цих підпрограм побудовані перехідні процеси в порівнюваних замкнутих системах на нормований стрибок вертикального вітру й імпульсний вплив. Необхідно відзначити, що оптимальна структура систем стабілізації $W_{опт}$ була обрана тільки для випадкових впливів.

Як відомо, для досягнення найвищої якості стабілізації системи при стохастичних впливах, доцільно або розділяти тракти регулятора для проходження випадкових і детермінованих сигналів, вибираючи незалежно оптимальні структури обчислювачів у кожнім із трактів, або будувати систему як інваріантну до детермінованих і оптимальну до випадкових сигналів. Але в деяких ситуаціях система, оптимальна стосовно тільки випадкових сигналів, може і при детермінованих сигналах працювати як мінімаксна. Ця обставина показана при

порівняльному аналізі досліджуваних систем. Певним чином можна вибирати й одиничний регулятор системи при стохастичних впливах.

Як уже відзначалося, оптимальна структура синтезованої системи стабілізації, розраховувалася для роботи тільки при випадкових впливах. Однак, доцільно побудувати перехідні процеси замкнутих оптимальної і неоптимальної систем на детерміновані впливи. Як детерміновані впливи, при яких визначалися перехідні процеси, обрані сигнали виду

$$\phi = [\phi_1, \phi_2, \phi_3]', \qquad (3.20)$$

де елементи вектора ϕ являють собою вплив виду

$$\phi_i = \frac{a_i}{s}, \quad \text{i} = 1, 2, 3.$$

Перехідні процеси вихідних реакцій літака на вплив виду (3.20) для оптимальної і неоптимальної систем стабілізації приведені на мал. 3.7-3.12. Аналіз малюнків 3.7-3.12 показує істотне поліпшення якості перехідних процесів при оптимальній стабілізації.

3.4 Дослідження зміни оптимальних параметрів обчислювача для різних експлуатаційних ситуацій

Оптимальна структура обчислювача визначалася для всіх значень варійованого параметра λ. Конкретне призначене конструктором значення λ визначає достатню міру обмеження на середню потужність, затрачувану на стабілізацію, у кожнім варіанті регулятора, що розраховується.

Розраховані описаним способом по розроблених алгоритмах оптимальні структури і матриці передатних функцій регулятора дозволяють узагальнити структуру оптимальної матриці $W_{опт}$, що має вид, показаний у табл.3.2.

Параметри структури $W_{опт}$ істотно змінюються зі зміною множника λ (обмеження на витрати потужності для стабілізації літака на глісаді зниження). Для наочності зміна основних параметрів оптимальної структури обчислювача подовжнього руху літака по глісаді при автоматичному заході на посадку у функції (можна відобразити графічно).

З аналізу отриманих залежностей видно, що зі збільшенням λ (обмеження на потужність керуючих сигналів) середньоквадратичне значення помилки стабілізації істотно зростає (див. Табл. 3.3), при цьому коефіцієнт підсилення регулятора зменшується. Так, наприклад, при зміні параметра λ від 10^{-2} до 10^{-4} коефіцієнт підсилення K_{21} змінюється від 0,26 до 2,27. Тому задавши конкретним значенням λ (наприклад, $\lambda=10^{-4}$) по графічних залежностях можна визначати зміни оптимальних параметрів матриці передатних функцій регулятора при різних λ. Найбільше істотно залежать від величини λ параметри каналу регулятора по стабілізації найважливішого параметра при автоматичному заході на посадку – відхилення від глісади $\varepsilon_{м.}$ Використовуючи отримані **залежності настроювальних параметрів** обчислювача від λ, можливо набудовувати оптимальні параметри в залежності від енергетичних витрат існуючих кермових приводів на стабілізацію руху літака по глісаді зниження. Значення залежності параметрів оптимальної структури обчислювача системи стабілізації від варіюємих коефіцієнтів дозволяє визначати необхідні значення оптимальних параметрів у кожної конкретній ситуації. Апаратно реалізувавши структуру $W_{опт}$ таким чином, щоб у польоті можна було легко перенастроювати варіюємі параметри обчислювача при зміні умов польоту, можна будувати адаптивні системи стабілізації. Причому, у кожнім випадку параметри і структура обчислювача системи стабілізації будуть оптимальними, а функціонал якості стабілізації приймати мінімальне значення.

3.5 Варіанти аналогової і цифрової реалізації структури обчислювача оптимальної системи стабілізації

Знаючи оптимальну структуру системи стабілізації літака, можуть бути розроблені принципові електричні схеми обчислювачів, що включають САУ, СТУ й АТ, що і складе остаточно основний результат передескізного проектування оптимальної системи.

Систему стабілізації безупинних у часі рухливих об'єктів набагато ефективніше виконати за допомогою відомих алгоритмів, що базуються на спектральних методах, а отримані аналогові закони керування реалізувати з застосуванням дискретних мікропроцесорних систем. Іншими словами, аналоговий регулятор у системі може бути замінений цифровим, при цьому необхідно, щоб цифрова система мала ті ж властивості, що і безупинна. Для цього додатково потрібно тільки аналого-цифровий і цифро-аналоговий перетворювачі, побудовані на базі цифрового контролера, а всі інші системи залишаються без змін, тобто аналоговими. Інформаційно-вимірювальні системи сучасних літаків видають сигнали, що несуть інформацію про положення в просторі і швидкості апарата ЛА в дискретному виді, що дозволяє їхній безпосередньо використовувати в цифровому автопілоті. Спрощена схема дискретно-безупинної системи стабілізації літака з багаторазовим квантуванням показана на мал.3.2. Тут безупинні сигнали кутового положення літака і його швидкості надходять від цифрових пристроїв, представлених на схемі у виді квантувачей і фіксаторів. Квантувач перетворить аналоговий сигнал в імпульсний у кожен тактовий момент часу, а фіксатор утримує його рівень незмінним до наступного тактового моменту. У багатомірній системі стабілізації в кожному вимірювальному каналі квантувачі можуть мати різні періоди квантування T_i. Якщо швидкість зміни сигналу в одному контурі системи набагато менше, ніж в іншому, то період квантування в «повільному» контурі може бути більше. Такі системи з різними періодами квантування називаються системами з багаторазовим квантуванням. Одним з переваг систем із квантуванням є можливість використання дорогого устаткування в режимі поділу часу. Сучасні бортові цифрові обчислювальні машини мають велику швидкодію, набагато

перевищуючу швидкість зміни навігаційних параметрів руху літака, що дозволяє легко реалізувати синтезовані в аналоговому виді оптимальні закони керування системи стабілізації в цифровій формі. Для багатомірної системи стабілізації (мал.3.3) буде потрібно багатомірний фіксатор нульового порядку

$$W_{\phi}(s) = (1 - e^{sT_i})s^{-1}E_m, \qquad (3.22)$$

де Ем – одинична матрица розміром m×m, T_i – і-й інтервал квантування за часом. Як відомо, такий фіксатор є моделлю цифро-аналогового перетворювача. Функції оператора s описують безупинні сигнали і безупинну частину системи, а функції оператора z, де z = es дискретні сигнали і дискретні пристрої.

Як бачимо зі структурної схеми цифрової стабілізації безупинного об'єкта (мал. 3.3) для побудови цифрового регулятора в ланцюзі зворотного зв'язку необхідно апроксимувати передатну функцію аналогового регулятора $W_{опт}(z)$, що відповідає $W_{опт}(s)$, тобто в квантуванні системи.

Рівняння регулятора в ланцюзі зворотного зв'язку запишемо в дискретному виді

$$u(z) = Z\{W_{\phi}(s)W_{опт}(s)\}y(z), \qquad (3.23)$$

де Z – символ z-перетворення.

Підставляючи передатну функцію багатомірного фіксатора $W_{\phi}(s)$ (3.22) у перетворення (3.23) одержимо z-перетворення регулятора

$$W_{опт}(z) = Z\left\{\frac{1-e^{-Ts}}{s}E_m W_{опт}(s)\right\} = (1-z^{-1})Z\left\{\frac{1}{s}E_m W_{опт}(s)\right\}.$$

У розглянутому випадку z-перетворення чисельника передатної функції фіксатора можна вивести за дужки відповідно до теореми зрушення в тимчасовій області, а z-перетворення матриці

$$W(s) = \frac{1}{s}E_m W_{опт}(s) \qquad (3.25)$$

повинно бути визначене як для одного цілого.

У літературних джерелах показано, що теоретично при нескінченному зростанні частоти квантування імпульсна система прагне до відповідного безупинній системі.

Підставивши в рівняння (3.25) значення передатної функції оптимальної системи стабілізації $W_{опт}$ (табл.3.2) обчислимо z-перетворення матриці (3.25) за допомогою розкладання дробово - раціональних елементів матриці на елементарні дроби, для кожної з який відоме z-перетворення. Потім z-перетворення цих елементарних дробів сумуються.

Для цього вираження під знаком z-перетворення у формулі (3.24) представимо у виді суми елементарних дробів

$$\frac{W_{опт}(s)}{s} = \frac{a_0}{s} + \sum_{k=1}^{n} \frac{a_k}{s + s_k} \ , \qquad (3.26)$$

де a_0,$a_к$ – коефіцієнти розкладання, $s_к$ – негативні полюси при $к = \overline{1, n}.$

Здійснюючи z-перетворення від вираження (3.26), знайдемо

$$Z\left\{\frac{W_{опт}(s)}{s}\right\} = \frac{a_0}{1 - z^{-1}} + \sum_{k=1}^{n} \frac{a_k}{1 - e^{Ts_k} \cdot z^{-1}}. \qquad (3.27)$$

Таким чином, z-перетворення аналогової структури оптимального регулятора системи стабілізації (3.24) дозволяє записати матрицю передатних функцій оптимального цифрового регулятора. З літературних джерел відомі й інші методи апроксимації передатних функцій W(s), наприклад, з використанням апроксимації перших похідних кінцевими прямої (метод Ейлера) чи зворотної різниць. Апроксимацію, аналогічну методу трапецій у чисельному інтегруванні, часто називають апроксимацією Тустена чи білінійним перетворенням. Використання цих методів апроксимації приводить до того, що імпульсна передатна функція W(z) виходить з безупинної функції W(s) простою заміною аргументу s на s`, де

$$s' = \frac{2}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1}, \qquad (3.28)$$

отже, тоді виконується рівність.

Реалізацію цього методу й обчислення по заміні аргументу s на s` легко виконати на ЕОМ. Оптимальна передатна функція елемента $W_1(z)$ дискретного регулятора W(z), отримана шляхом z-перетворення $W''_{опт}(s)$ дорівнює

$$W''_{опт} = 0.4549 + \frac{0.6639 * 10^{-2} z}{z - e^{-\frac{T}{0.3037}}} + \frac{0.2281 z}{z - e^{-\frac{T}{0.1594}}}, \qquad (3.29)$$

де T – період квантування, с.

Отриману в такий спосіб дискретну передатну функцію оптимального регулятора легко реалізувати різними відомими способами, наприклад, за допомогою дискретних фільтрів у виді чи бортових цифрових обчислювальних машин.

Таким чином, задача вирішена.

ВИСНОВКИ

На підставі проведених досліджень можна зробити наступні висновки та рекомендації.

1. Як відомо, основними причинами, які лімітують якість системи стабілізації літального апарату, є стохастичні експлуатаційні збурюючі фактори. Необхідність створення оптимальних систем за точністним критерієм обґрунтовується тим, що на сучасному етапі повинні створюватися конкурентоспроможні бортові навігаційні комплекси.

3. При рішенні задач високоточної стабілізації доцільно використовувати методи оптимального синтезу й аналізу сучасної теорії керування, що дозволяють забезпечувати найкращу точність стабілізації в умовах дії експлуатаційних стохастичних динамічних факторів. Отже, очевидний тісний взаємозв'язок проблем керування ПС і стабілізації й оптимізації характеристик його бортових вимірювальних функціональних комплексів.

2. В дипломній роботі запропоновано розширений метод та алгоритм синтезу структури оптимального закону керування в системі стабілізації основних навігаційних параметрів польоту шляхом введення в функціонал якості додаткової

складової, яка суттєво підвищила міру робастності системи. Так, при зміні експлуатаційних параметрів на кілька порядків відносні дисперсія помилки стабілізації змінюється всього в кілька разів. При зміні експлуатаційних параметрів в діапазоні від 10^{-2} до 10, тобто на три порядки відносна дисперсія помилки змінюється тільки в 6 разів.

Вважаю, що запропонований алгоритм синтезу оптимальної структури регулятора робастної оптимальної динамічної системи може з успіхом використовуватися при аналітичному конструюванні конкурентоздатних систем оптимальної стабілізації ЛА на заданих траєкторіях польоту.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. АЗАРСКОВ В. Н., БЛОХИН Л. Н., ЖИТЕЦКИЙ Л. С. Методология конструирования оптимальных систем стохастической стабилизации. – Монография. – К.: НАУ, 2006. – 437 с.

2. БЛОХІН Л. М., БУРИЧЕНКО М. Ю. Статистична динаміка систем управління: Підручник для ВНЗ. – К.: НАУ, 2003. – 208 с.

3. АЗАРСКОВ В. Н., БУРИЧЕНКО М. Ю., САВІНОВ О.М., СУЩЕНКО О.А. Аналітичне конструювання вимірювальних систем. Спектральні алгоритми: Навчально – методичний посібник. – К.:НАУ, 2002. – 88с.

4. БЛОХИН Л. Н., КАДЫШЕВ И.К., ТРИФОНОВ – БОГДАНОВ П.И. Основы навигации и пилотажно – навигационные комплексы. Учебн. для вузов ГА. – М.: Воздуш. Транспорт, 1993. – 243с.

5. БЛОХИН Л. Н.. Оптимальные системы стабилизации. К.: Техника, 1982. – 144 с.

6. БЛОХИН Л. Н., БИМБАС В.С., КРИВОНОСЕНКО А.П. Основы инерциальной навигации: Учеб. пособие . – К.: КИИГА, 1992. – 104 с.

7. ВАГАНОВ В.Б., КОРЧУН В.И., РЮМШИН Н.А. Персональноя ЭВМ в автоматике. – К.: Вища шк., 1992. – 79 с.

8. НАВАКАТІКЯН О.О., КАЛЬНИШ В.В., СТРЮКОВ С.М. Охорона праці користувачів комп'ютерних відеодисплейних терміналів. - Київ: Охорона праці, 1997. - 400 с.

9. ЕВЛАМОВ Л.Г. Контроль динамических систем. – М.: Наука, 1972. – 424 с.

10. НЕБЫЛОВ А.В. Гарантирование точности управления. – М.: Наука. Физматлит. 1998. – 304с.

11. ОСТРЕМ К.Ю. Введение в стохастическую теорию управления. Пер. с англ. /Под ред. Н.С. Райтмана. – М.: - Мир, 1973. – 320 с.

12. Случайные колебания / Под ред. С. Крендела / Пер. с англ. М.З. Козовского, В.А. Пальмова, К.В. Фролова. – М.: Мир, 1967. – 356с.

13. КВАКЕРНААК Х., СИВАН Р. Линейные оптимальные системы управления. – М.: Мир, 1977. – 650 с.

14. АЗАРСКОВ В. Н., БЛОХИН Л. Н., ЖИТЕЦКИЙ Л. С., КУССУЛЬ Н.Н. Робастные методы оценивания, идентификации и адаптивного управления. – Монография. – К.: НАУ, 2004. – 500 с.

15. ЕВЛАНОВ Л.Г. Контроль динамических систем. – М.: Наука, 1972. – 424 с.

16. БЛОХИН Л.Н. Синтез оптимальных робастных систем в задачах эргономики и стохастической стабилизации // Кибернетика и вычислительная техника. – 1999. – Вып. 122. – С. 28 – 50.

17. БЛОХИН Л.Н., КАЗАК В.Н. Синтез оптимальной робастной системы стабилизации объекта с отказывающими элементами. // Кибернетика и системный анализ. – 2000. – Вып. 3. – С. 151 – 158.

18. БЛОХИН Л.Н., БИЛАК Н.В. Новый функціонал и задача синтеза робастных оптимальних систем стохастической стабилизации // Кибернетика и вычислительная техника. – 2004. – Вып. 144. – С. 83 – 98.

19. ПОТЕМКИН В.Г. Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x – ДИАЛОГ – МИФИ, 1999. – Т. 1 – 336 с; Т. 2 – 304 с.

20. ЛАЗАРЕВ Ю.Ф. Початки програмування у середовищі MATLAB. - К.: Політехніка, 2000. - 396 с.

21. МЕДВЕДЕВ В.С., ПОТЕМКИН В.Г. Control System Toolbox. MATLAB 5 для студентов. - М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. -287с

22. ПОТЕМКИН В.Г, РУДАКОВ П.И. Система MATLAB 5 для студентов. - М.:ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. - 448 с.