

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

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач кафедри АКСУ
_____ О.М. Тачиніна
«_____» _____ 2021 р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)

ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ БАКАЛАВРА

ЗА НАПРЯМОМ 151 «АВТОМАТИЗАЦІЯ ТА КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНІ
ТЕХНОЛОГІЇ»

Тема: «Система управління рухом ризику літака за статичним законом»

Виконавець: _____ студент ФАЕТ- 401Б Бало Жоао Жозе
Таті _____

(студент, група, прізвище, ім'я, по батькові)

Керівник: _____ к.т.н., доцент Троянов П. П.

(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по батькові)

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

КИЇВ 2021
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет аеронавігації, електроніки та телекомунікацій

Кафедра аерокосмічних, система управління

Спеціальність: 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

(шифр, найменування)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри АКСУ
_____ О. М. Тачиніна
«_____» _____ 2021 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

Бало Жоао Жозе Таті

(П.І.Б. випускника)

1. Тема роботи «Система управління рухом рискання літака за статичним законом» затверджена наказом ректора від «_12_»_04_ 2021 р. №584/ст.
2. Термін виконання роботи: з 29 Березень по 15 червня 2021 року.
3. Вихідні дані роботи: Форми кривої перехідної характеристики свідчить про стійкість даної системи
4. Зміст пояснювальної записки: вступ, конструкція і принцип роботи рухів літака рискання, методи інженерні методи автоматичного управління польотом по каналу рискання, рішення методи інтегрованого проектування по даним первинної обробки, висновки, список літератури.
5. Перелік обов'язкового ілюстративного матеріалу: структурна схема замкненої системи, блок схема; графік передавальної функції руху літака по каналу рискання.

6. Календарний план графік

№ з/п	Завдання	Термін виконання	Підпис керівника
1.	Пошук літературних джерел на тематику дипломної роботи. Пошук інформації про будову, принцип роботи та властивості руху ризикання.	04.03.2021 – 20.04.2021	
2.	Збір інформації про системи автоматичного управління кутом ризикання: призначення, конструкція, принцип роботи та похибки.	02.03.2021 – 05.03.2021	
3.	Розуміння та вивчення пошукових даних про руху ризикання і передавальні функції і параметрів для використання. Оформлення першого розділу.	015.04.2021 – 28.04.2021	
4.	Оформлення другого розділу. У теорії автоматичного управління під синтезом системи розуміється процес відшукування її структури і параметрів.	13.05.2021 – 18.05.2021	
5.	Рішення методи інтегрованого проектування руху ризикання літака пошук необхідних результатів. Оформлення третього розділу.	18.05.2021 – 20.05.2021	
6.	Оформлення пояснювальної записки.	15.05.2021 – 17.06.2021	
7.	Подання дипломної роботи на перевірку на кафедру. Усунення помилок.	10.06.2021 – 14.06.2021	

7. Дата видачі завдання: «29» Березень 2021 р.

Керівник дипломної роботи: _____ Троянов П. П.
(підпис керівника) (П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання: _____ Бало Ж. Ж. Т.
(підпис випускника) (П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Система управління рухом ризику літака за статичним законом»: 36 с., 39 рис., 3 графік, 15 літературних джерел, 1 додаток.

Перелік ключових слів (словосполучень): РИСКАННЯ, МЕТОДИ ІНТЕГРОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ, ЛОГАРИФМИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ РОЗІМКНУТОЇ СИСТЕМИ, АВТОМАТИЧНОГО, РУХУ, ЧАСТОТНИМИ.

Об'єкт дослідження: Система управління рухом ризику літака за статичним законом.

Предмет дослідження: Розрахунок системи автоматичного управління кутом ризику

Мета роботи: визначення математичної системи автоматичного управління кутом ризику, за результатами дослідження стійкості руху літака даної з системою управління при розрахункових обурюють і керуючих впливах.

Методи дослідження: виконання ризику при відхиленні в системі управління самолетами, згідно принципам цього методу.

Значущість виконаної роботи: визначена математична модель у результаті розрахунок системи автоматичного управління кутом ризику може бути використана для подальшої оптимізації, аналізу, синтезу та розробки подібних систем управління.

Висновки: за результатами дипломної роботи можна висунути твердження про те, що була поставлена та вирішена задача Розрахунок системи автоматичного управління кутом ризику по даним напівнатурного моделювання.

ЗМІСТ

ВСТУП	6
РОЗДІЛ 1	8
КОНСТРУКЦІЯ І ПРИНЦИП РОБОТИ РУХІВ ЛІТАКА РИСКАННЯ	8
1.1. Динамічні характеристики як об'єкта управління	8
1.1.1. Гіроскоп та його конструкція Д. характеристика літака в Б. Р.	8
1.1.2. Рух рискання.....	11
1.1.3. Логарифмічні характеристики складових ланок і їх суми.....	13
РОЗДІЛ 2	17
ІНЖЕНЕРНІ МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ ЛІТАКА	17
2.1. Повна система рівнянь руху літака	17
2.2 Вимоги до САУ польотом і оцінка якості їх роботи.....	18
2.3 Розрахунок САУ польотом частотними методами.	26
2.3.1 Розрахунок системи автоматичного управління кутом рискання.	30
2.3.2. Розрахунок напіваавтоматичних систем управління.....	33
2.4 Амплітудна частотна характеристика льотчика.....	35
2.4.1 Побудова перехідного процесу..	35
2.4.2. Логарифмічні частотні характеристики.....	38
2.4.3. Інтегруюча ланка.....	40
2.4.4. Диференціююча ланка.....	40
2.4.5. Аперіодичної ланки.....	42
2.4.6. Коливальна ланка	43
2.4.7. Зв'язок між частотними характеристика замкнутої і розімкнутої системи	48
РОЗДІЛ 3	53
РІШЕННЯ МЕТОДИ ІНТЕГРОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ РУХУ РИСКАННЯ ЛІТАКА	53
ВИСНОВКИ	59
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	60

ВСТУП

Розвиток технологій у сучасному світі продовжує зростати швидше, ніж будь-коли. В результаті цього зростання в авіаційній промисловості були створені літаки з безліччю конструкцій і завдань (з найпростіших балонів, дирижаблів, реактивних літаків, автоматичних міжпланетних кораблів тощо).

Основне призначення будь-якого літака - літати по необхідній траєкторії. Необхідність управління кутовим рухом викликана тим, що літак повинен займати цілком певне положення щодо векторам швидкості центру мас.

Коли літак рухається в атмосфері, на нього впливають сила тяги, аеродинамічні сили, які залежать від режиму польоту та стану атмосфери, сили тяжіння. Під дією цих сил рух літака постійно порушується, а параметри польоту відхиляються від розрахункових.

Для усунення результуючих відхилень від зазначеного режиму польоту враховується така вимога, як зміна режиму роботи двигуна та відхилення відповідних поверхонь управління повітряним судном.

Рулі відхиляє пілот, використовуючи систему ручного управління на пілотованих літаках. Втручання пілота є необхідним, щоб постійно контролювати як видимі орієнтири, зчитуючи численні прилади, так і впливати на елементи управління, щоб допомогти усунути постійно виникаючі відхилення літака, тобто тримати його в заданому режимі польоту, щоб збільшити час для вирішення проблем, що виникають у польоті. Тому майже одночасно з появою першого літака виникло бажання автоматизувати управління польотом.

Рулі відхиляє пілот, використовуючи систему ручного управління на пілотованих літаках. Втручання пілота є необхідним, щоб постійно контролювати як видимі орієнтири, зчитуючи численні прилади, так і впливати на елементи управління, щоб допомогти усунути постійно виникаючі відхилення літака, тобто

Кафедра				НАУ 21 05 91 000 ПЗ			
Виконав	Бало Ж. Ж. Т.			Вступ	Літера	Аркуш	Аркушів
Керівник	Троянов П. П.						
Консульт.	Троянов П. П.						
Н-контроль	Дивнич М. П.						
Зав. Каф.	Тачиніна О.М.						

триматийого в заданому режимі польоту, щоб збільшити час для вирішення проблем, що виникають у польоті. Тому майже одночасно з появою першого літака виникло бажання автоматизувати управління польотом.

Пристрої автоматичного управління польотом виконують на літаку такі основні функції:

- контролювати рух центру мас (висота польоту, бічне відхилення, швидкість польоту тощо);
- вони контролюють кутовий рух (кути нахилу, похилу та крену зберігаються незмінними або зміненими відповідно до командних сигналів);
- поліпшити динамічні характеристики літального апарату (забезпечити амортизацію, стійкість, керованість).

За допомогою автоматичного управління рухом повітряного судна необхідно досягти таких методів: задана якість перехідного процесу, необхідна точність виконання команди, слабка реакція на зовнішні збурення та безпека польоту.

Основною метою та завданням дипломної роботи є аналіз аеродинамічних Система управління рухом літака по статичним законом управління «по нишпорення», дослідження стійкості руху літака даної з системою управління при розрахункових обурюють і керуючих впливах, з урахуванням необхідності мінімізації потрібних величин швидкості відхилення органу колійного управління.

РОЗДІЛ 1

КОНСТРУКЦІЯ І ПРИНЦИП РОБОТИ РУХІВ ЛІТАКА РИСКАНИЕ

1.1. Динамічні характеристики літака як об'єкта управління

Повна система рівнянь руху літака (див., Напр. [1, вип. I], стор. 23-24) є складною, тому при вивченні динамічних характеристик літака її спрощують, зокрема, виділяють рівняння, що описують поздовжнє і бічне руху, розглядають часті випадки цих рухів, лінеаризують і т. д. Докладний висновок і обґрунтування всіх цих дій можна знайти в книгах [1, 2].

1.1.1. Гіроскоп та його конструкція динамічні характеристики літака в боковому русі

Бічне збурений рух літака в зв'язаній системі координат описується наступною системою рівнянь:

$$\begin{aligned}
 (p - b_{11})\Delta\beta_c - b_{12}\Delta\omega_x - \Delta\omega_y - b_{14}\Delta\gamma &= b_{11}\beta_B; & \text{а)} \\
 -b_{21}\Delta\beta_c + (p - b_{22})\Delta\omega_x - b_{23}\Delta\omega_y &= b_{21}\beta_B + b_{23}\Delta\delta_3 + c_3M_x; & \text{б)} \\
 -b_{31}\Delta\beta_c - b_{32}\Delta\omega_x + (p - b_{33})\Delta\omega_y &= b_{31}\Delta\beta_B + b_{33}\Delta\delta_H + c_4M_y; & \text{в)} \\
 & & \text{(19)} \\
 -\Delta\omega_x + b_{43}\Delta\omega_y + p\Delta\gamma &= 0; & \text{г)} \\
 -b_{53}\Delta\omega_y + p\Delta\psi &= 0, & \text{д)}
 \end{aligned}$$

$$p = \frac{d}{dt};$$

Где

β_c - кут ковзання в спокійній атмосфері, рад.;

- - кутова швидкість обертання літака щодо осі Ox , рад/сек;

Кафедра				НАУ 21 05 91 000 ПЗ			
Виконав	Бало Ж. Ж. Т.			<i>Принцип роботи рухів літака рискання</i>	Літера	Аркуш	Аркушіє
Керівник	Троянов П. П.						
Консульт.	Троянов П. П.						
Н-контроль	Дивнич М. П.						8
Зав. Каф.	Тачиніна О.М.						

ω_y - кутова швидкість обертання літака щодо осі Oy , $rad/сек$;

γ - кут крена, rad ;

ψ - кут рискання, rad ;

- -приріст повітряного кута ковзання, викликане боковим вітром

- $U_{II} \left(\beta_B = \frac{U_{II}}{W_0} \right)$, rad ;

- и M_y - ті, хто підбурює моменти щодо осей Ox і Oy , обумовлені порушенням симетрії тяги силової установки.

- В системі (19) введено такі позначення коефіцієнтів:

$$b_{11} = \frac{Z^{\gamma}}{m}; \quad b_{12} = \alpha_0; \quad b_{14} = \frac{g \cos \vartheta_0}{mW_0};$$

$$b_{21} = \frac{M_x^{\gamma} W_0}{I_x}; \quad b_{22} = \frac{M_x^{\omega_x}}{I_x}; \quad b_{23} = \frac{M_x^{\omega_y}}{I_x}; \quad b_{24} = \frac{M_x^{\delta_3}}{I_x};$$

$$b_{31} = \frac{M_y^{\gamma} W_0}{I_y}; \quad b_{32} = \frac{M_y^{\omega_x}}{I_y}; \quad b_{33} = \frac{M_y^{\omega_y}}{I_y}; \quad b_{34} = \frac{M_y^{\delta_H}}{I_y};$$

$$b_{43} = \operatorname{tg} \vartheta_0; \quad b_{53} = \frac{1}{\cos \vartheta_0}; \quad c_3 = \frac{1}{I_x}; \quad c_4 = \frac{1}{I_y}.$$

У рівнянні сил (19а) не враховується бічна сила, що виникає при відхиленні керма напряду. Система рівнянь (19) відрізняється від системи (125) з «Курсу лекцій» ([1], стор. 55) тим, що записана в природному масштабі часу і в ліву частину введений кут ковзання, пов'язаний з вектором шляховий швидкості:

$$\beta_c = \beta - \beta_B.$$

Характеристичне рівняння бічного руху отримуємо, прирівнюючи нулю головний визначник системи (19)

$$\Delta_6 = \begin{vmatrix} p - b_{11} & -b_{12} & -1 & -b_{14} & 0 \\ -b_{21} & p - b_{22} & -b_{23} & 0 & 0 \\ -b_{31} & -b_{32} & p - b_{33} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & b_{43} & p & 0 \\ 0 & 0 & -b_{53} & 0 & p \end{vmatrix} = 0$$

Після відповідних перетворень отримаємо:

$$(p^4 + B_1 p^3 + B_2 p^2 + B_3 p + B_4) p = 0$$

Нульовий корінь рівняння (20) характеризує властивість нейтральності літака по розі нишпорення. Два з інших чотирьох коренів є дійсними і два - комплексними. Слід зауважити, що для сучасних дозвукових цивільних літаків характерно таке розташування коренів, коли один з дійсних коренів з малим модулем розташований праворуч від уявної осі (рис. 8)

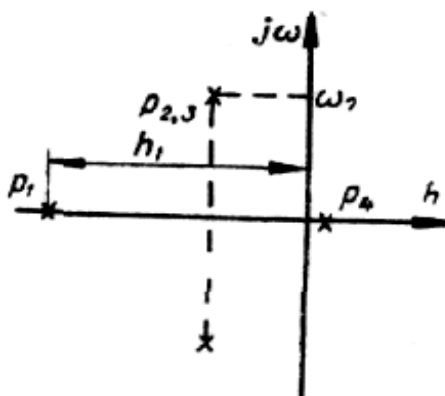


Рис. 8.

Цей корінь породжує так зване спіральний рух - розходиться в різні боки складову бокового руху. Комплексні коріння, визначають коливальний рух літака по розі нишпорення, яке називається «голландським кроком» і слабо загасає, і, нарешті, великий по модулю негативний корінь породжує швидко загасаюче рух крену.

Хоча всі ці рухи взаємопов'язані, при невеликих відхиленнях літака від звичної для траєкторії можна розглядати складові бічного руху окремо.

1.1.2. Рух рискання

Якщо вважати кут крену рівним нулю, то плоский рух літака характеризується зміною кутів ковзання і нишпорення і називається рухом нишпорення. Для аналізу цього руху необхідно взяти рівняння сил уздовж поперечної осі Oz (19а), рівняння моментів відносно вертикальної осі Oy (19в) і кінематичне рівняння (19д):

$$(p - b_{11})\Delta\beta_c - \Delta\omega_y = b_{11}\beta_B; \quad \text{а)}$$

$$-b_{31}\Delta\beta_c + (p - b_{33})\Delta\omega_y = b_{31}\beta_B + b_H\Delta\delta_H + c_4M_y; \quad \text{в)}$$

$$-b_{53}\Delta\omega_y + p\Delta\psi = 0$$

Прирівнюючи нулю головний визначник системи (21), знайдемо характеристичне рівняння руху нишпорення:

$$\Delta_H = \begin{vmatrix} p - b_{11} & -1 & 0 \\ -b_{31} & p - b_{33} & 0 \\ 0 & -b_{53} & p \end{vmatrix} = 0$$

Після розкриття визначника отримаємо:

$$\Delta_H = (p^2 + d_1p + d_2)p = 0, \quad (22)$$

где $d_1 = -(b_{11} + b_{33});$

$$d_2 = -b_{31} + b_{11}b_{33}.$$

Для вивчення динамічних характеристик руху рискання розглянемо передавальні функції параметрів і по відношенню до керуючого впливу і впливи і. передавальна функція

$$W_{\beta_c}^{\delta_H}(p) = \frac{\Delta\beta_c(p)}{\Delta\delta_H(p)} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ b_H & p - b_{33} & 0 \\ 0 & -b_{53} & p \end{vmatrix}}{\Delta_H} = \frac{b_H}{p^2 + d_1p + d_2}$$

характеризує зміну кута ковзання (або пов'язаної з ним бічної сили) при відхиленні керма напряму.

Коефіцієнт негативний: позитивному відхиленню керма (вправо) відповідає негативна зміна кута.

Уявімо передавальну функцію у вигляді коливальної ланки:

$$W_{\beta c}^{\delta_H}(p) = \frac{k_{\beta}^{\delta_H}}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1}, \quad (23)$$

де $T_H = \frac{1}{\sqrt{d_2}}; \quad \zeta_H = \frac{d_1}{2\sqrt{d_2}}; \quad k_{\beta}^{\delta_H} = \frac{b_H}{d_2}.$

Коефіцієнт відносного демпфірування зазвичай лежить в межах 0,1-0,3, і при побудові амплітудних логарифмічних характеристик необхідно вводити поправки до асимптот (див. Додаток), оскільки в області сопрягающей частоти помилка може досягти 12-16 дБ.

Передавальна функція, яка визначає керованість кута рискання по керму напрямки, має вигляд

$$W_{\psi}^{\delta_H}(p) = \frac{\Delta\psi(p)}{\Delta\delta_H(p)} = \frac{\begin{vmatrix} p - b_{11} & -1 & 0 \\ -b_{31} & p - b_{33} & b_H \\ 0 & -b_{53} & 0 \end{vmatrix}}{\Delta_H} = \frac{b_{53} b_H (p - b_{11})}{p(p^2 + d_1 p + d_2)}.$$

Після приведення до стандартного вигляду отримаємо:

$$W_{\psi}^{\delta_H}(p) = \frac{k_{\psi}^{\delta_H} (T_1 p + 1)}{(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)p},$$

Постійна часу $T_1 = -\frac{1}{b_{11}}$, коефіцієнт $k_{\psi}^{\delta_H} = -\frac{b_{53} b_H b_{11}}{d_2} < 0$ (при позитивному відхиленні керма кут зменшується). Передавальна функція (24) складається з трьох ланок:

1) коливальної $\frac{k_{\psi}^{\delta_H} (T_1 p + 1)}{(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)p};$

2) інтегруючої $\frac{1}{p};$

3) диференціюючої першого порядку $T_1 p + 1.$

1.1.3. Логарифмічні характеристики складових ланок і їх суми

На рис. 9 представлені логарифмічні характеристики складових ланок і їх суми (а - ЛАЧХ, б - ЛФЧХ). При ступінчастому одиничному відхиленні керма напряму $\Delta\delta_H = 1(t)$ кут нишпорення змінюється безперервно і граничне значення

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\psi(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p W_{\psi}^{\delta_H}(p) \frac{1}{p} = -\infty,$$

тобто літак здійснює плоский розворот з постійним кутом ковзання $\Delta\beta_{уст} = k_{\beta}^{\delta_H}$ [см. формулу (23)]. Зауважимо, що моменту, створюваному кермом направлення, протидіє момент шляхової стійкості, пропорційний куту ковзання. Тому управління розворотом за допомогою тільки керма напряму не є ефективним.

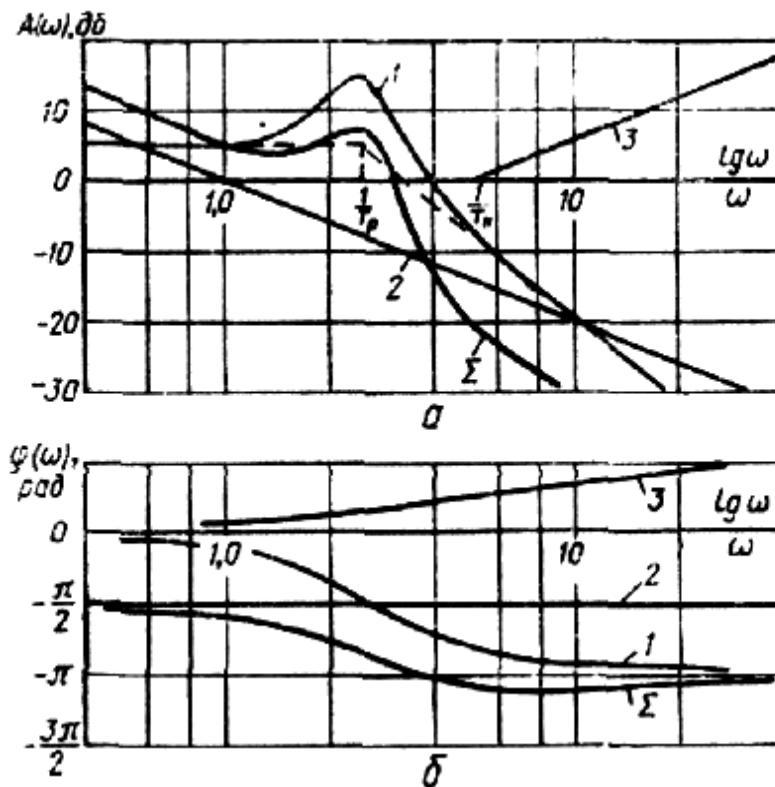


Рис. 9.

Однак в системах автоматичної стабілізації при невеликих відхиленнях $\Delta\psi$ від заданого значення таке управління может бути використано. Перехідний процес для розглянутого випадку показаний на рис. 10.

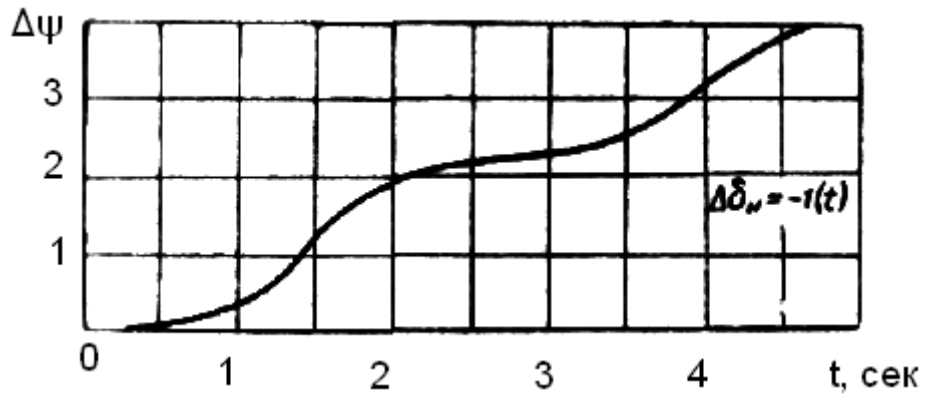


Рис. 10.

Передавальні функції по обурює моменту M_u відрізняються від (23) і (24) тільки величинами коефіцієнта передачі.

Розглянемо динамічні характеристики літака при бічному вітрі. Під дією бічного вітру змінюється повітряний кут ковзання, з'являється бічна сила і викривляється в плані траєкторія польоту; одночасно під дією моменту шляхової стійкості змінюється кут нишпорення. передавальна функція

$$W_{\beta_c}^{\beta_b}(p) = \frac{\Delta\beta_c(p)}{\beta_B(p)} = \frac{\begin{vmatrix} b_{11} & -1 & 0 \\ b_{31} & p - b_{33} & 0 \\ 0 & -b_{53} & p \end{vmatrix}}{\Delta_H} = \frac{p[(p - b_{33})b_{11} + b_{31}]}{\Delta_H}$$

визначає зміна кута ковзання $\Delta\beta_c$. З урахуванням виразу (22) для Δ_H перепишемо функцію $W_{\beta_c}^{\beta_b}$ таким чином:

$$W_{\beta_c}^{\beta_b}(p) = -\frac{T_2 p + 1}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1} \quad (25)$$

де $T_2 = \frac{1}{d_2}$.

З виразу (25) випливає, що після загасання перехідних процесів при східчастому вплив бокового вітру β_{B0} стале значення кута ковзання $\Delta\beta_c$ дорівнює розі вітру, взятому з протилежним знаком:

$$\Delta\beta_{c \text{ уст}} = -\beta_{B0}.$$

Цей результат є очевидним і випливає з співвідношення $\beta = \beta_c + \beta_B$, якщо врахувати, що в сталому режимі повний (повітряний) кут ковзання β дорівнює нулю (прискорення дорівнюють нулю).

Знайдемо передавальну функцію, що характеризує зміну кута ривання при бічному вітрі:

$$W_{\psi}^{\beta_B}(p) = \frac{\Delta\psi(p)}{\beta_B(p)} = \frac{\begin{vmatrix} p-b_{11} & -1 & b_{11} \\ -b_{31} & p-b_{33} & b_{31} \\ 0 & -b_{53} & 0 \end{vmatrix}}{\Delta_H} = \frac{b_{53}b_{31}[(p-b_{11})+b_{11}]}{\Delta_H},$$

або

$$W_{\psi}^{\beta_B}(p) = -\frac{k_{\psi}^{\beta}}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1}. \quad (26)$$

Коефіцієнт $k_{\psi}^{\beta} = \frac{b_{53}b_{31}}{d_2}$ негативний і менше одиниці по модулю: при позитивному вітрі (праворуч) літак розвертається вправо на кут, менший кута вітру.

Побудова логарифмічних частотних характеристик для передавальної функції (25) проводиться шляхом підсумовуванні характеристик складових ланок: коливального

$\frac{1}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1}$; дифференціюючого першого порядку $T_2 p + 1$. Слід враховувати поправки в амплітудній характеристиці коливального ланки в зв'язку з малою величиною ζ_H . Вплив на літак обурює моменту щодо вертикальної осі M_y (відмова двигуна) визначається передавальними функціями:

$$W_{\beta_c}^{M_y} = \frac{\Delta\beta_c(p)}{M_y(p)} = \frac{k_{\beta}^M}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1},$$

$$W_{\psi}^{M_y} = \frac{\Delta\beta_c(p)}{M_y(p)} = \frac{k_{\psi}^M (T_2 p + 1)}{p(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)}, \quad (27)$$

відрізняються від (23) і (24) величинами передавальних коефіцієнтів $k_{\beta}^M = \frac{c_4}{d_2}$ и $k_{\psi}^M = -\frac{c_4 b_{53} b_{31}}{d_2}$.

У деяких випадках при розгляданні руху нишпорення не враховується вплив бічних сил на літак [рівняння. (21a)]. При цьому траєкторія польоту є прямолінійною (вектор шляхової швидкості нерухомий) і має місце співвідношення $\Delta\psi = \Delta\beta_c$. Рівняння (21в) перепишеться так:

$$(p^2 - b_{33}p - b_{53}b_{31})\Delta\psi = b_H b_{53} \Delta\delta_H \quad (28)$$

У правій частині рівняння (28) враховується тільки керуючий вплив, так як реакція літака на бічний вітер аналогічна. передавальна функція

$$W_{\psi}^{*\delta_H}(p) = \frac{k_{\psi}^{*\delta_H}}{T_H^{*2} p^2 + 2\zeta_H^* T_H^* p + 1}, \quad (29)$$

де $k_{\psi}^{*\delta_H} = -\frac{b_H}{b_{31}};$ $T_H^* = \frac{1}{\sqrt{-b_{53}b_{31}}};$ $\zeta_H^* = -\frac{b_{33}}{2\sqrt{-b_{53}b_{31}}},$

істотно відрізняється від передавальної функції (24). Вираз (29) може бути використано для наближених розрахунків; перехідні процеси відповідають дійсності в невеликому початковому інтервалі часу (2 - 5 сек).

РОЗДІЛ 2

ІНЖЕНЕРНІ МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ ПОЛЬОТОМ ЛІТАКА

2.1 Повна система рівнянь руху літака

Повна система рівнянь руху літака (див., Напр. [1, вип. 1], стор. 23-24) є складною, тому при вивченні динамічних характеристик літака її спрощують, зокрема, виділяють рівняння, що описують поздовжнє і бічне руху, розглядають часті випадки цих рухів, лінеарізують і т. д. Докладний висновок і обґрунтування всіх цих дій можна знайти в книгах [1, 2].

У теорії автоматичного управління під синтезом системи розуміється процес відшукування її структури і параметрів. В результаті синтезу забезпечуються найкращі в тому чи іншому сенсі показники якості роботи системи управління. У такій постановці завдання синтезу є варіаційними, і математики приділяють багато уваги розробці методів їх вирішення, які складають основу теорії оптимального управління. Процес рішення строго сформульованої оптимальної завдання, в результаті якого визначаються структура і параметри системи управління, називається аналітичним конструюванням регуляторів [6].

Розрізняють також завдання інженерного синтезу, мета якого полягає у виборі структури та параметрів системи управління, які відповідають заданим вимогам. Зазвичай, на основі досвіду конструювання подібних систем управління, відомі основні елементи системи і потрібно знайти величини передавальних коефіцієнтів або коригувальні ланки. Зазвичай, на основі досвіду конструювання подібних систем

управління, відомі основні елементи системи і потрібно знайти величини передавальних коефіцієнтів або коригувальні ланки, що забезпечують потрібну точність і якість перехідних процесів. Для вирішення завдання інженерного синтезу

Кафедра АКСУ				НАУ 21 05 91 000 ПЗ			
Виконав				Інженерні методи автоматичного управління польотом літака	Літера	Аркуш	Аркушіє
Керівник							
Консульт.	Бало Ж. Ж. Т.						
Н-контроль	Троянов П. П.						
Зав. Каф.	Троянов П. П.						
	Дивич М. П.					17	
Тачиніна О.М.							

розроблений і широко використовується на практиці ряд методів, заснованих на частотних характеристиках, стандартних перехідних характеристиках і т. Д., Які дозволяють провести розрахунок без великих і громіздких обчислень [3, 4, 5].

Нижче буде розглянута тільки завдання інженерного синтезу, коли відомий закон управління, т. Е. Задана структура системи, і мета розрахунку полягає у визначенні передавальних коефіцієнтів і коригувальних ланок по заданим вимогам.

2.2 Вимоги до система автоматичного управління польотом і оцінка якості їх роботи

Вимоги до систем автоматичного управління (САУ) багато в чому залежать від завдань, які вони вирішують. Використання САУ на літаках цивільної авіації диктується вимогами підвищення надійності, точності пілотування, збільшення регулярності польотів і т. Д. Тому до САУ пред'являються різні вимоги по надійності, зручності і простоті обслуговування, терміну служби і т. П. Нас же будуть цікавити тільки ті вимоги, які визначають динамічні властивості замкнутої системи «літак - САУ»: ступінь стійкості, точність і якість перехідних процесів в режимі управління, точність стабілізації параметрів руху при постійно діючих збуреннях.

Якість системи в цьому сенсі завжди можна оцінити по помилку $\varepsilon(t)$, що представляє собою різницю між дійсним $x(t)$ і заданим значенням $x_3(t)$ регульованої величини:

$$\varepsilon(t) = x_3(t) - x(t)$$

Помилка $\varepsilon(t)$ є випадковою функцією часу і виникає з різних причин (в результаті впливу на об'єкт керуючого сигналу або обурення). Визначити її значення для всіх випадків неможливо, тому розроблений ряд критеріїв, що дозволяють оцінити роботу системи управління з єдиної точки зору. До найбільш важливим і часто вживаним критеріям якості відносяться: а) запас стійкості, б) точність при типових впливах і в) швидкодія. Розглянемо більш детально кожен з цих критеріїв.

Запас стійкості і швидкодія оцінюються як по тимчасовим, так і по частотних характеристиках системи. По виду перехідного процесу можна судити про запас стійкості. У переважній більшості випадків для замкнутих систем автоматичного управління польотом найближчим корінням до уявної осі є комплексні корені, і малий запас стійкості проявляється у великій величині перерегулювання σ :

$$\sigma \% = (x_{\text{макс}} - x_{\text{уст}}) / x_{\text{уст}} * 100\%$$

де $x_{\text{макс}}$ - максимальна величина;

$x_{\text{уст}}$ - сталі значення (при $t \rightarrow \infty$) регульованої координати (див. рис. 13, а).

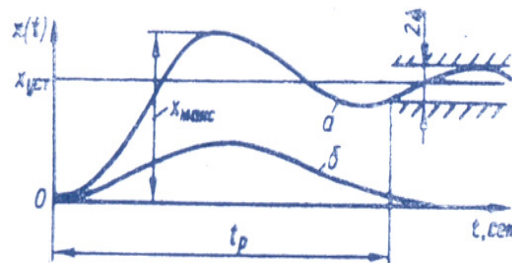


Рис. 13.

Величина перерегулювання змиритися з кривою перехідного процесу при одиничному східчастому вплив. Зазвичай вважають запас стійкості достатнім, якщо величина перерегулювання менше 30% і перехідний процес загасає за 1-2 коливання. За кривою перехідного процесу можна визначити і швидкодія - час, протягом якого помилка стане менше деякої заданої величини Δ :

$$|x(t) - x_{\text{уст}}| \leq \Delta$$

Величина Δ становить 1-5% від сталого значення $x_{\text{уст}}$. Слід зауважити, що в астатической системі при східчастому вплив обурення початкове і кінцеве значення регульованого параметра збігаються (рис. 13, б). Тому поняття перерегулювання втрачає сенс.

Побудова перехідного процесу є останнім етапом розрахунку, причому досить трудомістким. Тому бажано хоча б приблизно оцінити швидкодію і запас стійкості проектованої системи без побудови перехідного процесу. Якщо розрахунок ведеться

частотними методами, то це можна зробити за частотним речовим характеристикам замкнутої системи $P(\omega)$;

Наявність гострих піків в характеристиці $P(\omega)$ при деякій частоті $\omega = \omega_1$, свідчить про схильність системи до коливань на цій частоті; при східчастому вплив перехідний процес в системі буде монотонним, якщо монотонно змінюється $dP / d\omega$ (див. рис. 14, крива 1);

Velychyna D stanovyt \square 1-5% vid staloho z

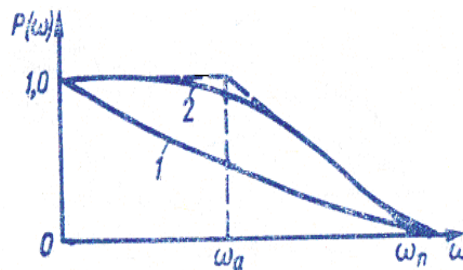


Рис.14

Перерегулирование в системі $\sigma \leq 18\%$, якщо $P(\omega)$ є незростаюча функцією частоти (рис. 14, крива 2); якщо $P(\omega)$ апроксимується, трапецією, то час регулювання лежить в межах:

$$\frac{\pi}{\omega_n} \leq t_p \leq \frac{4\pi}{\omega_n}$$

Запас стійкості може бути визначений також по логарифмічним амплітудної і фазової характеристик розімкнутої системи. Для передавальної функції розімкнутої системи, яка не має полюсів в правій півплощині (т. Е. Для стійких систем), вводяться поняття стійкості по амплітуді та (значення ординати амплітудної характеристики на частоті, де фазова характеристика перетинає лінію $-\pi$) і по фазі тф (величина перевищення фазової характеристики над лінією $-\pi$ при частоті зрізу) [см. Мал. 15]. Для більшості систем запаси стійкості повинні мати наступні значення:

$$m_a \geq 8-10 \text{ дБ}, \quad m_\phi \geq 0,45 \text{ — } 0,7 \text{ рад (25-40}^\circ\text{)}.$$

У теорії автоматичного управління доводиться, що для розімкнутої мінімально фазовою системи (яка не має нулів і полюсів в правій півплощині) достатні запаси стійкості досягаються тільки в тому випадку, коли

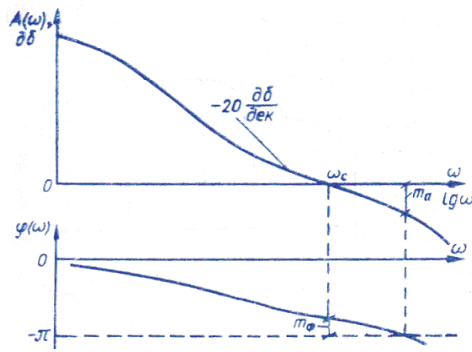


Рис.15

Логарифмічна амплітудна характеристика перетинає вісь абсцис під нахилом - 20 дБ / дек; причому ділянку з таким нахилом повинен мати протяжність близько однієї декади.

Запас стійкості визначається також за показником коливальності замкнутої системи. Якщо на вході системи сигнал змінюється за гармонійним законом:

$$x_3(t) = x_{30}(t) \sin \omega t,$$

то вихідна координата також є синусоїдою:

$$x(t) = x_0(\omega) \sin[\omega t + \varphi(\omega)].$$

Максимальне відношення амплітуди вихідних коливань до амплітуди вхідного впливу називається показником коливальності і легко визначається по амплітудній частотній характеристиці замкнутої системи (рис. 16). Запас стійкості вважається достатнім, якщо показник коливальності:

Для оцінки точності роботи системи величина помилки визначається в так званих типових режимах:

а) Нерухоме стан. зазвичай помилку

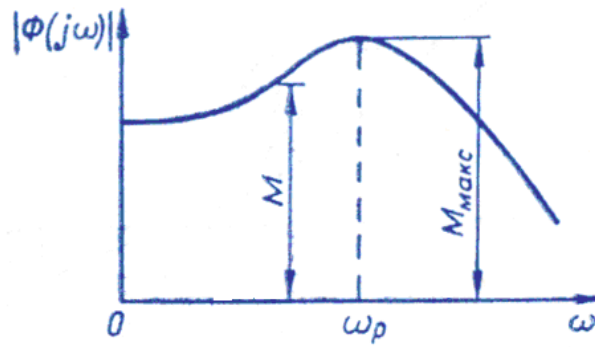


Рис.16

В цьому випадку називають статичною. Розрізняють статичні помилки, що виникають при керуючому і обурює впливах, оскільки передавальні функції замкнутої системи по відношенню до цих впливів різні. На рис. 17 приведена структурна схема замкнутої системи

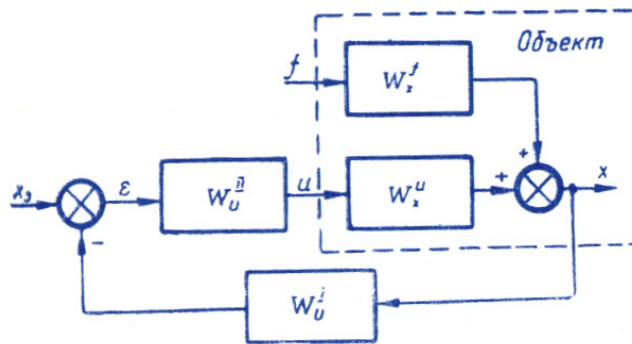


Рис.17

«Літак - САУ», де $W_x^f(p)$ - передатна функція вихідної координати об'єкта x по відношенню до обурення, $W_x^u(p)$ передавальне функція об'єкта по керуючому впливу, $W_u^I(p)$, $W_u^{II}(p)$ - передавальні функції системи управління. Помилки системи ε_u при керуючому і ε_f впливи, що обумовлюються знаходяться по передавальній функції замкнутої системи [2, 3]:

$$\varepsilon_u(p) = \frac{x_3(p)}{1 + W_x^u W_u^I W_u^{II}}; \quad \varepsilon_f(p) = \frac{W_x^f}{1 + W_x^u W_u^I W_u^{II}} f(p). \quad (35)$$

У нерухомому стані $x_3(t) = x_0(t) = \text{const}$, $f(t) = f_0 = \text{const}$, їх зображення по Лапласа

рівні відповідно $\frac{x_{30}}{p}$ и $\frac{f_0}{p}$. Встановлена помилка по керуючому впливу визначається виразом:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_u(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{1+W_p(p)} \cdot \frac{x_{30}}{p} = \frac{x_{30}}{1+W_p(0)} \quad (36)$$

і по впливі, що обурює:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_f(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{W_x^f(p)}{1+W_p(p)} \cdot \frac{f_0}{p} = \frac{W_x^f(0) \cdot f_0}{1+W_p(0)},$$

Где $W_p = W_x^u W_u^I W_u^{II}$ – передавальна функція розімкнутої системи.

Системи автоматичного управління польотом зазвичай виконуються астатичними по керуючому впливу: $\varepsilon_u(\infty) = 0$. По відношенню до збурень ряд систем мають статичну помилку $\varepsilon_f(\infty) \neq 0$. Якщо в технічних вимогах задана величина цієї помилки, то з (37) можна визначити мінімальну величину коефіцієнта передачі розімкнутої системи k_p :

$$k_p = W_p(0) \geq \frac{k_f f_0}{\varepsilon_f(\infty)} - 1,$$

Де $k_f = W_x^f(0)$;

f_0 - величина ступеневої обурює впливу.

б) Рух з постійною швидкістю. В цьому режимі управляє і обурює впливу змінюються з постійною швидкістю:

$$x_3(t) = x_{30}t, \left(x_3(p) = \frac{x_{30}}{p^2} \right); f(t) = f_0t, \left(f(p) = \frac{f_0}{p^2} \right).$$

Оцінити помилку в цьому випадку можна тільки для астатичних систем (в статичних системах помилка також зростає з постійною швидкістю) за формулами (35) за допомогою теореми про граничні значення оригіналу і зображення, наприклад:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_u(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{1+W_p(p)} \cdot \frac{x_{30}}{p^2}.$$

Передавальна функція розімкнутої астатической системи має в знаменнику множник p :

$$W_p(p) = \frac{k_v(a_n p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + 1)}{p(b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + 1)}, \quad \varepsilon_u(\infty) = \frac{x_{30}}{k_v}$$

і за усталеною помилку в системі може бути визначена необхідна величина коефіцієнта k_v :

$$k_v \geq \frac{x_{30}}{\varepsilon_u(\infty)}.$$

Аналогічно визначається коефіцієнт k_v якщо задана допустима помилка при впливі, що обурює:

$$k_v \geq \frac{k_f f_0}{\varepsilon_f(\infty)}.$$

в) Рух при гармонійному впливі. Керованість системи «літак - САУ» рценівається найбільш повно при вхідному синусоїдальній сигналі

$$x_3(t) = x_{30} \sin \omega_0 t.$$

У технічних вимогах до системи можуть бути задані: допустима амплітуда помилки ε_{u0} в сталому режимі

$$\varepsilon_u(t) = \varepsilon_{u0} \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

При заданій частоті зміни керуючого сигналу і величина фазового зсуву φ . Величина помилки ε_{u0} може бути визначена з виразу (35), якщо відомо значення амплітудної частотної характеристики в точці $\omega = \omega_0$:

$$\varepsilon_{u0} = \frac{x_{30}}{1 + W_p(j\omega_0)}. \quad (38)$$

Так як помилка в нормально працюючій системі істотно менше амплітуди вхідного сигналу $\varepsilon_{u0} \ll x_{30}$ то вираз (38) можна переписати таким чином:

$$\varepsilon_{u0} = \frac{x_{30}}{|W_p(j\omega_0)|} = \frac{x_{30}}{A(\omega_0)}, \quad (39)$$

Де $A(\omega)$ - значення амплітудної частотної характеристики розімкненої системи в точці $\omega = \omega_0$. Співвідношення (39) дозволяє уточнити низькочастотну частину характеристики: амплітудна характеристика повинна проходити вище точки на частоті ω_0 . Відповідне побудова виконано на рис. 18 в логарифмічних коорди-

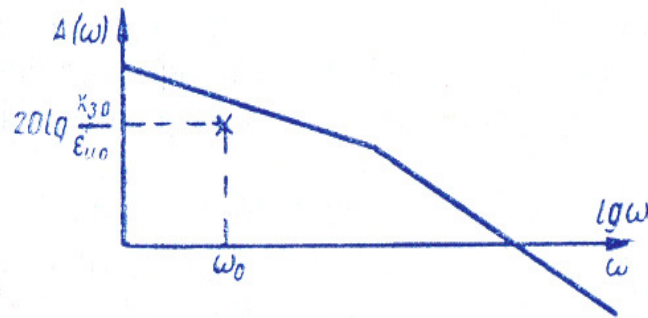


Рис.18

натах. Система забезпечить потрібну точність відтворення-керуючого сигналу, якщо буде виконано нерівність

$$20 \lg A(\omega_0) \geq 20 \lg \frac{x_{30}}{\epsilon_{u0}}. \quad (40)$$

У польоті досить часто зустрічаються гармонійні обурення («бовтанка»):

$f(t) = f_0 \sin \omega_0 t$, і оцінка максимальної амплітуди зміни стабілізуємої координати літака також становить інтерес:

$\epsilon_f = \epsilon_{f0} \sin(\omega_0 t + \xi)$, $\epsilon_{f0} \cong \frac{|W_x^f(j\omega_0)|}{|W_p(j\omega_0)|} \cdot f_0$, звідки випливає, що відношення модуля частотної характеристики об'єкта по обуренню до величини амплітудної частотної характеристики розімкненої системи має бути менше $\frac{f_0}{\epsilon_{f0}}$. При побудові низькочастотної логарифмічною характеристики необхідно витримати співвідношення

$$20 \lg A(\omega_0) \geq 20 \lg \left[A_f(\omega_0) \frac{f_0}{\epsilon_{f0}} \right].$$

На закінчення відзначимо, що найбільш повно визначають динамічні властивості системи «літак - САУ» частотні характеристики замкненої системи :: а) по відношенню до керуючого впливу і б) по відношенню до обурення. У заданому діапазоні частот замкнена система повинна мати гарну управляемість- вихідна координата повинна відтворювати керуючий сигнал без амплітудних і фазових спотворень, т. Е. Логарифмічні амплітудна і фазова характеристики повинні розташовуватися близько до осі абсцис.

Система не повинна реагувати на зовнішні обурення - логарифмічна амплітудна характеристика по обуренню повинна проходити якомога нижче осі абсцис. Фазова характеристика може бути довільною.

2.3 Розрахунок систем автоматичного управління польотом частотними методами

Система автоматичного керування літаком має в своєму складі: а) чутливі, б) підсумовують, в) підсилювальні (перетворюють) і г) виконавчі елементи. Зазвичай САУ складається з трьох ідентичних каналів, які в найпростішому випадку працюють незалежно, виконує функції стабілізації кутових координат літака і називається автопілотом.

В якості чутливих елементів використовуються триступеневе гіроскопи для визначення кутового положення літака, двоступеневих гіроскопи (ДУС), заміряють кутові швидкості, радіотехнічні, навігаційні та анероїдні прилади, що реєструють лінійні координати і лінійні швидкості. В САУ застосовуються найчастіше магнітні та електронні підсилювачі, електричні і гідравлічні кермові приводи.

Блок-схема САУ позовжнім рухом приведена на Рис. 19.

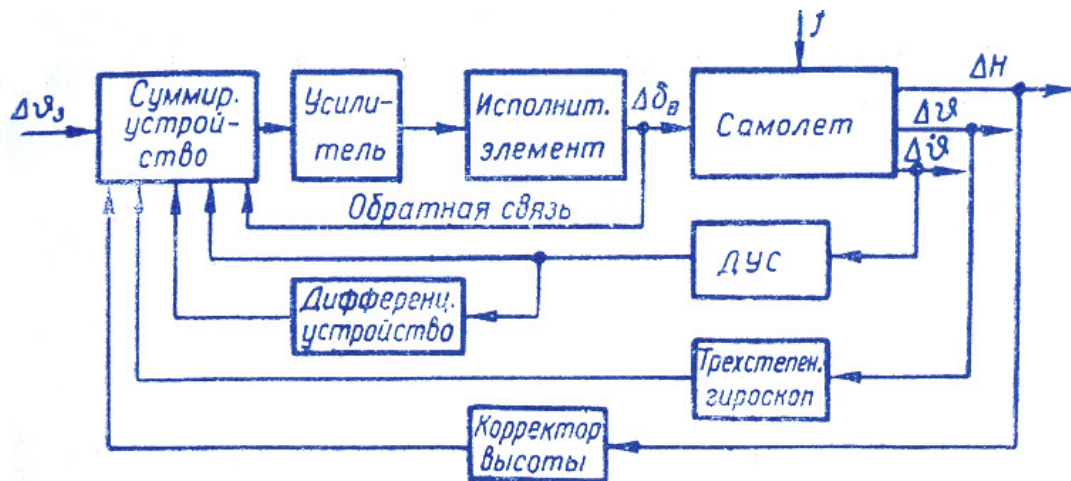


Рис.19

Де Δu_3 - керуючий вплив, f - обурення. За цією схемою неважко вивести передавальні функції замкнутої системи, які будуть різними, в залежності від режиму роботи САУ: управління, стабілізації кута тангажу або висоти польоту.

Передавальна функція незмінної частини САУ (рис. 20)

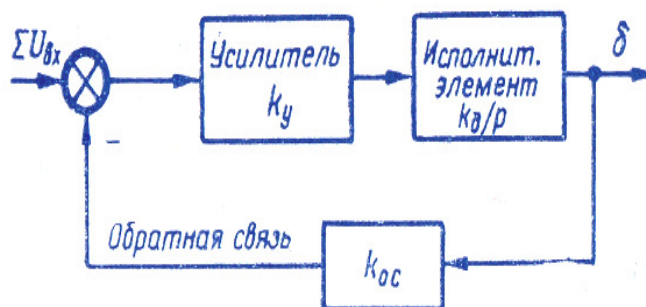


Рис.20

визначається видом зворотного зв'язку і передавальними функціями підсилювача і виконавчого елемента. Постійна часу підсилювача мала і його передавальна функція може бути прийнята рівною коефіцієнту посилення k_u . Величина постійної часу приводу лежить в межах 0,03-0,1 сек і не робить істотного впливу на динаміку замкнутої системи. При такому допущенні передавальна функція приводу має. Зворотній зв'язок зазвичай буває жорсткою або гнучкою з передавальними функціями: а) $W_{жос}(p) = k_{ос}$,, б) $W_{гос}(P) = p k_{ос}$.

Передавальна функція замкнутого незмінного контуру САУ з жорсткою зворотним зв'язком являє собою апериодическое ланка:

$$W_c(p) = \frac{k_y k_D}{p + k_y k_D k_{oc}} = \frac{k_c}{T_a p + 1}; \quad (41)$$

де $k_c = \frac{1}{k}; T_a = \frac{1}{k_y k_D k_{oc}}$.

Рівняння системи автоматичного управління для цього випадку має вигляд:

$$(T_a p + 1) \Delta \delta_B = k_c \sum_i U_{вх}(p) \quad (42)$$

Іноді нехтують постійної часу T_a :

$$\Delta \delta_B = k_c \sum_i U_{вх}(p) \quad (43)$$

і називають таку систему ідеальною.

Розглянемо САУ з гнучкою зворотним зв'язком $W_{oc} = p k_c$ Якщо врахувати постійну часу приводу, то

$$W_\varepsilon(p) = \frac{k_D}{(T_D p + 1)p}$$

Передавальна функція незмінної частини САУ

$$W_a(p) = \frac{k_y k_D}{(T_D p + 1 + k_y k_D k_{oc})p} = \frac{k_a}{(T_a^x p + 1)p},$$

де $k_a = \frac{k_y k_D}{1 + k_y k_D k_{oc}};$

$$T_a^x = \frac{T_D}{1 + k_y k_D k_{oc}}.$$

Звідси знайдемо рівняння астатической САУ:

$$(T_a^x p + 1)p \Delta \delta_B = k_a \sum_i U_{вх}(p) \quad (44)$$

Без врахування постійної часу T_a * отримаємо рівняння ідеальної астатической САУ:

$$p\Delta\delta_B = k_a \sum_i U_{ВХi}(p) \quad (45)$$

Останнім часом використовуються і більш складні типи зворотних зв'язків, наприклад, ізодромного:

$$W_{иос}(p) = \frac{k_a}{(T_{ос}p + 1)},$$

рівняння незмінного контуру САУ має вигляд:

$$p\Delta\delta_B = k_u (T_{ос}p + 1) \sum_i U_{ВХi}(p) \quad (46)$$

Сума всіх сигналів на вході підсилювача називається законом управління. При стабілізації кутових координат закон управління виражається поліномом щодо p не вище другого порядку, наприклад, в поздовжньому каналі

$$\sum_i U_{ВХi}(p) = \left(k_{\vartheta\ddot{\vartheta}} + k_{\dot{\vartheta}} + k_{\vartheta} p^2 \right) \Delta\vartheta \quad (47)$$

Порядок полінома, а також величини коефіцієнтів передачі $k_{\ddot{\vartheta}}$, $k_{\dot{\vartheta}}$, k_{ϑ} визначаються в результаті розрахунку системи і вибираються такими, щоб задовольнити заданим вимогам по точності роботи і якості перехідних процесів. Введення другої похідної в закон управління необхідно для астатичних систем. Як видно з блок-схеми рис. 19, сигнал вводиться в систему від датчика кутової швидкості (ДУС), а сигнал, пропорційний другій похідній, формується в результаті диференціювання сигналу ДУС.

З урахуванням законів управління логарифмічні частотні характеристики, відповідні передавальним функціям статичної (а) і астатической (б) САУ:

$$W_c(p) = \frac{k_g (T_g p + 1)}{(T_a p + 1)}; \quad (a)$$

$$W_a(p) = \frac{k_g \left(\frac{T_{\ddot{\vartheta}} p + T_{\dot{\vartheta}}}{\vartheta} p + 1 \right)}{(T_a^x p + 1)p} = \frac{k_g (T_{\ddot{\vartheta}}^2 p + 2\xi_{\dot{\vartheta}} T_{\dot{\vartheta}} p + 1)}{(T_a^x p + 1)p} \quad (б)$$

$$\text{де } T_{\dot{\vartheta}} = \frac{k_{\dot{\vartheta}}}{k_{\vartheta}}; \quad T_{\ddot{\vartheta}} = \frac{k_{\ddot{\vartheta}}}{k_{\vartheta}}; \quad T_y = \sqrt{T_{\ddot{\vartheta}}}; \quad \xi_y = \frac{T_{\ddot{\vartheta}}}{2\sqrt{T_{\ddot{\vartheta}}}}$$

Наведено на рис. 21 і 22 і побудовані шляхом підсумовування хатактеристік складових ланок (1 аперіодическое; 2 дифференцірующее; 3 інтегрує; а - ЛАЧХ, б - ЛФЧХ).

Закони управління і частотні характеристики каналів крену і рискання аналогічні розглянутим вище.

2.3.1. Розрахунок системи автоматичного управління кутом рискання

Для ідеального статичного автопілота

$$\Delta\delta_H = k_{\psi}(T_{\psi}p + 1)\Delta\psi - k_{\psi}\Delta\psi_3,$$

$$\text{де } T_{\psi} = \frac{k_{\psi 1}}{k_{\psi}}$$

$\Delta\psi_3$ - керуючий вплив за кутом нишпорення, структурна схема замкнутої системи приведена на рис. 36.

Передавальна функція літака взята для випадку, коли враховуються бічні сили:

$$W_{\psi}^{\delta_H} = \frac{-k_{\psi}^{\delta_H}(T_1 p + 1)}{(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)p}. \quad (24)$$

Також, як і в попередніх випадках, перед коефіцієнтом поставлений знак «-» в зв'язку з тим, що $k_{\psi}^{\delta_H} < 0$.

Передавальна функція розімкнутої системи

$$W_p(p) = \frac{k_p^{\psi}(T_1 p + 1)(T_{\psi} p + 1)}{(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)p}, \quad (91)$$

Де $k_p^{\psi} = -k_{\psi}^p k_{\psi}$ - коефіцієнт передачі розімкнутої системи, дорівнює добутку двох диференціюють ланок одного інтегруючого і коливального.

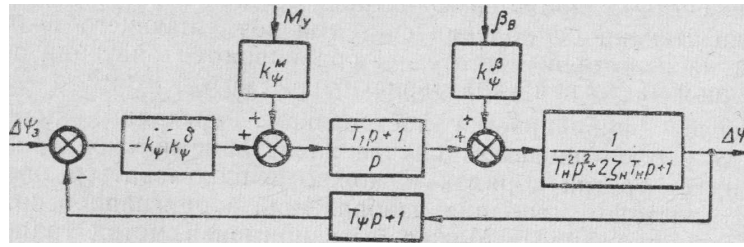


Рис. 36.

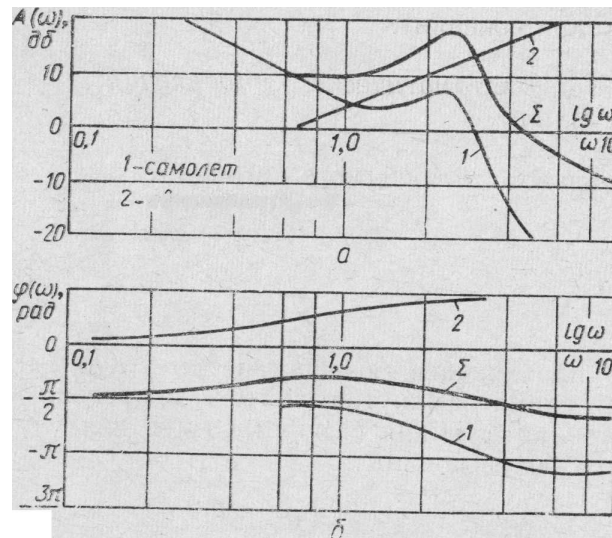


Рис. 37.

При побудові амплітудної частотної характеристики розімкненої системи (рис 37, а) необхідно враховувати поправки через малість коефіцієнта відносного демпфірування (див. Рис. 51). За логарифмічеським характеристикам розімкненої системи (а - ЛАЧХ, б - ЛФЧХ) уточнюються величини коефіцієнтів k_ψ и k_β для забезпечення нужних запасов устойчивости и требований к низкочастотной части характеристик.

Якщо задані помилки в типових режимах, мінімально допустиме значення коефіцієнта знаходять за передавальними функціями замкнутої системи:

$$\Phi_{\psi^3}^{\psi}(p) = \frac{1}{1 + W_p(p)} \cdot \frac{k_p^\psi (T_1 p + 1)}{(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)p}; \quad (92)$$

$$\Phi_{\psi}^{M_y}(p) = \frac{1}{1 + W_p(p)} \cdot \frac{k_p^M (T_1 p + 1)}{(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)p}; \quad (93)$$

$$\Phi_{\psi}^{\beta_B}(p) = \frac{1}{1+W_p(p)} \cdot \frac{k_{\psi}^{\beta}(T_1 p + 1)}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1}; \quad (94)$$

При одиничних східчастих впливах $\Delta\psi_z(t)=1(t)$, $M_y(t)=1(t)$, $\Delta\beta_{\beta}(t)=1(t)$ усталені значення кута рискання відповідно рівні:

$$\Delta\psi_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_{\psi}^{\psi_z}(p) \frac{1}{p} = 1; \quad (95)$$

$$\Delta\psi_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_{\psi}^{M_y}(p) \frac{1}{p} = -\frac{k_{\psi}^M}{k_{\psi} k_{\psi}^{\delta_H}}; \quad (96)$$

$$\Delta\psi_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_{\psi}^{\beta_B}(p) \frac{1}{p} = 0. \quad (97)$$

По відношенню до керуючого і обурює впливів система є астатическою. Зі співвідношення (96) при заданій величині помилки можна визначити мінімальне значення коефіцієнта передачі:

$$k_{\psi} \geq -\frac{k_{\psi}^M M_{y0}}{\Delta\psi_{уст} k_{\psi}^{\delta_H}}.$$

Після побудови логарифмічних амплітудних і фазових характеристик розімкнutoї системи будують необхідні характеристики замкнутої системи, відповідні передавальним функціям (92), (93) і (94). Останні перетворимо з метою приведення до вигляду, зручного для застосування номограми замикання:

$$\Phi_{\psi}^{\psi_z}(p) = \frac{W_p^{-1}(p)}{1+W_p^{-1}(p)} W_{\psi}^{\delta_H}(p); \quad (98)$$

$$\Phi_{\psi}^{M_y}(p) = \frac{W_p^{-1}(p)}{1+W_p^{-1}(p)} W_{\psi}^{M_y}(p); \quad (99)$$

$$\Phi_{\psi}^{\beta_B}(p) = \frac{W_p^{-1}(p)}{1+W_p^{-1}(p)} W_{\psi}^{\beta_B}(p); \quad (100)$$

где $W_{\psi}^{\delta_H}$, $W_{\psi}^{M_y}$, $W_{\psi}^{\beta_B}$ - передавальні функції літака по відношенню до вхідних впливів [див. (24), (26), (27)].

Частотні характеристики $\frac{W_p^{-1}}{1+W_p^{-1}}$ будуються за характеристиками розімкнутої системи за допомогою номограми замикання (див. додаток). До знайденим таким чином ЛАЧХ і ЛФЧХ необхідно додати частотні характеристики літака.

По виду частотних характеристик замкнутої системи оцінюються: величина перерегулювання, час перехідного процесу, смуга пропускання системи, ослаблення системою гармонійного впливу, що обурює і т. П. Якщо будь-яка з вимог до замкнутої системі не задовольняється, змінюють величини коефіцієнтів і, знову розглядають ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкнутої системи, будують характеристики замкнутої системи; таким послідовним поліпшенням домагаються необхідної якості.

Перехідний процес в даному випадку можна будувати, скориставшись зворотним перетворенням Лапласа (див. Додаток), так як многочлени передавальних функцій (92), (93), (94) мають невисокий порядок.

Іноді, при спрощених розрахунках, не враховують вплив бічних сил на літак: В цьому випадку необхідно скористатися функцією передачі (29), і структурна схема має вигляд, наведений на рис. 38. Вирази для передавальних

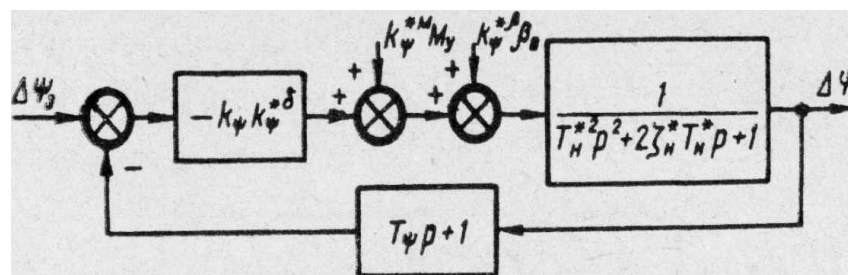


Рис. 38.

функцій розімкнутої і замкнутої системи спрощуються, порядок розрахунку залишається при цьому тим же.

2.3.2. Розрахунок напівавтоматичних систем управління

Розглянемо найпростішу систему напівавтоматичного управління - штучного демпфера - на прикладі каналу нищпорення. Нехай передавальна функція льотчика визначається виразом

$$W_n(p) = \frac{e^{-\tau_n p}}{T_n p + 1}, \quad (101)$$

де τ_n - час «реакції» льотчика, т. е. час чистого запізнювання;

T_n - постійна часу льотчика.

Сигнал по похідній, необхідний для збільшення коефіцієнта відносного демпфірування замкнутої системи, вводиться в закон управління, минаючи льотчика:

$$\Delta\delta_H = W_n(p)(\Delta\psi - \Delta\psi_3) + k_{\psi p} p \Delta\psi. \quad (102)$$

Скористаємося спрощеною функцією передачі літака (29), що не враховує вплив бічних сил, і побудуємо структурну схему замкнутої системи (див. Рис. 39).
Передавальна функція внутрішнього контуру

$$\Phi_1(p) = -\frac{-k_{\psi}^{\delta_3}(p)}{(T_H^* p^2 + 2\zeta_H^* T_H^* p + 1) - k_{\psi} k_{\psi}^{\delta_H} p} = -\frac{k_{\psi}^{\delta_3}}{T_H^* p^2 + 2\zeta_H T_H^* p + 1}, \quad (103)$$

де $\zeta_H = \zeta_H^* - \frac{k_{\psi} k_{\psi}^{\delta_H}}{T_H^*}$, являє собою коливальний ланка. З огляду на, що негативний, приходимо до висновку, що введення в закон управління додаткового сигналу збільшує демпфірування літака.

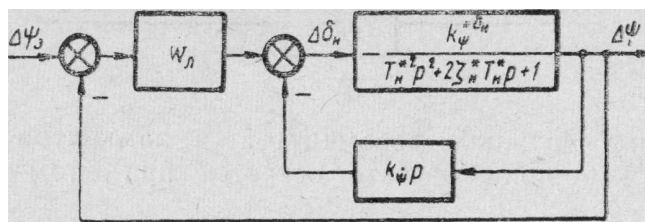


Рис. 39.

Передавальна функція розімкнутої (по зовнішньої зворотного зв'язку) системи має вигляд:

$$W_p(p) = W_n(p)\Phi_1(p), \quad (104)$$

Побудувати логарифмічні частотні характеристики розімкнутої системи по передавальній функції (104) найпростіше шляхом підсумовування частотних характеристик коливальної ланки (103) і частотних характеристик льотчика.

2.4. Амплітудна частотна характеристика льотчика

$|W_x(j\omega)|$ збігається з амплітудною характеристикою аперіодичної ланки а для побудови фазової характеристики льотчика необхідно до фазової характеристики аперіодичної ланки додати додатковий зсув по фазі - [рад], або -57,3 [град], відповідний чистому запізнюванню.

За частотним характеристикам розімкнутої системи уточнюють необхідну величину коефіцієнта; що забезпечує необхідні запаси стійкості по фазі і амплітуді.

Логарифмічні частотні характеристики замкнутої системи, відповідні передавальній функції

$$\Phi_{\psi}^{W_3}(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)}, \quad (105)$$

легко будуються по номограмі замикання (див. додаток).

Частотні характеристики $\Phi_{\psi}^{W_3}(j\omega)$ визначають якість замкнутої системи: показник коливальності, смугу пропускання, що встановилися помилки. За дійсної частини методом трапецеїдальних характеристик будується перехідний процес, від якого досить повно визначає якість замкнутої системи.

2.4.1. Побудова перехідного процесу

Крива перехідного процесу (графік зміни вихідної величини для найбільш характерних режимів роботи) будується зазвичай в заключній частині розрахунку системи регулювання для перевірки правильності вибору структури і параметрів системи.

Методи побудови перехідних процесів можна розбити на дві основні групи. До першої групи входять аналітичні, графоаналитические способи вирішення

диференціальних рівнянь системи рівнянь, з яких найбільшого поширення набув метод, заснований на використанні перетворень Лапласа. Другу групу складають методи, засновані на використанні частотних характеристик систем автоматичного управління. Тут найбільш відомим є метод побудови кривої перехідного процесу за допомогою так званих трапецеїдальних речових частотних характеристик.

При використанні операційного методу завдяки алгебраїзації диференціальних рівнянь системи автоматичного рівнянь істотно спрощується процес складання рівнянь систем автоматичного управління, який зводиться до визначення передавальних функцій окремих ланок і перетворення структурних схем. Після визначення передавальної функції замкнутої системи $\Phi(p)$ операторний зображення вихідної величини може бути отримано за відомим зображенню вхідної величини

$$X_{\text{вх}}(p);$$

$$X_{\text{вих}}(p) = \Phi(p)X_{\text{вх}}(p).$$

Як типовий вхідного впливу $x_{\text{вх}}(t)$ найчастіше застосовується вплив у вигляді одиничної (ступінчастою) функції часу

$$x_{\text{вх}}(t) = 1(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \geq 0, \\ 0 & \text{при } t < 0, \end{cases}$$

операторний зображення якої по Лапласа

$$X_{\text{вх}}(p) = \frac{1}{p}.$$

Таким чином, якщо відома передатна функція замкнутої системи $\Phi(p)$ і задано вхідний вплив, то визначення перехідного процесу зводиться до знаходження оригіналу $X_{\text{вих}}(t)$ по його операторному зображенню $X_{\text{вих}}(p)$. При цьому повинні бути задані початкові умови, які зазвичай в САУ польотом є нульовими. Для знаходження оригіналів можуть бути використані таблиці операторних зображення за допомогою. Застосування таблиць дозволяє уникнути трудомісткої процедури визначення постійних інтегрування, необхідної при використанні класичних методів рішення диференціальних рівнянь, але не позбавляє від необхідності знаходження коренів характеристичного рівняння.

Побудова кривої перехідного процесу за допомогою трапецеїдальних речових частотних характеристик засноване на використанні зв'язку між функцією $x_{ВИХ}(t)$, яка визначає перехідний процес, і частотної характеристикою $P(\omega)$, що представляє собою матеріальну частину комплексного вираження

$$\Phi(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega),$$

одержуваного підстановкою $p = j\omega$ в передавальну функцію замкненої системи $\Phi(p)$.

Якщо вхідний вплив являє собою одиничний стрибок, то перехідний процес (перехідну функцію) можна визначити за такою формулою:

$$x_{вих}(t) = h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{P(\omega) \sin \omega t}{\omega} d\omega, \quad (119)$$

де $P(\omega)$ — речова частотна характеристика по вхідному впливу.

Інтегрування виразу (119) представляє великі труднощі. Тому зазвичай використовується наближене рішення. Для цієї мети вводиться поняття типовий одиничної трапецеїдальної речової характеристики (рис. 40). Інтегрування виразу (119) представляє великі труднощі. Тому зазвичай використовується наближене рішення. Для цієї мети вводиться поняття типовий одиничної трапецеїдальної речової характеристики (рис. 40).

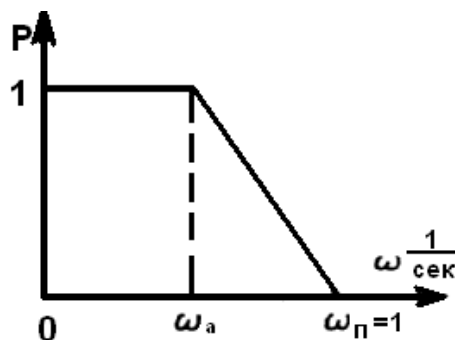


Рис. 40

$$\omega_H \left[\frac{1}{\text{сек}} \right] = 1.$$

Одинична трапеція має висоту, рівну одиниці, і частоту зрізу

Одинична трапеція характеризується частотою зламу, яка визначає коефіцієнт

$$\text{нахилу трапеції} \quad \kappa = \frac{\omega_a}{\omega_H}.$$

1. Для одиничних трапецій з різними коефіцієнтами нахилу за висловом (119) може бути обчислена функція $X_{\text{вих}}(t)$, яку називають h -функцією. Таблиці h -функцій для різних коефіцієнтів нахилу, що лежать в межах $0 \ll 1$, наведені у додатку. По таблиці для кожного коефіцієнта нахилу одиничної трапеції може бути побудована функція часу, де t - безрозмірний час, відповідне одиничної трапецеидальной характеристики.

2. Метод побудови кривої перехідного процесу полягає в наступному. Речову частотну характеристику досліджуваної системи розбивають на ряд трапецій, при додаванні яких виходить вихідна характеристика. Потім для кожної трапеції визначають коефіцієнт нахилу. При відомому коефіцієнті нахилу за таблицями (див. Додаток) будуються h -функції для кожної трапеції.

3. Криву перехідного процесу знаходять підсумовуванням побудованих h -функцій з урахуванням правил масштабів:

4. Ординати кожної h -функції необхідно помножити на висоту відповідної трапеції, так як h -функції побудовані для одиничної трапеції. При цьому слід враховувати знак висоти.

5. Перед складанням треба змінити масштаб часу кожної трапеції:

$$t = \frac{\tau}{\omega_H} [\text{сек}].$$

За речовій частотній характеристиці $P(\omega)$ можна знайти граничні значення вихідної величини. Статична відхилення $X_{\text{вих}}(0)$ регульованої величини при одиничному стрибку зовнішнього впливу одно початкового значення речовій частотній характеристиці $P(0)$. Якщо мова йде про стрибок задає впливу, то $P(0)$ повинна дорівнювати або 1, або деякого k_0 , якщо система повинна відтворювати

1. в логарифмічному масштабі, т. е. наносять позначки, відповідні, а близько відміток пишуть саме значення частоти в рад / сек. Для цього зазвичай використовується спеціальна напівлогарифмічний папір. Однак можна застосовувати і міліметровий папір. По осі ординат відкладають модуль в децибеллах (дб). Вісь ординат може перетинати вісь абсцис (вісь частот) в довільному місці. Слід врахувати, що точка лежить на осі частот зліва в нескінченності (0). Тому вісь ординат проводять так, щоб праворуч від неї можна було показати весь хід ЛАЧХ. Як буде показано нижче, для цього необхідно провести вісь ординат лівіше найменшій сполученої частоти. Для побудови ЛФЧХ використовується та ж вісь абсцис (вісь частот). По осі ординат відкладають фазу в градусах в лінійному масштабі. Головним достоїнством логарифмічних амплітудних частотних характеристик є можливість побудови їх практично без обчислювальної роботи. У тих випадках, коли частотна передаточна функція може бути представлена у вигляді твору передавальних функцій стандартних ланок, результуюча ЛАЧХ може бути знайдена підсумовуванням ординат, відповідних окремим співмножником. Часто результуюча ЛАЧХ може бути наближено побудована у вигляді так званої асимптотической ЛАЧХ, що представляє собою сукупність відрізків прямих ліній з нахилами, кратними величині 20 дб / сек.

Розглянемо логарифмічні частотні характеристики типових ланок.

Пропорційне ланка. Відомо, що частотна передаточна функція цієї ланки має вигляд

$$W(j\omega) = k_0,$$

тогда

$$L(\omega) = 20\lg|W| = 20\lg k_0.$$

ЛАЧХ являє собою пряму, паралельну осі абсцис (пряма 1 на рис. 48). ЛФЧХ $\varphi(\omega) = 0$.

2.4.3. Інтегруюча ланка

$$W(j\omega) = \frac{k_1}{j\omega} = \frac{k_1}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad L(\omega) = 20\lg|W| = 20\lg \frac{k_1}{\omega} = 20\lg k_1 - 20\lg \omega.$$

ЛАЧХ має вигляд прямої з нахилом -20 дБ / дек, т. Е. При зміні частоти в 10 разів зменшується на 20дБ (пряма 2 рис. 48). Графік для інтегруючого ланки перетинає вісь абсцис при частоті зрізу. ЛФЧХ інтегруючого ланки $\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}$.

2.4.4. Диференціюючі ланка

Розглянемо три типи диференціюють ланок.

а) $W(j\omega) = jk_3\omega = k_3\omega e^{j\frac{\pi}{2}}$.

Тоді

$$L(\omega) = 20\lg|W| = 20\lg k_3 + 20\lg \omega.$$

Неважко бачити, що це - пряма лінія, що проходить через точку $\omega = 1 \text{сек}^{-1}$ і $L(\omega) = 20\lg k_3$ і має нахил $+20$ дБ / дек. Ця пряма може бути побудована також за частотою зрізу $\omega_{cp} = \frac{1}{k_3}$ (Пряма 3 на рис. 48). ЛФЧХ для диференціруючого ланки

матиме вид $\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2}$.

б) $W(j\omega) = k(1 + j\omega T)$.

Тоді $L(\omega) = 20\lg k + 10\lg[1 + (\omega T)^2]$.

Ця залежність показана на рис. 49 пунктиром. Асимптотична характеристика визначається рівняннями:

$$L_a(\omega) = \begin{cases} 20\lg k & \text{при } \omega T < 1, \\ 20\lg k + 20\lg \omega T & \text{при } \omega T > 1. \end{cases}$$

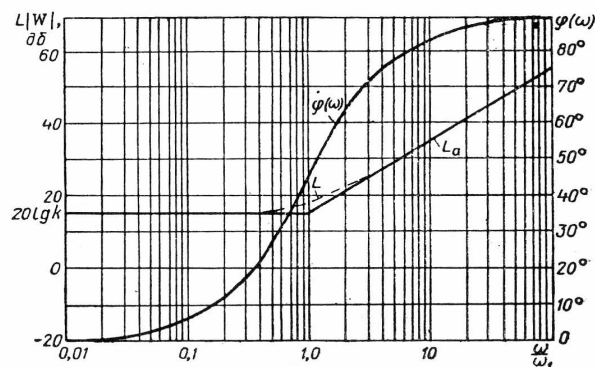


Рис. 49

ЛФЧХ дифференцирующего ланки визначається виразом

$$\varphi(\omega T) = \operatorname{arctg} \omega T.$$

Як видно, ЛАЧХ і ЛФЧХ (рис. 49) інверсний характеристикам аперіодичної ланки (рис. 50).

в) Дифференцирующее ланка другого порядку:

$$W(j\omega) = k[(j\omega T)^2 + 2\zeta Tj\omega + 1],$$

$$L(\omega) = 20\lg k + 10\lg[1 - (\omega T)^2]^2 + 4\zeta^2(\omega T)^2].$$

Асимптотичні характеристики визначаються рівняннями:

$$L_a(\omega T) = \begin{cases} 20\lg k & \text{при } \omega T < 1, \\ 20\lg k + 40\lg \omega T & \text{при } \omega T > 1. \end{cases}$$

ЛФЧХ дифференцирующего ланки другого порядку визначається виразом

$$\varphi(\omega T) = \operatorname{arctg} \frac{2\zeta\omega T}{1 - (\omega T)^2}.$$

ЛАЧХ і ЛФЧХ дифференцирующего ланки другого порядку також інверсний характеристикам коливального ланки (див. Рис. 51 і 52).

2.4.5. Аперіодичної ланки

Частотна передаточна функція цієї ланки має вигляд

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

Тоді

$$L(\omega) = 20\lg|W| = 20\lg k - 10\lg[1 - (\omega T)^2].$$

Ця залежність показана на рис. 50 пунктиром і позначена L.

При побудові логарифмічних характеристик користуються їх асимптотическими приближеннями. Для аперіодичної ланки асимптотичне

наближення виходить шляхом заміни точної характеристики двома асимптотами при

$$0 < \omega T \leq 1 \text{ і при } \omega T > 1.$$

Перша асимптота виходить шляхом відкидання $(\omega T)^2$ в вираженні для $L(\omega)$, а

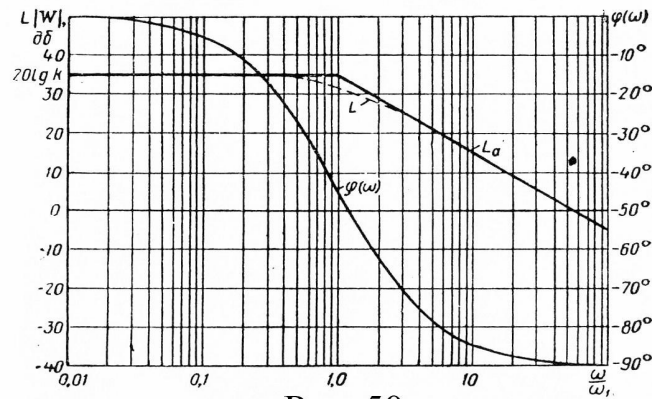


Рис. 50

друга - шляхом відкидання одиниці. Таким чином, асимптотична характеристика описується двома рівняннями:

$$L_a(\omega) = \begin{cases} 20 \lg k & \text{при } \omega T \leq 1, \\ 20 \lg k - 20 \lg \omega T & \text{при } \omega T > 1. \end{cases}$$

На рис. 50 характеристика показана суцільною лінією (паралельної осі абсцис при $0 < \omega T \leq 1$ і має нахил -20 дБ / дек при $\omega T > 1$).

Різниця між точною характеристикою $L(\omega T)$ і асимптотической є поправку до асимптотической характеристики. Найбільша похибка має місце при $\omega T = 1$ і становить -3 дБ.

ЛФЧХ аперіодичної ланки визначається виразом

$$\varphi(\omega T) = -\arctg \omega T \quad (\text{рис. 50}).$$

2.4.6 Коливальна ланка

$$W(j\omega) = \frac{k}{(j\omega T)^2 + 2\zeta T j\omega + 1}.$$

Тоді

$$L(\omega) = L|W| = 20 \lg k + 10 \lg [1 - (\omega T)^2]^2 + 4 \zeta^2 (\omega T)^2$$

Поблизу точки резонансу ця характеристика сильно залежить від коефіцієнта щодо демпфірування, проте далеко від резонансної частоти характеристики практично не залежать від (рис. 51). Для коливальних ланок

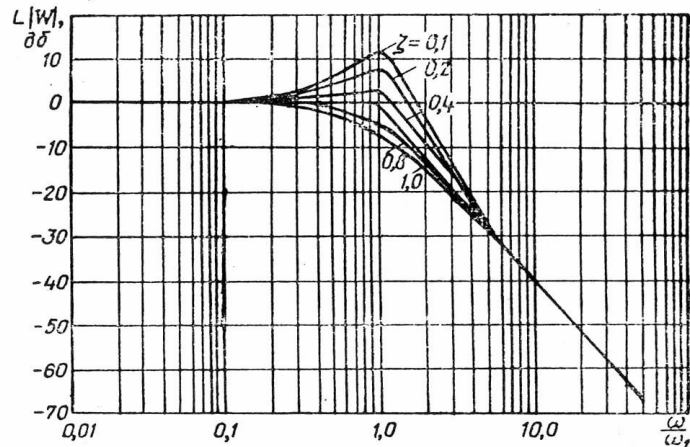


Рис. 51

користуються асимптотическими характеристиками:

$$L_a(\omega T) = \begin{cases} 20 \lg k & \text{при } \omega T < 1, \\ 20 \lg k - 40 \lg \omega T & \text{при } \omega T > 1. \end{cases}$$

ЛФЧХ коливальної ланки визначається виразом

$$\varphi(\omega T) = -\arctg \frac{2\zeta\omega T}{1 - (\omega T)^2} \quad (\text{рис. 52}).$$

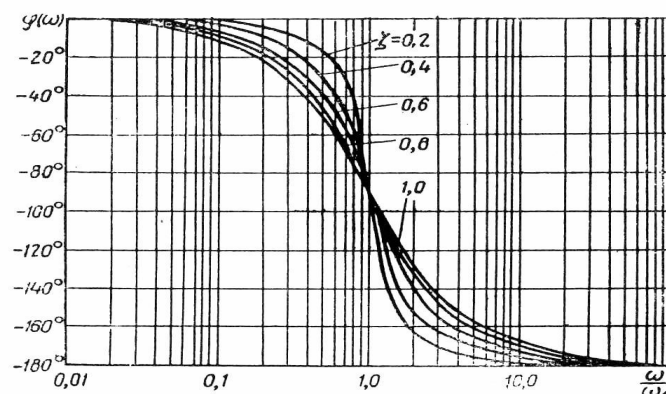


Рис. 52

Запізнююча ланка. Передавальна функція має вигляд:

$$W(p) = e^{-p}; \quad W(j\omega) = e^{-j\tau\omega};$$

$$L(W) = 0;$$

$$\varphi(\omega) = -\tau\omega[\text{рад}] = -57,3\omega[\text{град}].$$

Для ланки чистого запізнювання ЛАЧХ проходить по осі абсцис, так як і.

Приклад 1. Побудувати асимптотические логарифмічні частотні характеристики розімкнутої системи з астатизмом першого порядку, для якої передавальна функція має вигляд

$$W(p) = \frac{(4,5p + 3,6)(0,25p + 1)}{p(p^2 + 1,8p + 5,14)(0,1p + 1)}.$$

Наведемо співмножники передавальної функції до стандартного вигляду:

$$W(p) = \frac{3,6(1,25p + 1)(0,25p + 1)}{5,14p(0,195p^2 + 0,351p + 1)(0,1p + 1)} = \frac{0,7(1,25p + 1)(0,25p + 1)}{p(0,441^2 p^2 + 2 \cdot 0,4 \cdot 0,441p + 1)(0,1p + 1)}.$$

Підставивши замість, отримаємо вираз для частотної передавальної функції:

$$W(j\omega) = \frac{0,7(1,25j\omega + 1)(0,25j\omega + 1)}{j\omega(0,441^2(j\omega)^2 + 2 \cdot 0,4 \cdot 0,441j\omega + 1)(0,1j\omega + 1)}.$$

Визначимо сполучають частоти, які протилежні за величиною коефіцієнтів при (постійним часу).

маємо:

$$T_1 = 1,25\text{сек}; \quad T_2 = 0,441\text{сек}; \quad T_3 = 0,25\text{сек}; \quad T_4 = 0,1\text{сек};$$

$$\omega_1 = 0,8\text{сек}^{-1}; \quad \omega_2 = 2,25\text{сек}^{-1}; \quad \omega_3 = 4\text{сек}^{-1}; \quad \omega_4 = 10\text{сек}^{-1}.$$

Відзначимо, що сполучають частоти,, на осі частот (мал. 53). З виразу видно, що система

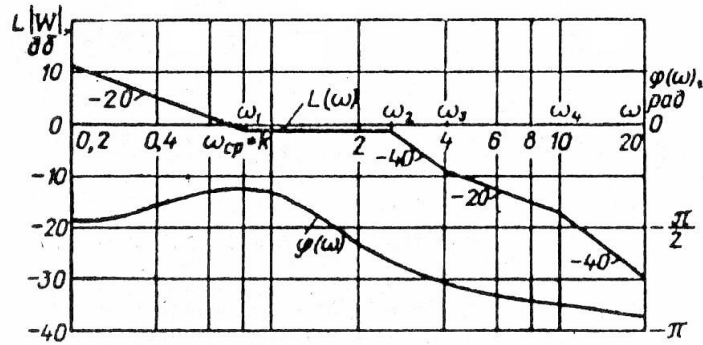


Рис. 53

складається з інтегруючої ланки, коливальної та однієї аперіодичної ланки, а також з двох диференціальних ланок. Побудова асимптотичної ЛАЧХ починають з області найнижчих частот. Якщо частота менше першої сопрягающей частоти, то що відповідає прямій з нахилом -20 дБ / дек, що проходить точку з координатами; . Цю пряму (першу асимптоту) необхідно провести в низькочастотній області до першої сопрягающей частоти. Так як ця сполучаються частота відповідає диференціюється ланці, необхідно «поламати» ЛАЧХ на 20 дБ / дек вгору, т. Е. Провести наступну пряму паралельно осі абсцис до частоти. На цій частоті проводимо пряму з нахилом -40 дБ / дек (коливальній ланка) до частоти, потім проводимо асимптоти з нахилом -20 дБ / дек (дифференцирующее ланка) до частоти і, нарешті, проводимо пряму з нахилом -40 дБ / дек (аперіодическое ланка). Користуючись кривою поправок (див. Рис. 51), уточнюємо характеристику коливальної ланки.

Вираз для фазової частотної характеристики має вигляд

$$\varphi(\omega) = -90^\circ + \arctg \omega T_1 - \arctg \frac{2\zeta \omega T_2}{1 - (\omega T_2)^2} + \arctg \omega T_3 - \arctg \omega T_4.$$

ЛФЧХ можна збудувати не в результаті обчислень, а більш простим шляхом, використовуючи нормовані характеристики стандартних ланок (див. Рис. 49-52).

Складемо таблицю:

ω	$\frac{\omega}{\omega_1}$	$\varphi_1^0(\omega)$	$\frac{\omega}{\omega_2}$	$\zeta = 0,4$ $\varphi_2^0(\omega)$	$\frac{\omega}{\omega_3}$	$\varphi_3^0(\omega)$	$\frac{\omega}{\omega_4}$	$\varphi_{\text{шт}}^0(\omega)$	$\varphi(\omega)$

								$\varphi_4^0(\omega)$		
0,1	0,125	7	0,044	-3	0,025	2	0,0 1	-0	-90	-84
0,5	0,625	30	0,220	-9	0,125	7	0,0 5	-2	-90	-64
1,0	1,250	47	0,445	-25	0,250	15	0,1 0	-4	-90	-57
5,0	6,250	79	2,220	-155	1,250	47	0,5 0	-30	-90	-149
10, 0	12,50 0	85	4,450	-170	2,500	65	1,0 0	-45	-30	-155
50, 0	62,50 0	88	22,20 0	-178	12,50 0	85	5,0 0	-78	-90	-173

і побудуємо сумарну фазову характеристику (рис. 53).

Таким чином, можна сформулювати такі правила побудови логарифмічною амплітудної характеристики:

1. Спочатку визначаємо сполучають частоти, ..., і відзначаємо їх на осі абсцис.
2. Потім проводимо низкочастотну асимптоту логарифмічною амплітудної характеристики, що представляє собою при пряму з нахилом -20 дб на декаду, де - порядок астатизма системи. Ця пряма при повинна мати ординату, рівну, де - коефіцієнт передачі (в разі $= 0$ проводиться пряма паралельно осі частот на висоті до першої сопрягающей частоти).

3. Після кожної з сполучають частот змінюємо нахил характеристики в порівнянні з тим нахилом, який вона мала до розглянутої сопрягающей частоти, в залежності від того, яким ланці ця сполучаються частота відповідає. Нахил змінюється на -20 дб, -40 дб і $+20$ дб на декаду відповідно у випадках

апериодического, коливального та дифференцирующего ланок першого порядку і +40 дБ / дек в разі дифференцирующего ланки другого порядку.

4. Користуючись кривими поправок (див. Рис. 51), уточнюємо вид отриманої таким чином логарифмічною амплітудної характеристики. ЛФЧХ системи визначається підсумовуванням ЛФЧХ окремих ланок, що входять в дану систему.

2.4.7. Зв'язок між частотними характеристиками замкнутої і розімкнутої системи

Взаємний зв'язок між частотними характеристиками замкнутої і розімкнутої системи з одиничною зворотним зв'язком визначається виразом

$$\Phi(j\omega) = \frac{W_p(j\omega)}{1 + W_p(j\omega)}. \quad (123)$$

Представимо $\Phi(j\omega)$ в наступному вигляді:

$$\Phi(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega); \quad (124)$$

$$\Phi(j\omega) = A(\omega)e^{j\psi(\omega)}. \quad (125)$$

Функції $P(\omega)$, $Q(\omega)$, $A(\omega)$, $\psi(\omega)$ називаються відповідно речової, уявної, амплітудної і фазової частотними характеристиками замкнутої системи.

Так само

$$W_p(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega); \quad (126)$$

$$W_p(j\omega) = H(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \quad (127)$$

Функції $U(\omega)$, $V(\omega)$, $H(\omega)$, $\varphi(\omega)$ називаються речової, уявної, амплітудної і фазової частотними характеристиками розімкнутої системи.

Припустимо, що відомі частотні характеристики розімкнутої системи (126) і (127). Потрібно знайти частотну характеристику замкнутої системи. Підставляючи формули (124) і (126) в вираз (123) і відокремлюючи речову і уявну частини, знаходимо:

$$P(\omega) = \frac{U(\omega)[1+U(\omega)]+V^2(\omega)}{[1+U(\omega)]^2+V^2(\omega)}. \quad (128)$$

Підставляючи у вираз (123) формули (125) і (126), знаходимо:

$$Ae^{j\psi} = \frac{U + jV}{1 + U + jV}. \quad (129)$$

Звідки після перетворень отримуємо:

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{U^2(\omega) + V^2(\omega)}{[1 + U(\omega)]^2 + V^2(\omega)}}; \quad (130)$$

$$\psi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{V(\omega)}{U(\omega)[1 + U(\omega)] + V^2(\omega)}. \quad (131)$$

За формулами (128), (130) і (131) можна знайти,.. Однак на практиці для вирішення цього завдання більш зручно користуватися не числовими розрахунками, а спеціальними номограмами.

Оригінали зображень функцій

Таблиця містить невелику кількість функцій і їх зображень, необхідних для побудови перехідних процесів окремих варіантів курсових робіт.

№	$F(p)$	$f(t)$ при $t > 0$
1	2	3
1	$\frac{1}{p}$	$1(t)$, одиничний скачок $1(t) = \begin{cases} 0; & t \geq 0 \\ 1; & t > 0 \end{cases}$
2	1	$\delta(t) = 1'(t)$, дельта-функція
3	$\frac{1}{p^2}$	$1(t) \cdot t$

4	$\frac{1}{(p+\alpha)^2 + \beta^2}$	$\frac{1}{\beta} e^{-\alpha t} \sin \beta t$
5	$\frac{p+a_0}{(p+\alpha)^2 + \beta^2}$	$\frac{1}{\beta} \sqrt{(a_0-\alpha)^2 + \beta^2} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \psi),$ где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{a_0-\alpha}$
6	$\frac{1}{p[(p+\alpha)^2 + \beta^2]}$	$\frac{1}{\beta_0^2} + \frac{1}{\beta_0 \beta} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \psi),$ где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{-\alpha}; \beta_0^2 = \alpha^2 + \beta^2$
7	$\frac{p+a_0}{p[(p+\alpha)^2 + \beta^2]}$	$\frac{a_0}{\beta_0^2} + \frac{1}{\beta_0 \beta} \sqrt{(a_0-\alpha)^2 + \beta^2} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \psi),$ где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{a_0-\alpha} - \operatorname{arctg} \frac{\beta}{-\alpha}; \beta_0^2 = \alpha^2 + \beta^2$
8	$\frac{1}{(p+\gamma)[(p+\alpha)^2 + \beta^2]}$	$\frac{e^{-\gamma t}}{(\gamma-\alpha)^2 + \beta^2} + \frac{1}{\beta \sqrt{(\gamma-\alpha)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \psi),$ где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{\gamma-\alpha}$
9	$\frac{p+a_0}{(p+\gamma)[(p+\alpha)^2 + \beta^2]}$	$\frac{a_0-\gamma}{(\alpha-\gamma)^2 + \beta^2} e^{-\gamma t} + \frac{1}{\beta} \sqrt{\frac{(a_0-\alpha)^2 + \beta^2}{(\gamma-\alpha)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \psi),$ где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{a_0-\alpha} - \operatorname{arctg} \frac{\beta}{\gamma-\alpha}$
10	$\frac{1}{p(p+\gamma)[(p+\alpha)^2 + \beta^2]}$	$\frac{1}{\gamma \beta_0^2} - \frac{1}{\gamma [(\alpha-\gamma)^2 + \beta^2]} e^{-\gamma t} + \frac{1}{\beta \beta_0 \sqrt{(\gamma-\alpha)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \psi),$ где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{-\alpha} + \operatorname{arctg} \frac{\beta}{\gamma-\alpha};$ $\beta_0^2 = \alpha^2 + \beta^2$
11	$\frac{p+a_0}{p(p+\gamma)[(p+\alpha)^2 + \beta^2]}$	$\frac{a_0}{\gamma \beta_0} + \frac{\gamma-a_0}{\gamma [(\alpha-\gamma)^2 + \beta^2]} e^{-\gamma t} + \frac{1}{\beta \beta_0} \sqrt{\frac{(\alpha_0-\alpha)^2 + \beta^2}{(\gamma-\alpha)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \psi),$ где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{a_0-\alpha} - \operatorname{arctg} \frac{\beta}{\gamma-\alpha} - \operatorname{arctg} \frac{\beta}{-\alpha};$ $\beta_0^2 = \alpha^2 + \beta^2$

Тут α -дійсна;

ν -уявна частина комплексного полюса;

r -речовинний полюс;

a_0 -речовинний нуль.

Г. Завдання по дипломній роботі

Вважаючи, що вектор швидкості є нерухомим ($\Delta\psi = \Delta\beta_c$) і відсутній рух крену, розглянути окремий випадок руху нишпорення літака, керованого автопілотом:

$$p\Delta\delta_n = (k_{\psi}^{**}p^2 + k_{\psi}^*p + k_{\psi})\Delta\psi$$

1. Скласти структурну схему замкненої системи і визначити передавальні числа

($K_{\psi}^{=03}$) відповідають таким вимогам до динамічних характеристик замкненої системи:

а) для варіантів 86 - 90. Встановлена помилка по нишпоренню при лінійно змінюваному моменті M_y [кг.м] = 5. 103 t (t - час, сек) повинна бути менше 0,01

радий;

б) запаси стійкості розімкнутої системи повинні бути: по амплітуді $m_a \geq 10$ і по фазі $m_\phi \geq 25^\circ$

2. Побудувати амплітудною частотною характеристикою замкненої системи по обурює моменту.

3. Побудувати перехідний процес $\Delta\psi(t)$ при ступінчастому збуренні $M_y = 5000$ кг.м.

4. Визначити, як вплине на перехідний процес виключення із законів управління сигналів

$$k_{\psi}^{**} p^2 \Delta \psi$$

Вихідні дані для розрахунків по дипломній роботі

Варіанти	b_{11}	b_{12}	b_{14}, b_{43}	b_{21}, b_{23}	b_{22}, b_{24}	b_{23}	b_{31}	b_{32}	b_{33}	W_0	c_3	c_4	T_3
61,66,71,76 , 81,86,91,96 ,	- 0,25	0,08	0,12	-6,0	-8,0	-2,5	-7,5	-0,01	-0,9	11 0	$5 \cdot 10^{-5}$	$8 \cdot 10^{-6}$	0,1
62,67,72,77 , 82,87,92,97 ,	-0,2	0,09	0,1	-7,0	-7,0	-2,0	-8,0	- 0,012	-1,0	12 0	$5 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-6}$	0,12
63,68,73,78 , 83,88,93,98 ,	- 0,15	0,1	0,1	-7,5	-6,0	-1,5	-9,0	- 0,014	-1,1	10 0	$6 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-6}$	0,12
64,69,74,79 , 84,89,94,99 ,	-0,2	0,1	0,08	-8,0	-7,5	-2,0	-10	- 0,016	-1,2	10 0	$7 \cdot 10^{-5}$	$8 \cdot 10^{-6}$	0,08
65,70,75,80 , 85,90,95,00	-0,3	0,12	0,15	-9,0	-8,5	-2,0	-9,0	- 0,018	-1,0	90	$7 \cdot 10^{-5}$	$9 \cdot 10^{-6}$	0,1

РОЗДІЛ 3

РІШЕННЯ МЕТОДИ ІНТЕГРОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ РУХУ РИСКАННЯ ЛІТАКА

У дипломній роботі скористаємося функцією передачі літака (36), що не враховує вплив бічних сил, і побудуємо структурну схему замкнутої системи (див. Рис. 36).

Структурну схему замкнутої системи управління можна представити у вигляді

Схеми:

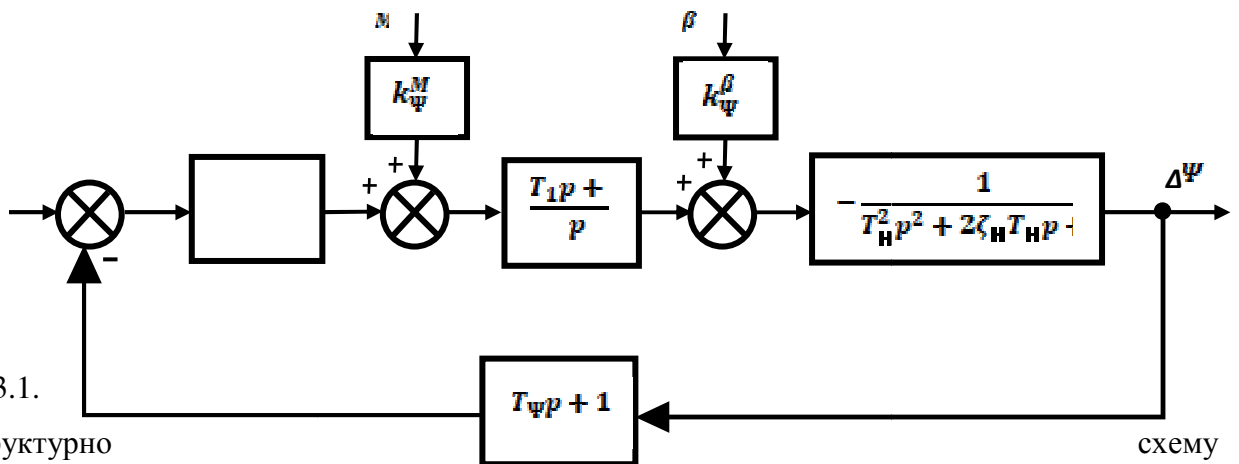


Рис. 3.1.

Структурно

замкнутої системи

схему

Рух рискання можна описати такою системою рівнянь:

$$\begin{aligned} (p - b_{11})\Delta\beta_c - \Delta\omega_y &= b_{11}\beta_B \\ -b_{31}\Delta\beta_c + (p - b_{33})\Delta\omega_y &= b_{31}\beta_B + b_H\Delta\delta_H + c_4M_y \\ -b_{53}\Delta\omega_y + p\Delta\psi &= 0 \end{aligned}$$

З автопілотом:

$$\begin{aligned} (p - b_{11})\Delta\beta_c - \Delta\omega_y &= b_{11}\beta_B \\ -b_{31}\Delta\beta_c + (p - b_{33})\Delta\omega_y &= b_{31}\beta_B + b_H\Delta\delta_H + c_4M_y \\ -b_{53}\Delta\omega_y + p\Delta\psi &= 0 \end{aligned}$$

Кафедра АКСУ

НАУ 21 05 91 000 ПЗ

Виконав				Рішення методи інтегрованого проектування руху літання	Літера	Аркуш	Аркушіє
Керівник							
Консульт.							
Н-контроль							53
Зав. Каф.							

Запишемо головний визначник передавальної функції, з якого знайдемо її

характеристичний поліном:

$$\Delta H = \begin{vmatrix} p-b_{11} & -1 & 0 & 0 \\ -b_{31} & p-b_{33} & 0 & -b_H \\ 0 & -b_{53} & p & 0 \\ 0 & 0 & k_{\psi} p^2 + k_{\psi k} + K_{\psi} & -p \end{vmatrix} = (p-b_{11}) \begin{vmatrix} p-b_{33} & 0 & -b_H \\ -b_{53} & p & 0 \\ 0 & k_{\psi} p^2 + k_{\psi k} + K_{\psi} & -p \end{vmatrix} +$$

$$+ \begin{vmatrix} -b_{31} & 0 & -b_H \\ 0 & p & 0 \\ 0 & k_{\psi} p^2 + k_{\psi k} + K_{\psi} & -p \end{vmatrix} = -p^4 - 3.57p^3 + (-8.33 - 8.08k_{\psi k})p^2 + (-8.08k_{\psi} - 2.02k_{\psi k})p - 2.02k_{\psi}$$

Тепер знайдемо приватний визначник, чисельник ПФ:

$$\Delta H = \begin{vmatrix} p-b_{11} & -1 & 0 & 0 \\ -b_{31} & p-b_{33} & c_4 & -b_H \\ 0 & -b_{53} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \end{vmatrix} = -8.08 \cdot 10^{-6} p^2 - 2.02 \cdot 10^{-6} p$$

Визначимо коефіцієнт k_{ψ} , що забезпечує задану статичну помилку $\Delta u_{уст}$ при $Mz(t) = M_{z0} = 5000$. Для цього скористаємося теоремою про граничні значення зображення і оригіналу функції $\Delta u(t)$:

$$\Delta u_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_v^{Mz}(p) M_{z0}/p,$$

где M_{z0}/p - зображення функції M_{z0} ;

$$\Delta v_{уст} = \frac{M_{z0}}{k_{\psi}}$$

Після підстановки чисельних значень отримаємо:

$$K_{\psi} \geq \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0.01} = 0.5$$

Уточнимо значення k_0 і визначимо передавальне число k_0 , користуючись методом стандартних перехідних характеристик. Після підстановки чисельних значень передавальна функція замкнутої системи по моменту матиме вигляд:

$$\Phi_{\vartheta}^{M_z}(p) = \frac{2,5 \cdot 10^{-5} p^2 + 1,25 \cdot 10^{-5} p}{p^4 + (1,2 + 4k_{\vartheta})p^3 + (4,8 + 4k_{\vartheta} + 4k_{\vartheta})p^2 + (4k_{\vartheta} + 4k_{\vartheta} + 0,8)p + 0,5} =$$

$$= 10^{-5} \cdot \frac{2,5p^2 + 2,5p}{p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0} = 10^{-5} \cdot \frac{b_1p^2 + b_0p}{p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0},$$

Як видно з передавальної функції $\Phi_U^{Mz}(p)$, система автоматичного управління є астатическою по відношенню до обурює моменту. Для визначення передавальних чисел вимагатимемо виконання співвідношення:

$$10^{-5} \frac{b_1p + b_0}{p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0} = 10^{-5} \frac{\omega_0^2}{p^3 C_2 \omega_0 p^2 + C_1 \omega_0^2 p^2 + \omega_0^2}$$

$$b_0 = 2.02$$

$$b_1 = 8.08$$

$$a_0 = 2.02k_{\psi}$$

$$a_1 = 2.02k_{\psi} + 8.08k_{\psi}$$

$$a_2 = 8.08 + 8.08k_{\psi}$$

$$a_3 = 3.57$$

Після приведення до спільного знаменника, прирівнюючи коефіцієнти з однаковими ступенями p , отримуємо систему рівнянь.

$$a_2 = b_0 \frac{1}{\omega_0^2} + b_1 \frac{C_2}{\omega_0}$$

$$a_2 = b_0 \frac{C_2}{\omega_0} + b_1 C_1$$

$$a_1 = b_0 C_1 + b_1 \omega_0$$

$$a_0 = b_0 \omega_0$$

$$\omega_0 = \sqrt{b_1} = \sqrt{8.08} = 2.84$$

Заданося бажаним перехідним процесом для системи третього порядку рис. 6.

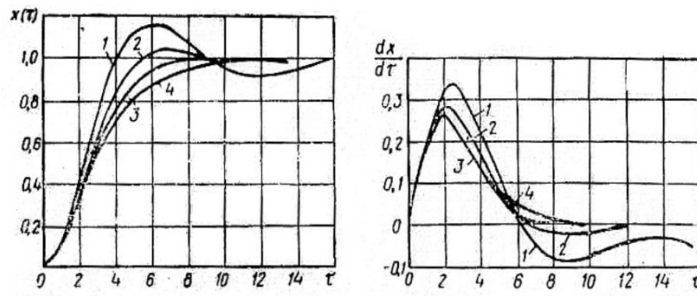


Рис. 3.2.

Виберемо криву 3, для якої $C1 = 3,12$, $C2 = 3,12$. Підставивши чисельні значення, знайдемо стандартні коефіцієнти характеристичного рівняння:

$$a_2 = 27,4з$$

$$a_1 = 29,0з$$

Отже, коефіцієнти:

$$k_{\Psi} = 2.36$$

$$k_{\Psi} = 3.03$$

Для визначення запасів стійкості по фазі і амплітуді потрібно побудувати логарифмічні амплітудно - частотні фазові характеристики розімкнутої системи. Як видно з структурної схеми, передавальна функція розімкнутої системи:

$$W_p(p) = W_v^{\delta B}(p) W_{ap}(p),$$

где $W_v^{\delta B}(p)$ - передавальна функція літака,

$W_{ap}(p)$ – передавальна функція автопілота.

$$W_{\Psi}^{\delta H}(p) = \frac{-k_{\Psi}^{\delta H}(T_1 p + 1)}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1}$$

$$\text{Де } T_1 = -\frac{1}{b_{11}}; \quad T_H^* = \frac{1}{\sqrt{d_2}}; \quad \zeta_H = \frac{d_1}{2\sqrt{d_2}}; \quad k_{\Psi}^{\delta H} = -\frac{b_{52} b_H b_{11}}{d_2}$$

Підставляючи чисельні значення в $W_{\Psi}^{\delta H}(p)$, отримуємо:

$$W_{\psi}^{\delta_H}(p) = \frac{0.26(4p + 1)}{p(0.1296p^2 + 0.1512p + 1)}$$

За умовою закон управління автопілота має вигляд:

$$p\Delta\delta_H = (k_{\psi}p^2 + k_{\psi} + k_{\psi})\Delta\psi$$

Звідки передавальна функція автопілота:

$$W_A = \frac{k_{\psi}p^2 + k_{\psi}p + k_{\psi}}{p} = \frac{0.3p^2 - 3.21p - 2.82}{p}$$

$$W_p = k_{\psi}^{\delta_H}(p)W_A = \frac{0.312p^2 - 3.26p - 3.767p - 0.7332}{0.1296p^4 + 0.1512p^2 + p^2}$$

Запас стійкості розімкнутої системи ми бачимо з графіка: по амплітуді $m_a > 10^\circ$ (нескінченність), по фазі $m_\phi > 25^\circ$ (155).

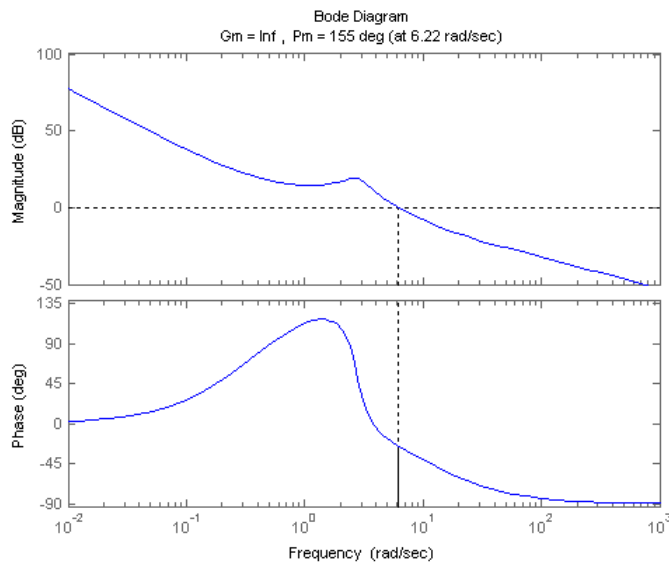


Рис. 3.3. графіка ЛФЧХ для розімкнутої системи по амплітудну

Побудуємо логарифмічну амплітудну характеристику замкнутої системи по обурює моменту. Передавальна функція замкнутої системи має вигляд:

$$\Phi_{\psi}^{My}(p) = W_{\psi}^{My}(p) / (1 + W_p(p)),$$

где $W_{\psi}^{My}(p)$ - передавальна функція літака по My .

$W_p(p)$ - передавальна функція розімкнутої системи.

Після підстановки чисельних значень отримаємо:

$$M_{\Psi}^{M_y} = \frac{8.08 * 10^{-6} p^2 + 2.02 * 10^{-6} p}{p^4 + 3.57 p^3 + 27.4 p^2 + 29.24 p + 6.12}$$

$$\Phi_{\Psi}^{M_y}(p) =$$

$$1.047e-006 s^6 + 1.483e-006 s^5 + 8.385e-006 s^4 + 2.02e-006 s^3$$

$$0.1296 s^8 + 0.9259 s^7 + 2.944 s^6 + 4.644 s^5 - 61.78 s^4 - 169.1 s^3 - 144.1 s^2 - 44.5 s - 4.487$$

Будуємо ЛАЧХ для замкнутої системи:

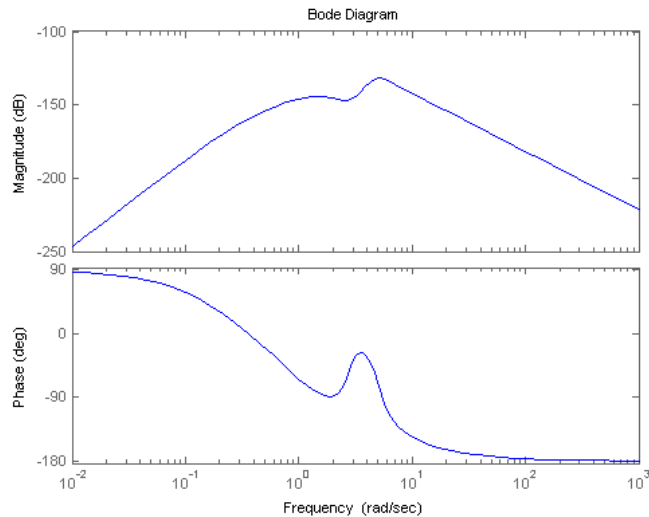


Рис. 3.3. графика ЛАЧХ для замкнутої системи

Будуємо перехідний процес при ступінчастому збуренні $M_y = 5000$ кГ/м

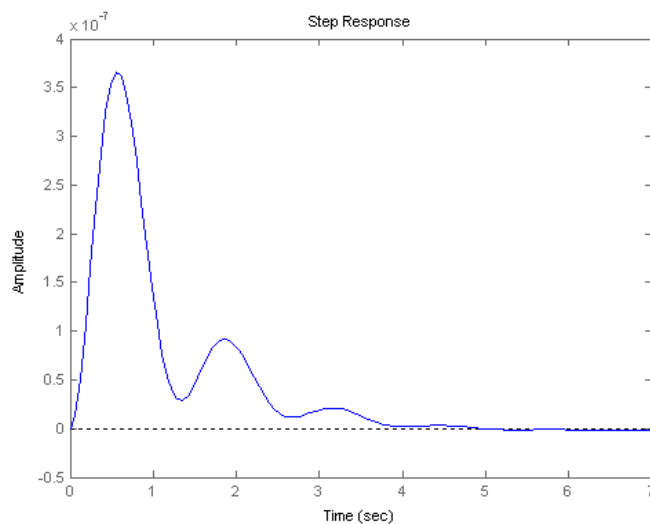


Рис. 3.3. графика перехідний процес

Як бачимо, помилка по нишпоренню менше 0,01

ВИСНОВКИ

В основній частині викладено матеріал, що змістовно і точно визначає об'єкт, предмет, мету та методи виконання дипломної роботи, а саме: Скласти структурну схему замкненої системи і визначити передавальні числа, Розрахунок системи автоматичного управління кутом рискання, пошукати запаси стійкості розімкненої системи по амплітуді, Побудувати амплитудну частотну характеристику замкненої системи по обурює моменту, побудувати перехідний процес та визначити, як вплине на перехідний процес виключення із законів управління сигналів.

Було розглянуто частковий випадок руху рискання літака без ковзання, який керується автопілотом по певному закону. Для цього мною було складено структурну схему системи та визначив невідомі передатні числа автопілоту. При включенні автопілоту, система є стійкою. Перехідний процес при ступінчатому збуренні помилка по нишпоренню менше 0,01 рад. При виключенні із закону управління сигналу, система не втрачає стійкість.

Отримані результати з використанням MATLAB і Simulink дають нам уявлення про те, що може бути. виконання нишпорення при відхиленні в системі управління літаком і, слідуючи принципам цього методу, він може бути використаний для подальшого розвитку в майбутньому, щоб запобігти хаосу під час польоту літака.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Аэромеханика самолета/ Под ред. А.Ф.Бочкарева и В.В. Андриевского. М.: Машиностроение, 1985. 357с. 2.Боднер В.А. Теория автоматического управления полетом. М.: Наука, 1964. 698с.
2. Гусев А.Н., Иттков С.А. Основы теории автоматического управления: Учеб. пособие/ Самар, гос. аэрокосм. ун-т. Самара, 2001. 164с.
3. Блохін Л. М. Статистична динаміка систем управління: Підручник / Л. М. Блохін, М. Ю. Буриченко; Національний авіаційний університет. – Київ: Вид-во НАУ, 2003. – 208 с.;
4. Савченко Н.М., Анненков Н.П. Бортовая система управления БСУ - ЗП. М.: Транспорт, 1974. 210с. 14.Репников А.В., Сачков Г.П., Черноморский А.И. Гироскопические системы. М.: Машиностроение, 1983. 320с.
5. Михалев И.А.,Окоемов Б.И. и др. Системы автоматического управления самолетом. М.Машиностроение, 1971. 464с.
6. Попов Е.П. Прикладная теория процессов управления в нелинейных системах. М.: Наука, 1973. 584с.
7. Топчеев Ю.И., Потемкин В.Г., Иваненко В.Г. Системы стабилизации. М.: Машиностроение, 1974. 248с. 16.Шаталов А.С., Топчеев Ю.И., Кондратьев В.С. Летательные аппараты как объекты управления. М.: Машиностроение, 1972. 240с
8. Красовский А.А. Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. М.: Наука, 1973. 560с.
9. Красовский А.А. Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. М.: Наука, 1973. 560с.

ДОДАТКИ

Додаток А

Програмний код система управління рухом рискання літака за статичним законом у MATLAB

Вся програма в Matlab имеет вид

```
Wmom=(10^-6)*tf([8.08 2.02 0],[1 3.57 27.4 29.24 6.12])
```

```
W=0.26*tf([4 1],[0.1296 0.1512 1 0])
```

```
Wa=tf([0.3 -3.21 -2.82],[1 0])
```

```
Wr=W*Wa
```

```
figure(1)
```

```
margin(Wr)
```

```
Wz=Wmom/(1+Wr)
```

```
figure(2)
```

```
bode(Wz)
```

```
figure(3)
```

```
step(Wmom)
```