

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

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ

Завідувач кафедри

д.т.н., професор Тачиніна О.М.

“ ___ ” _____ 2021 р.

**ДИПЛОМНА РОБОТА
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)**

ЗДОБУВАЧА ВИЩОЇ ОСВІТИ ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ «БАКАЛАВР»

Тема: «Система управління рухом никання літака з пілотом в
замкнутому контурі»

Виконавець: _____ Панченко Богдан Петрович _____

Керівник: _____ к. т. н., доцент Троянов Петро Петрович _____

Нормоконтролер: _____ к. т. н., доцент Дивнич Микола Полікарпович _____

Київ 2021

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет аеронавігації, електроніки та телекомунікацій

Кафедра аерокосмічних систем управління

Спеціальність 151 “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології”

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Тачиніна О. М.

" ___ " _____ 2021р

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

Панченка Богдана Петровича

1. Тема дипломної роботи: «Система управління рухом никання літака з пілотом в замкнутому контурі»

затверджена наказом ректора від 12.04.2021 №584/ст.

2. Термін виконання роботи: з «17» травня 2021р. – «15» червня 2021р.

3. Вихідні дані роботи: рух рискання літака, керованого пілотом, припускаючи, що вектор швидкості є нерухомим і відсутній рух крену.

b_{11}	b_{12}	$b_{14},$ b_{43}	$b_{21},$ b_{ϑ}	$b_{22},$ b_H	b_{23}	b_{31}	b_{32}	b_{33}	W_0	c_3	c_4	T_3	b_{53}
-0,2	0,1	0,08	-8,0	-7,5	-2,0	-10	-0,016	-1,2	100	$7 \cdot 10^{-5}$	$8 \cdot 10^{-6}$	0,08	1

4. Зміст пояснювальної записки: огляд літературних джерел за тематикою дипломної роботи. Опис системи та принцип дії її елементів та схеми в цілому. Моделювання та розрахунок САУ. Висновки. Лістинг програми в MATLAB.

5. Перелік обов'язкового графічного матеріалу: графіки вихідних даних, схема, передавальна функція, логарифмічні амплітудо-частотні та фазо-частотні характеристики.

6. Календарний план-графік

№ по р.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1	Видача завдання	17.05	
2	Формування мети та основних завдань дослідження	17.05-20.05	
3	Ознайомлення з літературою, що стосується даної тематики	21.05-25.05	
4	Побудова схеми моделювання	26.05-03.06	
5	Синтез системи	04.06-07.06	
6	Аналіз отриманих результатів	08.06-11.06	
7	Оформлення пояснювальної записки	12.06-17.06	
8	Підготовка презентації та роздаткового матеріалу	18.06-20.06	

7. Дата видачі завдання: “17” травня 2021 р.

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

Завдання прийняв до виконання _____ Панченко Б.П.
(підпис випускника) (П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Система управління рухом нікання літака з пілотом в замкнутому контурі»: сторінки 54, рисунків 25, використаних джерел 5 , додатків 1.

Об'єкт дослідження: рух рискання літака

Предмет дослідження: процес проектування системи руху рискання літака

Мета дипломної роботи: підвищення ефективності розрахунку та моделювання автоматизованих систем управління польотом літака за допомогою MATLAB,

Методи дослідження: методи теорії автоматичного управління за допомогою програмного середовища MATLAB.

Висновки: : в результаті роботи було визначено запаси стійкості, показник коливальності, перерегулювання руху рискання літака, керованого пілотом, припускаючи, що вектор швидкості є нерухомим і відсутній рух крену за допомогою сучасного програмного середовища MATLAB.

Ключові слова: рискання, крен, MATLAB, передавальна функція, коефіцієнт підсилення, закон управління, керуючий вплив, датчик кутової швидкості, частотні характеристики.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1. ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛІТАКА ЯК ОБ'ЄКТА УПРАВЛІННЯ	
1.1. Рух ЛА по крену рискання (нишпорення).....	8
1.2. Динамічні характеристики літака в бічному русі.....	10
1.3. Рух рискання.....	13
РОЗДІЛ 2. ІНЖЕРЕРНІ МЕТОДИ СИНТЕЗУ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ ПОЛЬТОМ	
2.1. Синтез системи.....	19
2.2. Вимоги до систем автоматичного управління польотом і оцінка якості їх роботи.....	20
2.3. Розрахунок систем автоматичного управління польотом частотними методами.....	28
2.4. Розрахунок системи автоматичного управління кутом рискання...32	
2.5. Розрахунок напіваавтоматичних систем управління.....	36
2.6. Побудова перехідного процесу.....	38
РОЗДІЛ 3. ОКРЕМИЙ ВИПАДОК РУХУ РИСКАННЯ РИСКАННЯ ЛІТАКА, КЕРОВАНОГО ПІЛОТОМ,З ЗАДАНОЮ ПЕРЕДАВАЛЬНОЮ ФУНКЦІЄЮ	
3.1. Обчислення руху рискання.....	42
3.2. Побудова частотних характеристик в програмі MATLAB.....	44
3.3. Побудова перехідного процесу.....	47
ВИСНОВКИ.....	49
СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ....	
.....	50
ДОДАТКИ.....	51

ВСТУП

Динаміка польоту літака або аеромеханіка вивчає траєкторії руху літака, а також питання стійкості і керованості його руху. Дослідження траєкторних задач проводиться в припущенні, що літак це матеріальна точка, яка здійснює рух під дією сил, прикладених до всього літака. При дослідженні стійкості і керованості літак розглядається як матеріальне тіло, що рухається під дією моментів цих сил.

Бічний рух літака - це поступальний рух його центру мас в напрямку, перпендикулярному його площині симетрії XOY , а також обертальний рух щодо центру мас навколо осей OX і OY . Нехай вихідним незбуреним рухом літака є прямолінійний усталений горизонтальний політ, а всі сили і моменти, що діють на літак в польоті взаємно врівноважені при відсутності керуючих впливів і зовнішніх збурень. Якщо до літака докласти керуючий вплив або зовнішнє збурення, що викликають його обертання навколо осей OX або OY , або зміщення уздовж осі OZ , то бічний рух літака стане вимушеним, а після зняття керуючого впливу або зовнішнього обурення-власним. З огляду на те що бічний рух супроводжується обертанням щодо двох осей, воно в деякому сенсі складніше, ніж поздовжнє. У загальному випадку при досить великих збуреннях бічний рух викликає істотну зміну параметрів поздовжнього руху, тобто збурений рух літака приймає просторовий характер. Для того щоб розглядати бічний рух ізольовано від поздовжнього, збурення повинні бути малі, тоді бічний і поздовжній рух незалежні один від одного.

Рискання - кутові рухи літального апарату, судна, автомобіля щодо вертикальної осі, а також невеликі зміни курсу вправо або вліво, властиві судну. У динаміці польоту рискання (вірніше, кут рискання) також означає кут повороту корпусу літака в горизонтальній площині, що відраховується від напрямку на північ. Цей кут схожий з курсом, але відраховується строго відповідно до обраної системою координат. Це означає відлік позитивних

кутів проти годинникової стрілки, якщо дивитися зверху. Крім того, звичайний розглянутий діапазон кутів рискання $\pm 180^\circ$.

Курс судна - кут, в площині істинного горизонту, між істинним N (північ) і діаметральною площиною судна. Вимірюється в градусах за годинниковою стрілкою від 0° (т.зв. «чистий норд») до 359° .

РОЗДІЛ 1

ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛІТАКА ЯК ОБ'ЄКТА УПРАВЛІННЯ

1.1. Рух ЛА по крену і рискання (нишпорення)

Повна система рівнянь руху літака є складною, тому при вивченні динамічних характеристик літака її спрощують, зокрема, виділяють рівняння, що описують поздовжній і бічний рух, розглядають часті випадки цих рухів, лінеаризують і т. д.

Рухи ЛА по крену і рискання відбуваються з кутовими швидкостями ω_x і ω_y , що призводить до виникнення демпфуючих моментів.

При обертанні ЛА по крену зі швидкістю ω_x (рис.1,а) на правому крилі кут атаки збільшується, а на лівому – зменшується. Це призводить до зміни підйомних сил крил і, як наслідок, до демпфуючого моменту крену $M_{x0}^{w_x} \omega_x$, де $M_{x0}^{w_x} = \left(\frac{\partial M_x}{\partial \omega_x}\right)_0$. Одночасно відбувається зміна сил лобового опору (рис.1,б) на величину $+\Delta X$ для правого крила і на величину $-\Delta X$ для лівого крила. Зміна сил лобового опору призводить до появи демпфуючого моменту рискання $M_{y0}^{\omega_x} \omega_x$, де $M_{y0}^{\omega_x} = \left(\frac{\partial M_y}{\partial \omega_x}\right)_0$.

При обертанні ЛА зі швидкістю рискання ω_y на праве крило повітряний потік набігає з більшою швидкістю, ніж на ліве (рис.1,в), і з'являється різниця сил лобового опору, що призводить до появи демпфуючого моменту рискання $M_{y0}^{\omega_y} \omega_y$, де $M_{y0}^{\omega_y} = \left(\frac{\partial M_y}{\partial \omega_y}\right)_0$.

Одночасно через різницю швидкостей набігаючих повітряних потоків збільшується підйомна сила правого крила і зменшується на лівому крилі, що призводить до появи демпфуючого моменту крену $M_{x0}^{\omega_y} \omega_y$, де $M_{x0}^{\omega_y} = \left(\frac{\partial M_x}{\partial \omega_y}\right)_0$ (рис.1, г).

Кафедра АКСУ				НАУ 21 06 75 000 ПЗ			
Виконав	Панченко Б.П.			Динамічні характеристики літака як об'єкта управління	Літ.	Аркуш	Аркушів
Керівник.	Троянов П.П.					8	55
Консульт.	Троянов П.П.				151-401-СУ		
Н. Контр.	Дивнич М.П.						
Зав. Каф.	Тачиніна О.М.						

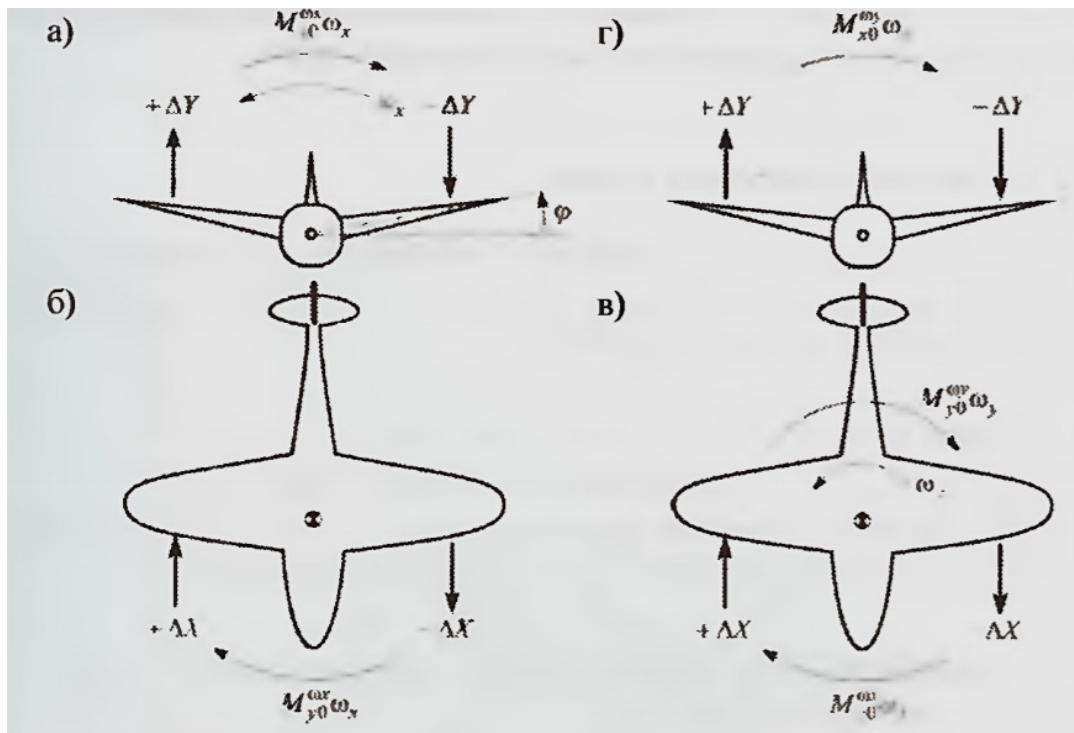


Рис.1.Визначення моментів статичної стійкості

Залежно від конструкції ЛА можуть бути різні співвідношення між розглянутими моментами. Для статично стійких ЛА виконуються нерівності:

$$M_{x0}^{\beta} \Delta\beta > M_{x0}^{\omega_x} \omega_x + M_{x0}^{\omega_y} \omega_y;$$

$$M_{y0}^{\beta} \Delta\beta > M_{y0}^{\omega_x} \omega_x + M_{y0}^{\omega_y} \omega_y.$$

Крім того, необхідне виконання певних співвідношень між моментами статичної стійкості крену і шляху.

Якщо $M_{x0}^{\beta} \Delta\beta \gg M_{y0}^{\beta} \Delta\beta$, то при виникненні випадкового крену великий момент $M_{x0}^{\beta} \Delta\beta$ розгойдує ЛА, що здійснює малі коливання по рисканню і крену. При недостатньому демпфуванні в цьому випадку має місце нестійкість типу “голландський крок”.

Якщо $M_{x0}^{\beta} \Delta\beta \ll M_{y0}^{\beta} \Delta\beta$, то можлива нестійкість типу просторової спіралі. У цьому випадку спостерігається монотонне одночасне відхилення ЛА по крену і рисканню (штопор).

Залежно від конструкції ЛА момент статичної стійкості шляху може бути позитивним (центр тиску знаходиться за центром мас), рівним нулю (центр тиску збігається з центром мас) і негативним (центр тиску

розташований перед центром мас). Відповідно ЛА називають статично стійким, нейтральними або нестійкими щодо напрямку шляхової швидкості.

З проведеного аналізу випливає, що внаслідок ковзання, що з'являється при крену, руху крену і рискання пов'язані між собою. При автоматичному управлінні автопілот ЛА активно гасить крен і ковзання не встигає помітно розвинути. Тому при автоматичному управлінні ЛА руху крену і рискання допустимо розглядати незалежно один від одного.

1.2. Динамічні характеристики літака в бічному русі

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

$$\begin{aligned}
 (p-b_{11}) \Delta\beta_c - b_{12}\Delta\omega_x - \Delta\omega_y - b_{14}\Delta\gamma &= b_{11}\beta_B; & \text{а)} \\
 -b_{21}\Delta\beta_c + (p-b_{22}) \Delta\omega_x - b_{23}\Delta\omega_y &= b_{21}\beta_B + b_3\Delta\delta_3 + c_3M_x; & \text{б)} \\
 -b_{31}\Delta\beta_c - b_{32}\Delta\omega_x + (p-b_{33}) \Delta\omega_y &= b_{31}\Delta\beta_B + b_H\Delta\delta_H + c_4M_y; & \text{в)} \\
 -\Delta\omega_x + b_{43}\Delta\omega_y + p\Delta\gamma &= 0; & \text{г)} \\
 -b_{31}\Delta\omega_y + p\Delta\psi &= 0; & \text{д)}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

де $p = \frac{d}{dt}$;

β_c - кут ковзання в спокійній атмосфері, рад;

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

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

γ - кут крену, рад;

ψ - кут рискання, рад;

β_B - збільшення повітряного кута ковзання, викликане бічним вітром

$U_{\Pi} = (\beta_B = \frac{U_{\Pi}}{W_0})$, рад ;

M_x і M_y - збурюючі моменти щодо осей Ox і Oy , обумовлені порушенням симетрії тяги силової установки.

В системі (2) введені наступні позначення коефіцієнтів:

$$b_{11} = \frac{z^{Vz}}{m};$$

$$b_{12} = \alpha_0 ;$$

$$b_{14} = \frac{g \cos \vartheta_0}{mW_0} ;$$

$$b_{21} = \frac{M_x^{Vz} W_0}{I_x} ;$$

$$b_{22} = \frac{M_x^{\omega x}}{I_x} ;$$

$$b_{23} = \frac{M_x^{\omega y}}{I_x} ;$$

$$b_{2\vartheta} = \frac{M_x^{\delta \vartheta}}{I_x} ;$$

$$b_{31} = \frac{M_y^{Vz} W_0}{I_y} ;$$

$$b_{32} = \frac{M_y^{\omega x}}{I_y} ;$$

$$b_{33} = \frac{M_y^{\omega y}}{I_y} ;$$

$$b_{3H} = \frac{M_x^{\delta H}}{I_x} ;$$

$$b_{43} = \operatorname{tg} \vartheta_0 ;$$

$$b_{53} = \frac{1}{\cos \vartheta_0} ;$$

$$c_3 = \frac{1}{I_x} ;$$

$$c_4 = \frac{1}{I_y} ;$$

У рівнянні сил (1a) не враховується бічна сила, що виникає при відхиленні керма напрямку. Система рівнянь (1) записана в природному масштабі часу і в ліву частину введений кут ковзання β_c , пов'язаний з вектором шляхової швидкості: $\beta_c = \beta - \beta_B$.

Характеристичне рівняння бічного руху отримуємо, прирівнюючи нулю головний визначник системи (1).

$$\Delta_6 = \quad = 0 \quad (2)$$

Після відповідних перетворень отримаємо:

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

Нульовий корінь рівняння (2) характеризує властивість нейтральності літака по куту рискання. Два з інших чотирьох коренів є дійсними і два – комплексними. Слід зауважити, що для сучасних дозвукових цивільних літаків характерне таке розташування коренів, коли один з дійсних коренів p_4 з малим модулем розташований праворуч від уявної осі (рис.2).

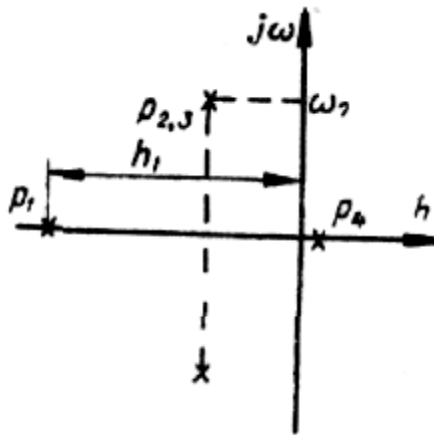


Рис.2.

Цей корінь породжує так званий спіральний рух - складову бічного руху яка розходиться. Комплексні корені p_2, p_3 визначають коливальний рух літака по куту рискання, який називається "голландським кроком" і слабо загасає, і, нарешті, великий по модулю негативний корінь p_1 породжує швидко загасаючий рух крену.

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

1.3. Рух рискання

Якщо вважати кут крену рівним нулю ($\Delta \gamma = 0$), то плоский рух літака характеризується зміною кутів ковзання і рискання і називається рухом рискання. Для аналізу цього руху необхідно взяти рівняння сил уздовж поперечної осі Oz (1а), рівняння моментів щодо вертикальної осі Oy (1в) і кінематичне рівняння (1д):

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

$$-b_{31} \Delta \beta_c + (p-b_{33}) \Delta \omega_y = b_{31} \beta_B + b_H \Delta \delta_H + c_4 M_y; \quad \text{в)}(3)$$

$$-b_{53} \Delta \omega_y + p \Delta \psi = 0; \quad \text{д)}$$

Прирівнюючи нулю головний визначник системи (3), знайдемо характеристичне рівняння руху рискання:

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

Після розкриття визначника отримаємо:

$$\Delta_H = (p^2 + d_1 p + d_2) p = 0 \quad (4)$$

де $d_1 = -(b_{11} + b_{33});$

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

Для вивчення динамічних характеристик руху рискання розглянемо передавальні функції параметрів $\Delta \beta_c$ і $\Delta \psi$ по відношенню до керуючого впливу $\Delta \delta_H$ і збурюючим впливам β_B і M_y .

Передавальна функція

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

характеризує зміну кута ковзання $\Delta \beta_c$ (або пов'язаної з ним бічної сили) при відхиленні керма напрямку.

Коефіцієнт b_H негативний: позитивному відхиленню керма $\Delta\delta_H$ (вправо) відповідає негативна зміна кута $\Delta\beta_c$.

Уявімо передавальну функцію $W_{\beta_c}^{\delta_H}$ у вигляді коливальної ланки:

$$W_{\beta_c}^{\delta_H}(p) = \frac{k_{\psi}^{\delta_H}}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1} \quad (5)$$

де $T_H = \frac{1}{\sqrt{d_2}}$;

$$\zeta_H = \frac{d_1}{2\sqrt{d_2}}$$

$$k_{\beta}^{\delta_H} = \frac{b_H}{d_2}.$$

Коефіцієнт відносного демпфірування ζ_H зазвичай лежить в межах 0,1-0,3, і при побудові амплітудних логарифмічних характеристик необхідно вводити поправки до асимптот, оскільки в області сполучної частоти

$$\omega = \frac{1}{T_H} \text{ помилка може досягти 12-16 дБ.}$$

Передавальна функція, що визначає керованість кута рискання $\Delta\psi$ по керму напрямку, має вигляд

$$W_{\psi}^{\delta_H}(p) = \frac{\Delta\psi(p)}{\Delta\delta_H(p)} = \frac{\begin{vmatrix} p-b_{11} & -1 & 0 \\ -b_{31} & p-b_{33} & b_H \\ 0 & -b_{53} & p \end{vmatrix}}{\Delta_H} = \frac{b_{53}b_H(p-b_{11})}{p(p^2+d_1p+d_2)}$$

Після приведення до стандартного вигляду отримаємо:

$$W_{\psi}^{\delta_H}(p) = \frac{k_{\psi}^{\delta_H}(T_1 p + 1)}{(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)p} \quad (6)$$

Постійна часу $T = -\frac{1}{b_{11}}$, коефіцієнт $k_{\psi}^{\delta_H} = \frac{b_{53}b_H b_{11}}{d_2} < 0$ (при позитивному відхиленні керма кут ψ зменшується). Передавальна функція (6) складається з трьох ланок:

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

2) інтегруюча $\frac{1}{p}$;

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

На рис.3 представлені логарифмічні характеристики складових ланок і їх суми (а – ЛАЧХ, б - ЛФЧХ). При ступінчастому одиничному відхиленні керма напрямку кут рихання змінюється безперервно і граничне значення

$$= (p) - = -\infty$$

тобто літак здійснює плоский розворот з постійним кутом ковзання $\Delta\beta_{уст} =$ (див.формулу (5)). Зауважимо, що моменту, створюваному кермом напрямку, протидіє момент шляхової стійкості, пропорційний куту ковзання. Тому управління розворотом за допомогою тільки керма напрямку не є ефективним.

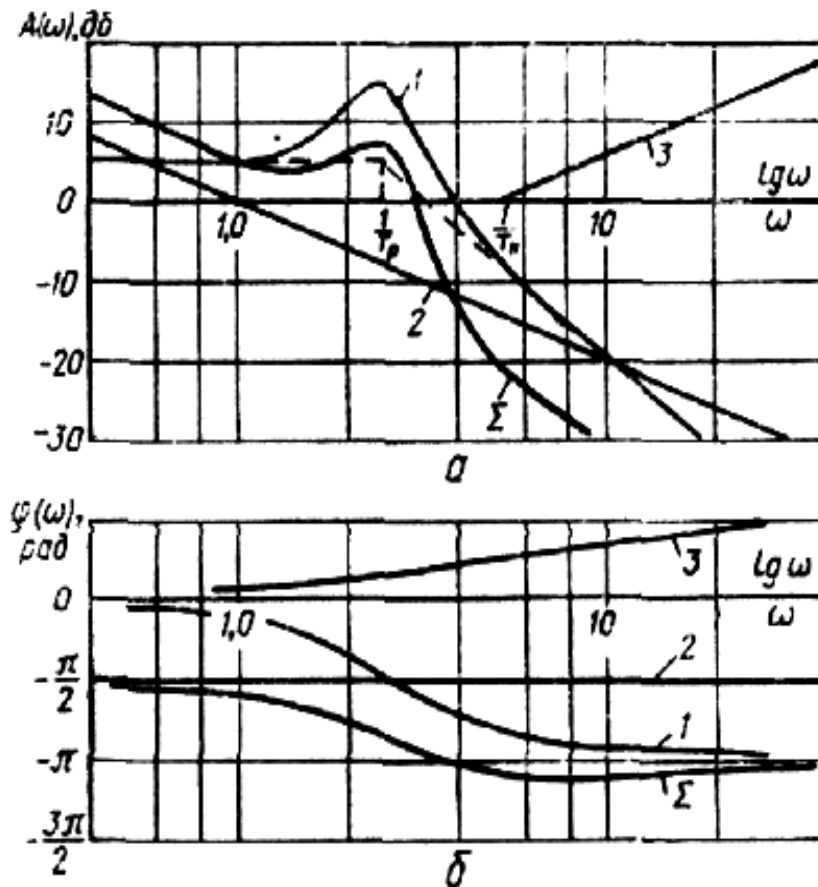


Рис.3.(а,б)

Однак в системах автоматичної стабілізації при невеликих відхиленнях від заданого значення таке управління може бути використано. Перехідний процес для розглянутого випадку показаний на рис.4.

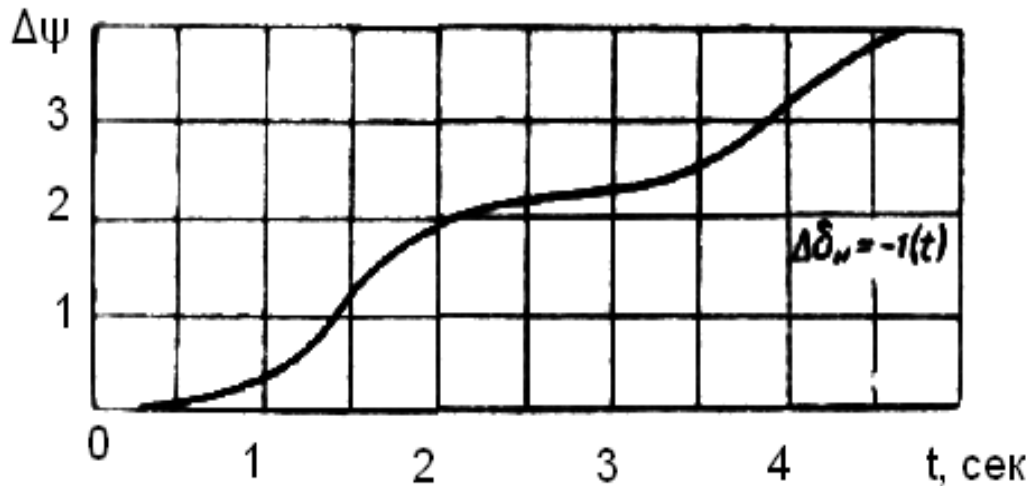


Рис.4.

Передавальні функції по збурюючому моменту M_y відрізняються від (5) і (6) 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 рискання.

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 зміну кута ковзання $\Delta\beta_c$. З урахуванням виразу (4) для Δ_H перепишемо функцію $W_{\beta_c}^{\beta_B}$ наступним чином:

$$W_{\beta_c}^{\beta_B}(p) = - \frac{T_1 p + 1}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1} \quad (7)$$

де $T_2 = \frac{1}{a_2}$.

З виразу (7) випливає, що після загасання перехідних процесів при ступінчастому впливі бічного вітру β_{B0} стале значення кута ковзання $\Delta\beta_c$ дорівнює куту вітру, взятому зі зворотним знаком:

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

Цей результат є очевидним і випливає зі 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 рихання 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

$$W_{\Psi}^{\beta_B}(p) = -\frac{k_{\Psi}^{\beta}}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1} \quad (8)$$

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 (7) проводиться шляхом сумування характеристик складових ланок: коливальної $\frac{1}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1}$ і диференціюючої першого порядку $T_2 p + 1$. Слід враховувати поправки в амплітудній характеристиці коливальної ланки в зв'язку з малою величиною ζ_H . Вплив на літак збурюючого моменту щодо вертикальної осі M_y (відмова двигуна) визначається передавальними функціями:

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

$$W_{\Psi}^{M_y} = \frac{\Delta\beta_c(p)}{M_y(p)} = \frac{k_{\Psi}^M (T_2 p + 1)}{p(T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1)}; \quad (9)$$

відрізняються від (5) і (6) величинами передавальних коефіцієнтів

$$k_{\beta}^M = \frac{c_4}{d_2} \text{ і } k_{\Psi}^M = -\frac{c_4 b_{53} b_{11}}{d_2}.$$

У деяких випадках при розгляді руху рихання не враховується вплив бічних сил на літак (рівняння (3а)). При цьому траєкторія польоту є

прямолінійною (вектор шляхової швидкості нерухомий) і має місце співвідношення $\Delta\psi = \Delta\beta_c$. Рівняння (3в) переписеться наступним чином:

$$(p^2 - b_{33} - b_{53}b_{31}) \Delta\psi = b_H b_{53} \delta_H \quad (10)$$

У правій частині рівняння (10) враховується тільки керуючий вплив, так як реакція літака на бічний вітер аналогічна.

Передавальна функція

$$W_{\psi}^{*\delta_H}(p) = \frac{k_{\psi}^{*\delta_H}}{T_H^{*2} p^2 + 2\zeta_H^* T_H^* p + 1}; \quad (11)$$

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

істотно відрізняється від передавальної функції (6). Вираз (11) може бути використано для наближених розрахунків; перехідні процеси відповідають дійсності в невеликому початковому інтервалі часу (2 – 5 секунд).

РОЗДІЛ 2

ІНЖЕНЕРНІ МЕТОДИ СИНТЕЗУ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ ПОЛЬОТОМ

2.1. Синтез системи

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 вирішення строго сформульованої оптимальної задачі, в результаті якого визначаються структура і параметри системи управління, називається аналітичним конструюванням регуляторів.

Розрізняють також завдання інженерного синтезу, мета якого полягає у виборі структури і параметрів системи управління, що задовільняють заданим вимогам. 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 задачі інженерного синтезу 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.

Далі розглянемо тільки завдання інженерного синтезу, коли відомий закон управління, тобто задана структура системи, і мета розрахунку полягає у визначенні передавальних коефіцієнтів і коригувальних ланок за заданими вимогами.

<i>Кафедра АКСУ</i>				НАУ 21 06 75 000 ПЗ			
Виконав	<i>Панченко Б.П.</i>			Інженерні методи синтезу систем автоматичного управління польотом	Літ.	Аркуш	Аркушів
Керівник.	<i>Троянов П.П.</i>					19	55
Консульт.	<i>Троянов П.П.</i>				151-401-СУ		
Н. Контр.	<i>Дивнич М.П.</i>						
Зав. Каф.	<i>Тачиніна О.М.</i>						

2.2. Вимоги до систем 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 помилці $\varepsilon(t)$, 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 збурення). Визначити її значення для всіх випадків неможливо, тому розроблений ряд критеріїв, що дозволяють оцінити роботу системи управління з єдиної точки зору. До найбільш важливих і часто вживаних критеріїв 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 за тимчасовими, так і за частотними характеристиками системи. По виду перехідного процесу можна судити про запас стійкості. У переважній більшості випадків для замкнутих систем автоматичного управління польотом найближчими коренями 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 (рис.5,а).

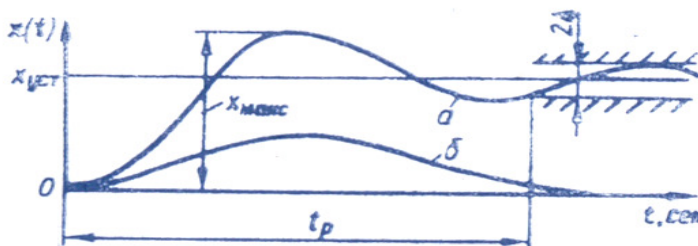


Рис.5.

Величина перерегулювання заміряється по кривій перехідного процесу при одиничному ступінчастому впливі. 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 швидкодію - час, протягом якого помилка стане менше деякої заданої величини Δ :

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

Величина Δ становить 1-5% від усталеного значення $x_{\text{уст}}$. Слід зауважити, що в астатичній системі при ступінчастому впливі збурення початкове і кінцеве значення регульованого параметра збігаються (рисунок 5, б). Тому поняття перерегулювання втрачає сенс.

Побудова перехідного процесу є останнім етапом розрахунку, причому досить трудомістким. Тому бажано хоча б наближено оцінити швидкодію і запас стійкості проектованої системи без побудови перехідного процесу. Якщо розрахунок ведеться частотними методами, то це можна зробити по 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 ступінчастому впливі перехідний процес в системі буде монотонним, якщо монотонно змінюється $dP / d\omega$ (рис.6, крива 1);

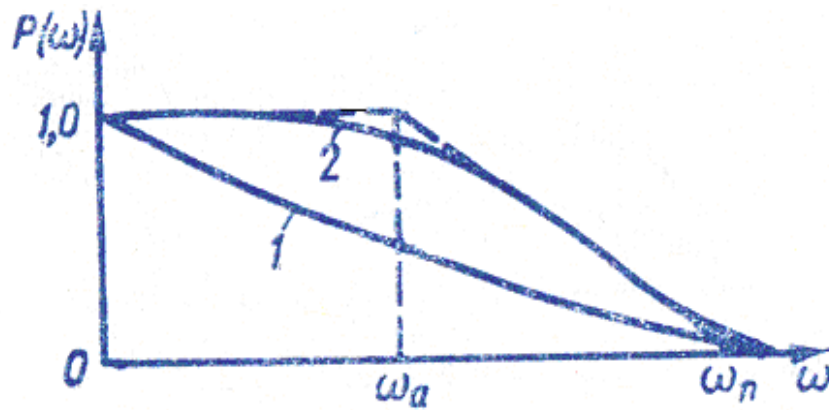


Рис.6.

перерегулювання в системі $\sigma \leq 18\%$, якщо $P(\omega)$ є незростаючою функцією частоти (рис.6, крива 2); якщо $P(\omega)$ апроксимується, трапецією, то час регулювання лежить в межах:

$$\frac{\pi}{\omega_{\Pi}} \leq t_p \leq \frac{4\pi}{\omega_{\Pi}}$$

Запас стійкості може бути визначений також за логарифмічними амплітудною і фазовою характеристиками розімкнутої системи. Для передатної функції розімкнутої системи, що не має полюсів у правій напівплощини (тобто для стійких систем), вводяться поняття стійкості по амплітуді m_a (значення ординати амплітудної характеристики на частоті, де фазова характеристика перетинає лінію $-\pi$) і по фазі m_{ϕ} (величина перевищення фазової характеристики над лінією $-\pi$ при частоті зрізу)(рис.7.). Для більшості систем запаси стійкості повинні мати такі значення:

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

У теорії автоматичного управління доводиться, що для розімкнутої мінімально фазової системи (що не мають нулів і полюсів в правій напівплощині) достатні запаси стійкості досягаються тільки в тому випадку, коли

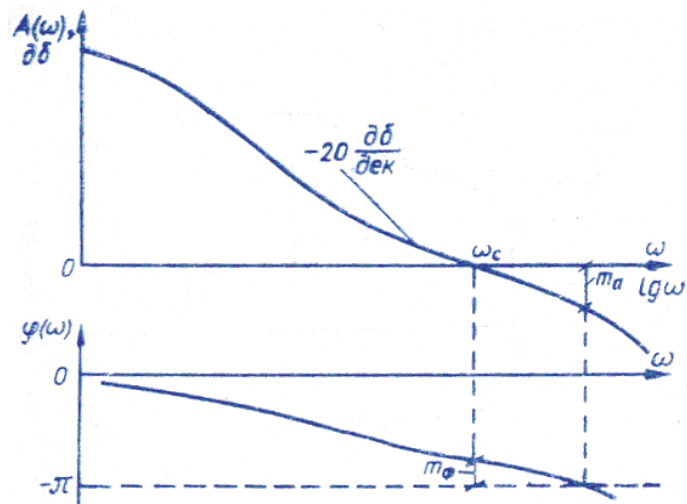


Рис.7.

логарифмічна амплітудна характеристика перетинає вісь абсцис під нахилом -20 дБ / дек; причому ділянка з таким нахилом повинна 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 за амплітудною частотною характеристикою замкнутої системи (рис.8). Запас стійкості вважається достатнім, якщо показник коливальності:

$$M_{\max} = |\Phi(j\omega)|_{\max} = \frac{x_{0 \max}}{x_{30}} \leq 1,3 \div 1$$

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

а) Нерухомий стан. Зазвичай помилку

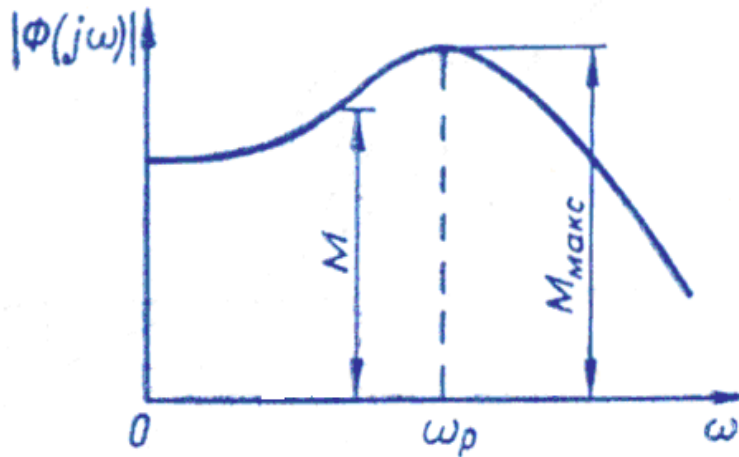


Рис.8.

в цьому випадку називають статичною. Розрізняють статичні помилки, що виникають при керуючому і збурюючому впливах, оскільки передавальні функції замкнутої системи по відношенню до цих впливів різні. На рис. 9 наведена структурна схема замкнутої системи

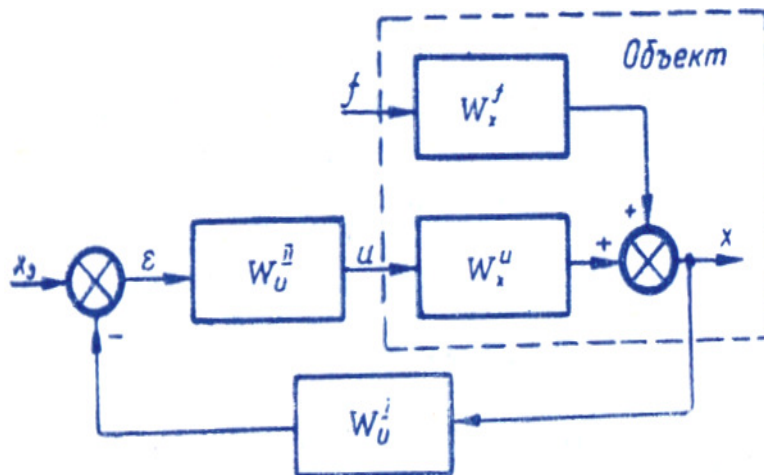


Рис.9.

"літак-САУ", де $W_x^f(p)$ - передавальна функція вихідної координати об'єкта x по відношенню до збурення, $W_u^f(p)$ - передавальна 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 збурюючому впливах знаходяться по передавальній функції замкнутої системи:

$$\epsilon_u(p) = \frac{x_3(p)}{1+W_x^u W_u^I W_u^{II}} ; \epsilon_f(p) = \frac{W_x^f}{1+W_x^u W_u^I W_u^{II}} f(p) . \quad (12)$$

У нерухомому стані $x_3(t) = x_0(t) = \text{const}$, $f(t) = f_0 = \text{const}$, їх зображення по Лапласу рівні відповідно $\frac{x_{30}}{p}$ і $\frac{f_0}{p}$. Стала помилка по керуючому впливу визначається виразом:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_u(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{1+W_p(p)} \cdot \frac{x_{30}}{p} = \frac{x_{30}}{1+W_p(0)}; \quad (13)$$

і по збурюючому впливу:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_f(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{W_x^f(p)}{1+W_p(p)} \cdot \frac{f_0}{p} = \frac{W_x^f(0) \cdot f_0}{1+W_p(0)}, \quad (14)$$

де $W_p = W_x^u W_u^I W_u^{II}$ - 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 (14) 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 ступінчастого збурюючого впливу. б) Рух з постійною швидкістю. У цьому режимі керуючі і збурюючі впливи змінюються з постійною швидкістю:

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

Оцінити помилку в цьому випадку можна тільки для астатичних систем (в статичних системах помилка також зростає з постійною швидкістю) за формулами (12) 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 астатичної системи має в знаменнику множник p :

$$W_p(p) = \frac{k_v(a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + 1)}{p(b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + 1)}$$

і по встановленій помилці в системі

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

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 збурюючому впливі:

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

в) Рух при гармонійному впливі. Керованість системи “літак-САУ” оцінюється найбільш повно при вхідному синусоїдальному 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 (12), якщо відомо значення амплітудної частотної характеристики в точці $\omega = \omega_0$:

$$\varepsilon_{u0} = \frac{x_{30}}{1 + W_p(j\omega_0)} \quad (15)$$

Так як помилка в нормально працюючій системі істотно менше амплітуди вхідного сигналу $\varepsilon_{u0} \ll x_{30}$ то вираз (15) можна переписати наступним чином:

$$\varepsilon_{u0} = \frac{x_{30}}{|W_p(j\omega_0)|} = \frac{x_{30}}{A(\omega_0)} \quad (16)$$

де $A(\omega_0)$ - значення амплітудної частотної характеристики розімкнutoї системи в точці $\omega = \omega_0$. Співвідношення (16) дозволяє уточнити низькочастотну частину характеристики: амплітудна характеристика повинна

проходити вище точки $\frac{x_{30}}{\varepsilon_{u0}}$ на частоті ω_0 . Відповідна побудова виконана на рис. 10 у логарифмічних координатах.

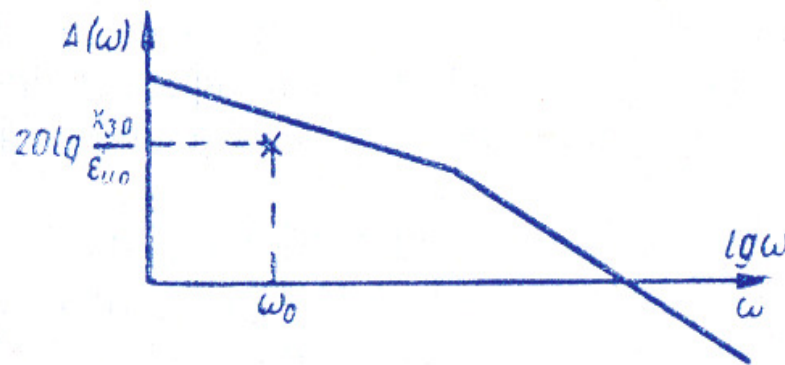


Рис.10.

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

$$20 \lg A(\omega_0) \geq 20 \lg \frac{x_{30}}{\varepsilon_{u0}} \quad (17)$$

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

$$f(t) = f_0 \sin \omega_0 t ,$$

і оцінка максимальної амплітуди зміни стабілізованої координати літака також становить інтерес:

$$\varepsilon_f = \varepsilon_{f0} \sin(\omega_0 t + \xi) , \quad \varepsilon_{f0} \cong \frac{|W_x^f(j\omega_0)|}{|W_p(j\omega_0)|} \cdot f_0 ,$$

звідки випливає, що відношення модуля частотної характеристики об'єкта по збуренню до величини амплітудної частотної характеристики розімкнутої системи має бути менше $\frac{f_0}{\varepsilon_{f0}}$. При побудові низькочастотної логарифмічної характеристики необхідно витримати співвідношення

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

Отже, найбільш повно визначають динамічні властивості системи «літак – САУ» частотні характеристики замкнутої системи: а) по відношенню до керуючого впливу і б) по відношенню до збурення. У заданому діапазоні частот замкнута система повинна володіти хорошою керованістю - вихідна

координата повинна відтворювати керуючий сигнал без амплітудних і фазових спотворень, тобто логарифмічні амплітудні і фазові характеристики повинні розташовуватися близько до осі абсцис.

Система не повинна реагувати на зовнішні збурення — логарифмічна амплітудна характеристика по збуренню повинна проходити якомога нижче осі абсцис. Фазова характеристика може бути довільною.

2.3. Розрахунок систем автоматичного управління польотом частотними методами

Система автоматичного управління літаком має в своєму складі: а) чутливі, б) підсумуючі, в) підсилювальні (перетворюючі) 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 триступеневі гіроскопи для визначення кутового положення літака, двоступеневі гіроскопи (ДУС), що заміряють кутові швидкості, радіотехнічні, навігаційні та анероїдні прилади, що реєструють лінійні координати і лінійні швидкості. У САУ застосовуються найчастіше магнітні та електронні підсилювачі, електричні та гідравлічні кермові приводи.

Блок-схема САУ з поздовжнім рухом приведена на рис.11,

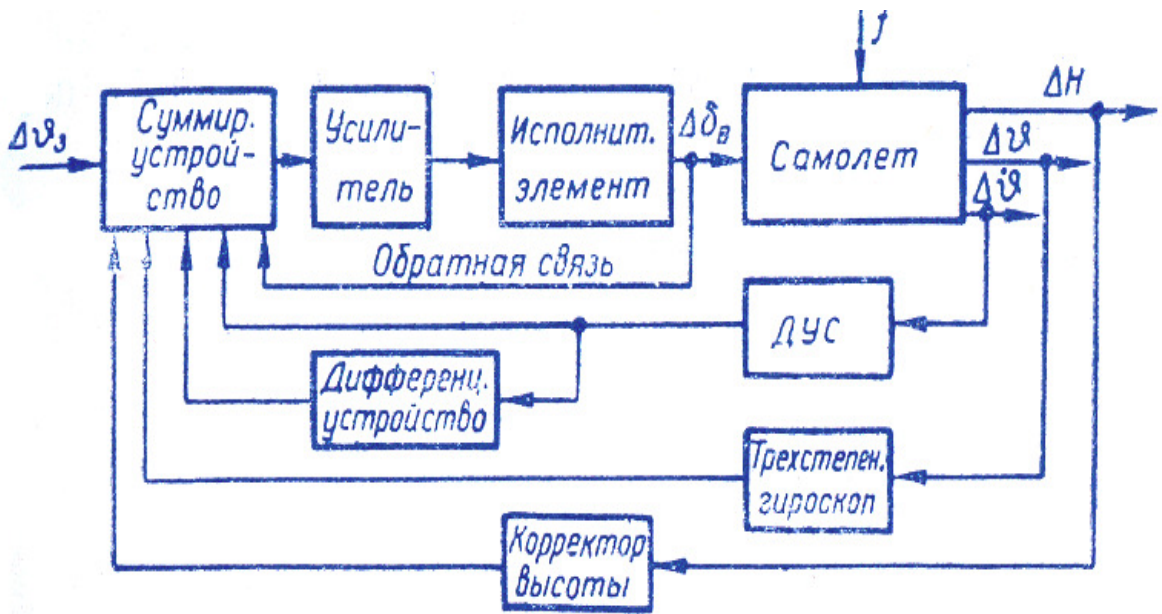


Рис.11.

де ΔU_3 - керуючий вплив, f - збурення. За цією схемою неважко вивести передавальні функції замкнутої системи, які будуть різними, в залежності від режиму роботи САУ: управління, стабілізації кута тангажа або висоти польоту.

Передавальна функція незмінюваної частини САУ (рис.12)

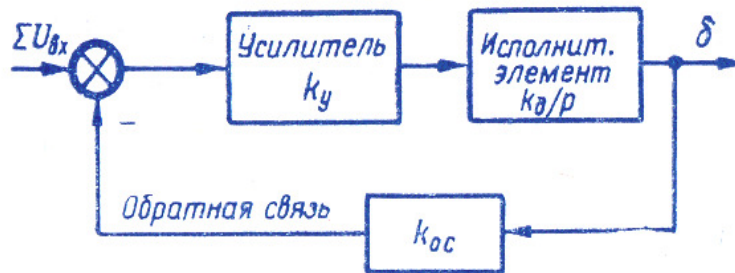


Рис.12.

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 підсилення k_y . Величина постійної часу приводу лежить в межах 0,03-0,1 секунди і не робить істотного впливу на динаміку замкнутої системи. При такому допущенні передавальна функція приводу має $W_n(p) = \frac{k_d}{p}$. Зворотній зв'язок

зазвичай буває жорстким або гнучким з передавальними функціями:

$$а) W_{жос}(p) = k_{ос}, б) W_{гос}(P) = PK_{ос}.$$

Передавальна функція замкнутого незмінюваного контуру САУ з жорстким зворотним зв'язком являє собою аперіодичну ланку:

$$W_c(p) = \frac{k_y k_d}{p + k_y k_d k_{ос}} = \frac{k_c}{T_a p + 1}; \quad (18)$$

$$\text{де } k_c = \frac{1}{k}; \quad T_a = \frac{1}{k_y k_d k_{ос}}.$$

Рівняння системи автоматичного управління для цього випадку має вигляд:

$$(T_a p + 1) \Delta \delta_B = k_c \sum_i U_{BXi}(p). \quad (19)$$

Іноді нехтують постійною часу T_a :

$$\Delta \delta_B = k_c \sum_i U_{BXi}(p). \quad (20)$$

і називають таку систему ідеальною.

Розглянемо САУ з гнучким зворотним зв'язком $W_{гос} = pk_c$. Якщо врахувати постійну часу приводу, то

$$W_{\neq}(p) = \frac{k_d}{(T_d p + 1)p}$$

Передавальна функція незмінюваної частини САУ

$$W_a(p) = \frac{k_y k_d}{(T_d p + 1 + k_y k_d k_{ос})p} = \frac{k_a}{(T_a^{\times} p + 1)p},$$

$$\text{де } k_a = \frac{k_y k_d}{(1 + k_y k_d k_{ос})};$$

$$T_a^{\times} = \frac{T_d}{(1 + k_y k_d k_{ос})}.$$

Звідси знайдемо рівняння астатичної САУ:

$$(T_a^{\times} p + 1)p \Delta \delta_B = k_a \sum_i U_{BXi}(p). \quad (21)$$

Без урахування постійної часу T_a^{\times} отримаємо рівняння ідеальної астатичної САУ:

$$p \Delta \delta_B = k_a \sum_i U_{BXi}(p). \quad (22)$$

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

$$W_{\text{уос}}(p) = \frac{k_a}{(T_{oc}p+1)},$$

рівняння незмінного контуру САУ має вигляд:

$$p\Delta\delta_B = k_u(T_{oc}p+1)\sum_i U_{BXi}(p). \quad (23)$$

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

$$\sum_i U_{BXi}(p) = (k_{\vartheta k} + k_{\dot{\vartheta}} + k_{\ddot{\vartheta}}p^2)\Delta\vartheta. \quad (24)$$

Порядок полінома, а також величини коефіцієнтів передачі k_{ϑ} , $k_{\dot{\vartheta}}$, $k_{\ddot{\vartheta}}$ 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 рисунок 11, сигнал $k_{\dot{\vartheta}}p\Delta\vartheta$ вводитьься в систему від датчика кутової швидкості (ДУС), а сигнал, пропорційний другий похідної, формується в результаті диференціювання сигналу

ДУС.

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

$$W_c(p) = \frac{k_{\vartheta}(T_{\dot{\vartheta}}p+1)}{(T_a p+1)}; \quad (a)$$

$$W_a(p) = \frac{k_{\vartheta}(T_{\dot{\vartheta}}p + T_{\ddot{\vartheta}}p+1)}{(T_a^x p+1)p} = \frac{k_{\vartheta}(T_y^2 p+2\xi_y T_y p+1)}{(T_a^x p+1)p}. \quad (б)$$

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

Наведені на рис. 13 і 14 і побудовані шляхом підсумовування хатактеристик складових ланок (1 - аперіодично; 2 - дифференціююча; 3 - інтегруюча; а – ЛАЧХ, б – ЛФЧХ).

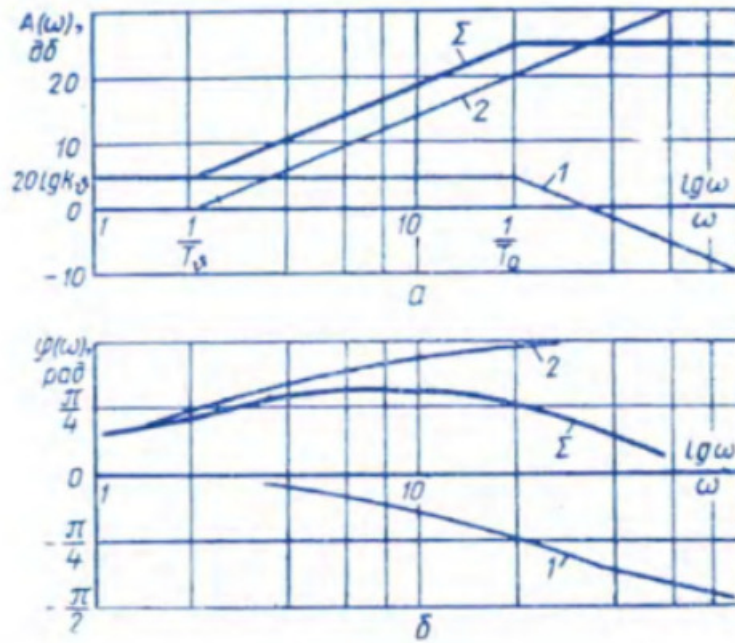


Рис.13.

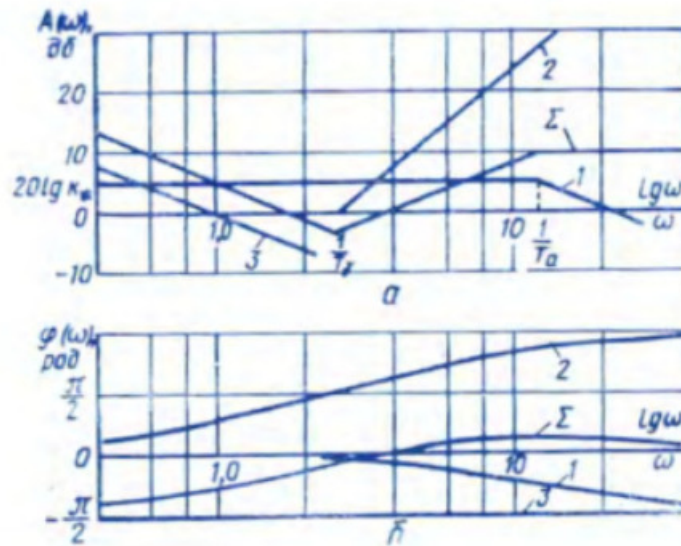


Рис.14.

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

2.4. Розрахунок системи автоматичного управління кутом рискання

Для ідеального статичного автопілота

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

де $T_\psi = \frac{k_{\psi_3}}{k_\psi}$;

- керуючий вплив по куту рискання, структурна схема замкнутої системи приведена на рис. 15.

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

$$= \frac{M_y}{\rho} \cdot \frac{k_{\psi}^M}{T_{\psi} p + 1} \cdot \frac{1}{T_H^2 p^2 + 2 \zeta_H T_H p + 1} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{k_{\psi}^{\beta}}{T_{\psi} p + 1} \cdot \Delta \psi_3$$
(25)

Також, як і в попередніх випадках, перед коефіцієнтом поставлено знак “-“ у зв'язку з тим, що $k_{\psi}^{\beta} < 0$.

Передавальна функція розімкнутої системи

$$W_p(p) = \frac{M_y}{\rho} \cdot \frac{k_{\psi}^M}{T_{\psi} p + 1} \cdot \frac{1}{T_H^2 p^2 + 2 \zeta_H T_H p + 1} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{k_{\psi}^{\beta}}{T_{\psi} p + 1}$$
(26)

де k_{ψ}^M = коефіцієнт передачі розімкнутої системи, дорівнює добутку двох диференціюючих ланок однієї інтегруючої і коливальної.

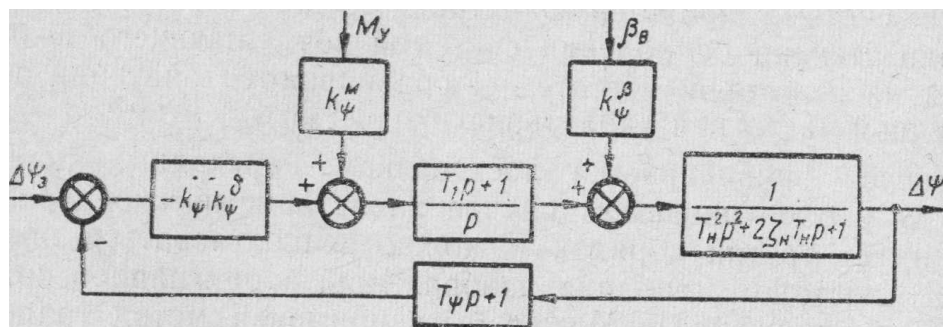


Рис.15.

При побудові амплітудної частотної характеристики розімкнутої системи (рис.16, а) необхідно враховувати поправки через малість коефіцієнта відносного демпфірування ζ_H (рис.17). За логарифмічними характеристиками розімкнутої системи (а — ЛАЧХ, б-ЛФЧХ) уточнюються величини коефіцієнтів k_{ψ}^M і k_{ψ}^{β} для забезпечення потрібних запасів стійкості і вимог до низькочастотної частини характеристик.

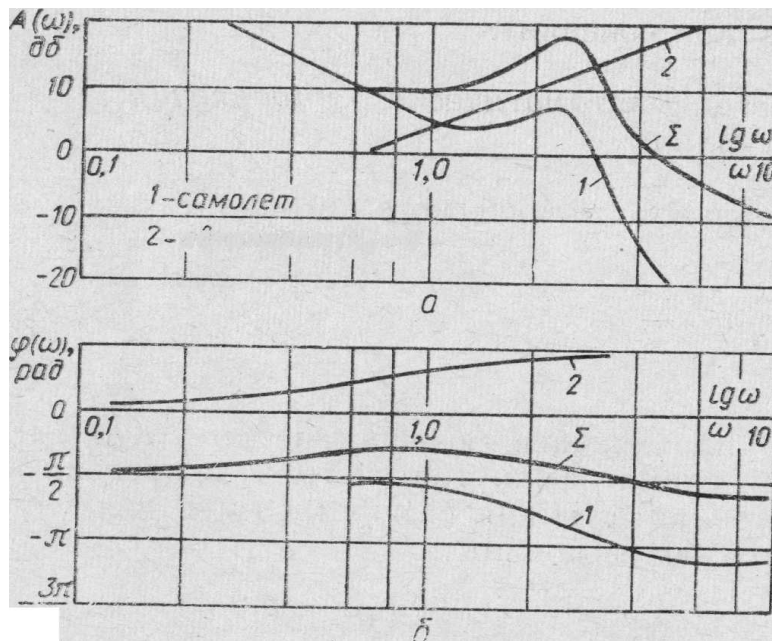


Рис.16.

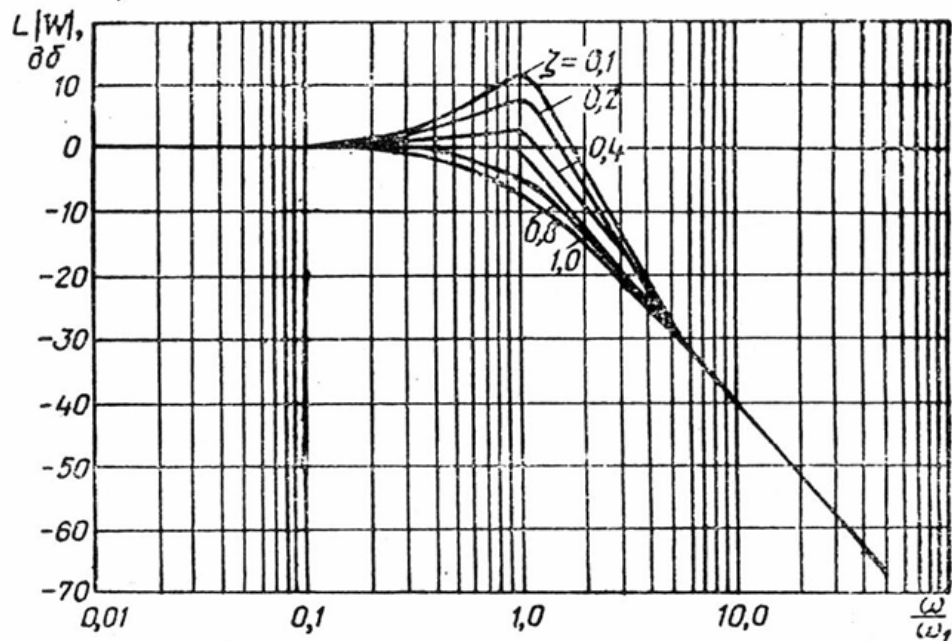


Рис.17.

Якщо задані помилки в типових режимах, мінімально допустиме значення коефіцієнта знаходять по передавальних функціях замкнутої системи:

$$\text{-----} \cdot \text{-----} ; \quad (27)$$

$$\text{-----} \cdot \text{-----} ; \quad (28)$$

$$\Phi_{\psi}^{\beta_B}(p) = \frac{1}{1+W_p(p)} \cdot \frac{k_{\psi}^{\beta}(T_1 p+1)}{T_H^2 p^2 + 2\zeta_H T_H p + 1}; \quad (29)$$

При одиничних ступінчастих впливах $\Delta\psi_3(t) = 1(t)$, $M_y(t) = 1(t)$, $\Delta\beta_B(t) = 1(t)$, усталені значення кута рискання відповідно рівні:

$$\Delta\psi_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_{\psi}^{\psi_3}(p) \frac{1}{p} = 1; \quad (30)$$

$$\Delta\psi_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_{\psi}^{M_y}(p) \frac{1}{p} = - \frac{k_{\psi}^M}{k_{\psi} k_{\psi}^{\delta_H}}; \quad (31)$$

$$\Delta\psi_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_{\psi}^{\beta_B}(p) \frac{1}{p} = 0. \quad (32)$$

По відношенню до керуючого $\Delta\psi_3$ і збурюючого $\Delta\beta_B$ впливу система є астатичною. Зі співвідношення (31) при заданій величині помилки $\Delta\psi_{уст}$ можна визначити мінімальне значення коефіцієнта передачі k_{ψ} :

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

Після побудови логарифмічних амплітудних і фазових характеристик розімкнутої системи будують необхідні характеристики замкнутої системи, відповідні передавальним функціям (27), (28) і (29). Останні перетворимо з метою приведення до вигляду, зручному для застосування номограми замикання:

$$\Phi_{\psi}^{\psi_3}(p) = \frac{W_p^{-1}(p)}{1+W_p^{-1}(p)} W_{\psi}^{\delta_H}(p); \quad (33)$$

$$\Phi_{\psi}^{M_y}(p) = \frac{W_p^{-1}(p)}{1+W_p^{-1}(p)} W_{\psi}^{M_y}(p); \quad (34)$$

$$\Phi_{\psi}^{\beta_B}(p) = \frac{W_p^{-1}(p)}{1+W_p^{-1}(p)} W_{\psi}^{\beta_B}(p); \quad (35)$$

де $W_{\psi}^{\delta_H}$, $W_{\psi}^{M_y}$, $W_{\psi}^{\beta_B}$ - передавальні функції літака по відношенню до вхідних впливів (див.(6), (8), (9)).

Частотні характеристики $\frac{W_p^{-1}}{1+W_p^{-1}}$ будуються за характеристиками розімкнутої системи за допомогою номограми замикання. До знайдених 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 збурюючого впливу і т.п. Якщо будь-яка з вимог до замкнутої системи не задовольняється, змінюють величини коефіцієнтів k_{ψ} і k_{ψ}^* , знову розглядають ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкнутої системи, будують характеристики замкнутої системи; таким послідовним поліпшенням досягають необхідної якості.

Перехідний процес в даному випадку можна будувати, скориставшись зворотним перетворенням Лапласа, так як многочлени передавальних функцій (27), (28), (29) мають невисокий порядок.

Іноді, при спрощених розрахунках, не враховують вплив бічних сил на літак: δ . В цьому випадку необхідно скористатися передавальною функцією (11), і структурна схема має вигляд, наведений на рис.18. Вирази для передавальних функцій розімкнутої і замкнутої системи спрощуються, порядок розрахунку залишається при цьому тим же.

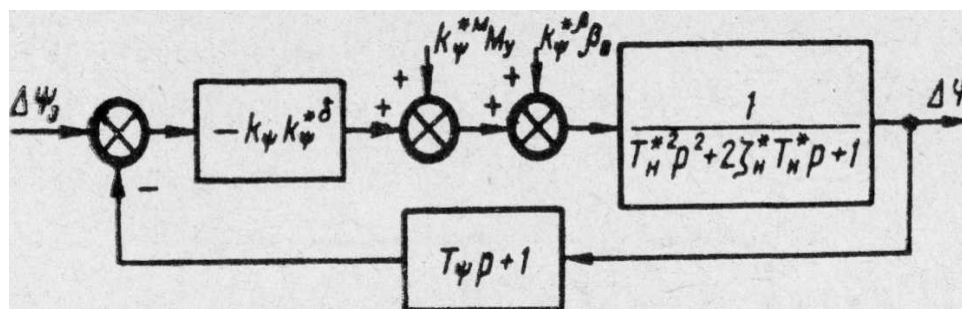


Рис.18.

2.5. Розрахунок напіваавтоматичних систем управління

Розглянемо найпростішу систему напіваавтоматичного управління - штучного демпфера - на прикладі каналу рискання. Нехай передавальна функція пілота визначається виразом

$$W_{\text{л}}(p) = \frac{1}{T_{\psi} p + 1}, \quad (36)$$

де T_{ψ} - час "реакції" пілота, тобто час чистого запізнювання;

1 - постійна часу пілота.

Сигнал по похідній, необхідний для збільшення коефіцієнта відносного демпфування замкнутої системи, вводиться в закон управління, обминаючи пілота:

$$\delta_H = W_L(p) \left(\dots \right) + p \dots \quad (37)$$

Скористаємося спрощеною передавальною функцією літака (11), що не враховує вплив бічних сил, і побудуємо структурну схему замкнутої системи (рис.19). Передавальна функція внутрішнього контуру

$$\Phi_I(p) = - \frac{\dots}{\dots} = - \frac{\dots}{\dots}, \quad (38)$$

де \dots , являє собою коливальну ланку. Враховуючи, що негативний, приходимо до висновку, що введення в закон управління додаткового сигналу збільшує демпфування літака.

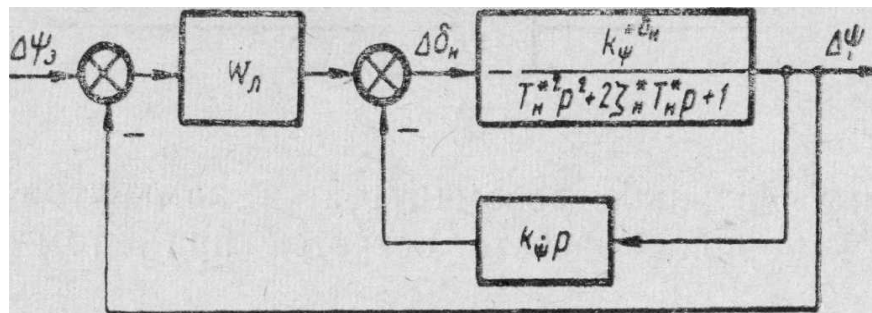


Рис.19.

Передавальна функція розімкнутої (по зовнішньому зворотному зв'язку) системи має вигляд:

$$W_p(p) = W_L(p) \Phi_I(p) . \quad (39)$$

Побудувати логарифмічні частотні характеристики розімкнутої системи по передавальній функції (39) найпростіше шляхом підсумовування частотних характеристик коливальної ланки (38) і частотних характеристик пілота.

Амплітудна частотна характеристика пілота збігається з амплітудною характеристикою аперіодичної ланки \dots , а для побудови фазової характеристики пілота необхідно до фазової характеристики

аперіодичної ланки додати додатковий зсув по фазі $\tau_L \omega$ – (рад), або - 57,3 $\tau_L \omega$ (град), відповідний чистому запізнюванню.

За частотними характеристиками розімкненої системи уточнюють необхідну величину коефіцієнта k_{ψ} ; яка забезпечує необхідні запаси стійкості по фазі і амплітуді.

Логарифмічні частотні характеристики замкнутої системи, відповідні передавальній функції

$$\Phi_{\psi}^{\prime\prime\prime} (p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)}, \quad (40)$$

легко будуються за номограмою замикання.

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

2.6. 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. У першу групу входять аналітичні, графоаналітичні 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 дійсних частотних характеристик.

При використанні операторного методу завдяки алгебраїзації диференціальних рівнянь системи автоматичних 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 $\Phi(p)$ операторне зображення вихідної величини $X_{\text{вих}}(p)$ може бути отримано за відомим зображенням вхідної величини $X_{\text{вх}}(p)$:

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

В якості типового вхідного впливу $x_{\text{вх}}(t)$ найчастіше застосовується вплив у вигляді одиничної (ступінчастої) функції часу

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

операторне зображення якої по Лапласу

$$X_{\text{вх}}(p) = \frac{1}{p} .$$

Таким чином, якщо відома передавальна 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 зображень. Застосування таблиць дозволяє уникнути трудомісткої процедури визначення постійних інтегрування, необхідних при використанні класичних методів вирішення диференціальних рівнянь, але не позбавляє від необхідності знаходження коренів характеристичного рівняння.

Побудова кривої перехідного процесу за допомогою трапецеїдальних дійсних частотних характеристик заснована на використанні зв'язку між функцією $X_{\text{вих}}(t)$, що визначає перехідний процес, і частотної характеристики $P(\omega)$, що представляє собою дійсну частину комплексного виразу

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

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

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

$$x_{\text{вих}}(t) = h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{P(\omega) \sin \omega t}{\omega} d\omega, \quad (41)$$

де $P(\omega)$ - дійсна частотна характеристика за вхідним впливом.

Інтегрування виразу (41) представляє великі труднощі. Тому зазвичай використовується наближене рішення. Для цієї мети вводиться поняття типової одиничної трапецеїдальної дійсної характеристики (рис.20).

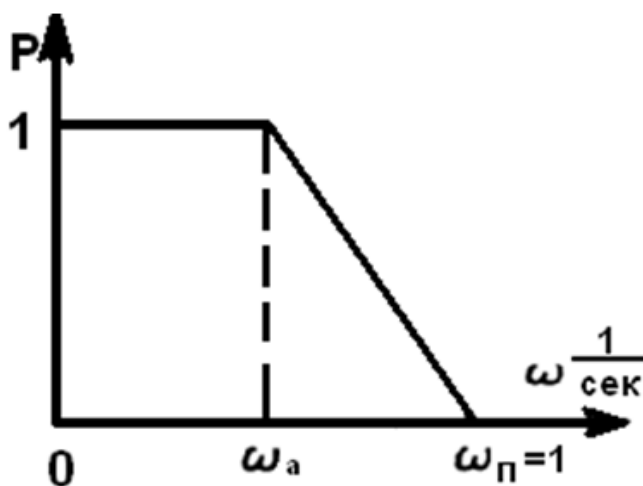


Рис.20.

Одинична трапеція має висоту, рівну одиниці, і частоту зрізу $\omega_{\pi} \left[\frac{1}{\text{сек}} \right] = 1$. Одинична трапеція характеризується частотою зламу ω_a , яка визначає коефіцієнт нахилу трапеції $\aleph = \frac{\omega_a}{\omega_{\pi}}$.

Для одиничних трапецій з різними коефіцієнтами нахилу за виразом (41) може бути обчислена функція $x_{\text{вих}}(t)$, яку називають h -функцією. Таблиці h -функцій для різних коефіцієнтів нахилу, що лежать в межах $0 < \aleph < 1$. За таблицею для кожного коефіцієнта нахилу одиничної трапеції може бути побудована функція часу $h(\tau)$, τ де - безрозмірний час, що відповідає одиничній трапецеїдальній характеристиці.

Метод побудови кривої перехідного процесу полягає в наступному. Дійсну частотну характеристику досліджуваної системи розбивають на ряд

трапецій, при додаванні яких виходить вихідна характеристика. Потім для кожної трапеції визначають коефіцієнт нахилу λ . При відомому коефіцієнті нахилу за таблицями будуються h - функції для кожної трапеції.

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

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

2. Перед складанням треба змінити масштаб часу кожної трапеції:

$$t = \frac{\tau}{\omega_{\Pi}} \text{ (сек) .}$$

За дійсною частотною характеристикою $P(\omega)$ можна знайти граничні значення вихідної величини. Статичне відхилення хвиг $x_{\text{вих}}(\infty)$ регульованої величини при одиничному стрибку зовнішнього впливу дорівнює початковому значенню дійсної частотної характеристики $P(0)$. Якщо мова йде про стрибок який задає вплив, то $P(0)$ має дорівнювати або 1, або деякому k_0 , якщо система повинна відтворювати заданий вплив в певному масштабі. Якщо ж вводиться стрибок збурюючого впливу f , то значення $P(0)$ має бути якомога менше, причому в астатичній системі $P(0) = 0$.

РОЗДІЛ 3

ОКРЕМИЙ ВИПАДОК РУХУ РИСКАННЯ ЛІТАКА, КЕРОВАНОГО ПІЛОТОМ, З ЗАДАНОЮ ПЕРЕДАВАЛЬНОЮ ФУНКЦІЄЮ

3.1.Обчислення руху рискання

$$W_{л}(p) = \frac{e^{-0,2p}}{0,1p+1}$$

де $\tau_{л}=0,2$ (с) – час «реакції льотчика», тобто час чистого запізнення;

$T_{л}=0,1$ (с) – постійна часу льотчика.

Закон управління має вигляд:

$$p\Delta\delta_{н} = W_{л}(\Delta\psi - \Delta\psi_{з}) + k_{\dot{\psi}}p\Delta\psi + k_{\ddot{\psi}}p^2\Delta\psi$$

Введемо заміну: $W_1 = \frac{W_{л}}{p}$

$$W_1 = \frac{e^{-0.2p}}{p(0.1p + 1)}$$

Тоді закон управління має відповідний вигляд:

$$\Delta\delta_{н} = W_1(\Delta\psi - \Delta\psi_{з}) + \Delta\psi(k_{\dot{\psi}} + k_{\ddot{\psi}}p)$$

Відповідно до задачі маємо рух рискання (кут крену рівний нулю, плоский рух літака характеризується зміною кутів ковзання та рискання). Для аналізу цього руху необхідно взяти рівняння сил вздовж поперечної осі Oz (42), рівняння моментів відносно вертикальної осі Oy (при $\Delta\psi=\Delta\beta_c$) (43), та кінематичне рівняння (44):

$$(p - b_{11})\Delta\beta_c - \Delta\omega_y = b_{11}\beta_B \quad (42)$$

$$(p^2 - b_{33}p - b_{53}b_{31})\Delta\psi = b_{н}b_{53}\Delta\delta_{н} \quad (43)$$

$$-b_{53}\Delta\omega_y + p\Delta\psi = 0 \quad (44)$$

Передавальна функція, що визначає керованість кута рискання $\Delta\psi$ по рулю направлення, має вигляд

Кафедра АКСУ				НАУ 21 06 75 000 ПЗ			
Виконав	Панченко Б.П.			Обчислення руху рискання літака	Літ.	Аркуш	Аркушів
Керівник.	Троянов П.П.					42	55
Консульт.	Троянов П.П.				151-401-СУ		
Н. Контр.	Дивнич М.П.						
Зав. Каф.	Тачиніна О.М.						

$$W_{\psi}^{*\delta_H}(p) = \frac{\Delta\psi(p)}{\Delta\delta_H(p)} = \frac{k_{\psi}^{*\delta_H}}{T_H^{*2}p^2 + 2\xi_H^*T_H^*p + 1} \quad (45)$$

$$\text{де } k_{\psi}^{*\delta_H} = -\frac{b_H}{b_{31}} = -\frac{-7,5}{-10} = -0,75$$

$$T_H^* = \frac{1}{\sqrt{-b_{53}b_{31}}} = \frac{1}{\sqrt{-1 * (-10)}} = 0,3162(\text{с})$$

$$\xi_H^* = -\frac{b_{33}}{2\sqrt{-b_{53}b_{31}}} = -\frac{-1}{2\sqrt{10}} = 0,1897$$

Відповідно, враховуючи числові значення, передавальна функція (внутрішнього контуру) має вигляд:

$$W_{\psi_H}^{\delta}(p) = \frac{-0,75}{0,1p^2 + 0,12p + 1}$$

Враховуючи, що $k_{\psi_H}^{*\delta}$ від'ємний, приходимо до висновку, що введення в закон управління додаткового сигналу $k_{\psi} \ddot{\psi} + k_{\psi} \dot{\psi}$ збільшує демпфірування літака.

Скористуємося спрощеною передавальною функцією літака (45), що не враховує вплив бокових сил, та побудуємо структурну схему замкненої системи (рис. 21).

Структурна схема буде мати відповідний вигляд:

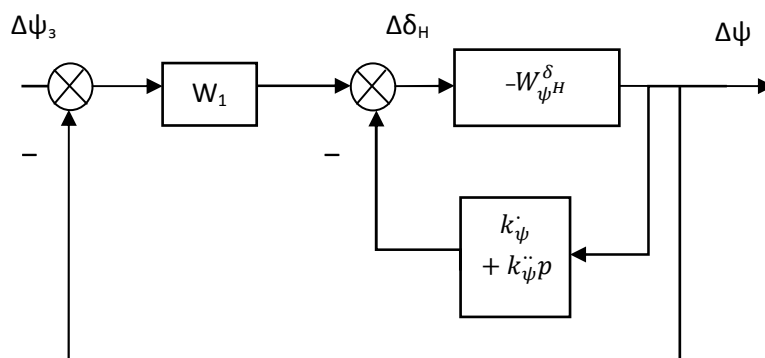


Рис.21.

Передавальна функція розімкнутої системи має вигляд:

$$W_p(p) = W_l(p)W_{\psi_{\text{зам}}}^{\delta}(p)=$$

$$= \frac{0,75}{0.01p^4 + (0.22 - 0.075k_{\psi}^{\ddot{}})p^3 + (0.22 - 0.75k_{\psi}^{\ddot{}} - 0.075k_{\psi}^{\dot{}})p^2 + (1 - 0.75k_{\psi}^{\dot{}})p}$$

Запишемо передавальну функцію у вигляді:

$$W_p = \frac{K}{a_4p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0}$$

де

$$a_4 = 0,01;$$

$$a_3 = 0.22 - 0.075k_{\psi}^{\ddot{}};$$

$$a_2 = 0.22 - 0.75k_{\psi}^{\ddot{}} - 0.075k_{\psi}^{\dot{}};$$

$$a_1 = 1 - 0.75k_{\psi}^{\dot{}};$$

$$a_0 = 0;$$

задовольняючи умовам стійкості звідси ми отримуємо, що

$$k_{\psi}^{\ddot{}} = -1,65 \text{ та } k_{\psi}^{\dot{}} = -0,08$$

3.2. Побудова частотних характеристик в програмі MATLAB

а) Знайдемо запаси по фазі та амплітуді розімкненої системи в програмі MATLAB за допомогою оператора `margin`.

Амплітудно-частотна характеристика показує, як пропускає ланка сигнал різної частоти. Оцінка пропускання знаходиться по відношенню амплітуд вихідної й вхідної величин.

Фазово-частотна характеристика показує фазові зрушення, внесені ланкою на різних частотах .

Запас стійкості по амплітуді визначається як кількість δB , на яке потрібно збільшити посилення системи, щоб вона досягла границі стійкості. Запас стійкості по фазі визначається як різниця між 180^0 й абсолютним значенням аргументу передатної функції на частоті зрізу.

```
>>kpsi2=-1.65
```

```
>>kpsi1=-0.08
```

```
>>Wr=tf([0.75],[0.01 0.22-0.075*kpsi2 0.22-0.075*kpsi1-0.75*kpsi2 1-0.75*kpsi1 0])
```

```
>>figure(1)
```

```
>>margin(Wr)
```

В результаті отримуємо:

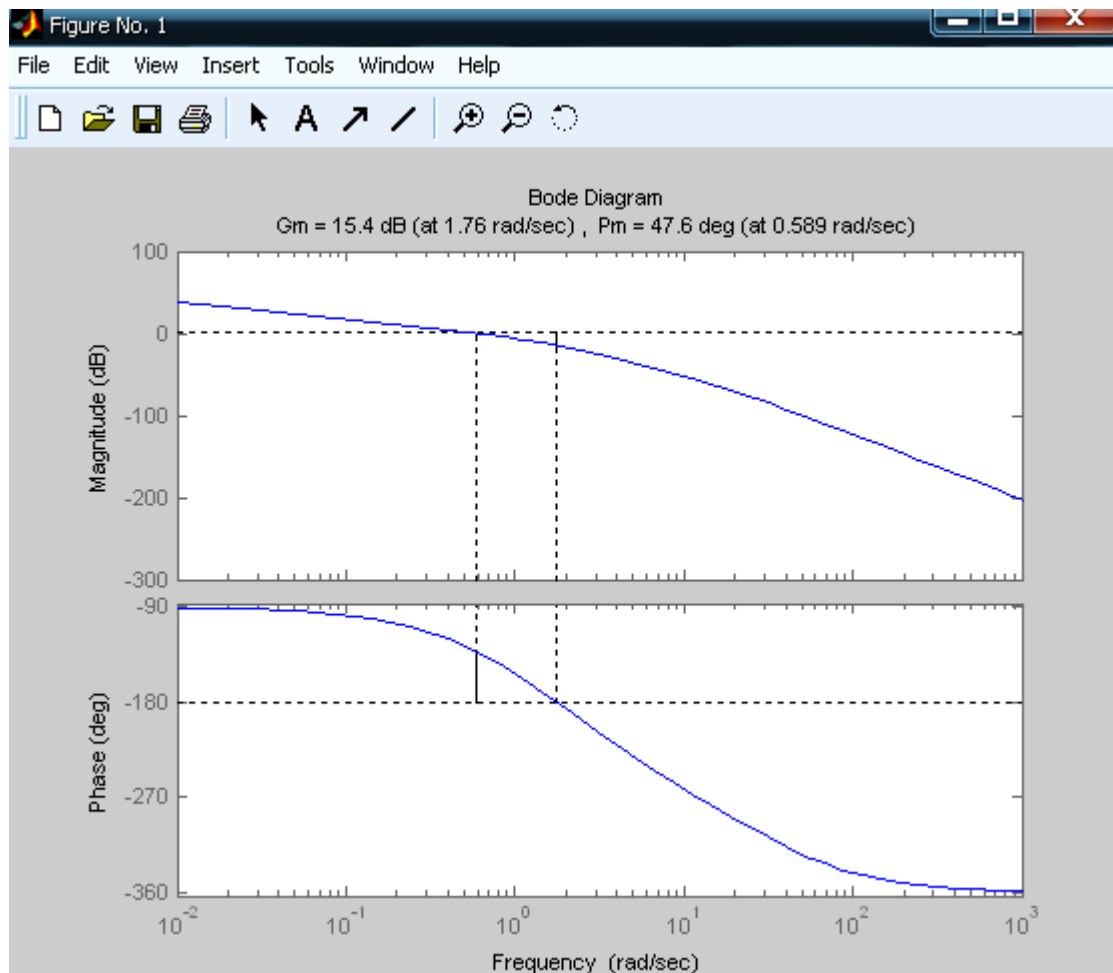


Рис.22.

Запас стійкості за амплітудою визначається як кількість децибелів, на яку потрібно збільшити підсилення системи, щоб вона досягла межі стійкості. Запас стійкості за фазою визначається як різниця між 180° та абсолютним значенням аргументу при частоті зрізу $\omega_{зр}$, тобто $m_\phi = 180^\circ -$

$$- \left| \psi(\omega_{зр}) \right|.$$

В даному випадку одержали запаси стійкості розімкнутої системи: по амплітуді $-15,4\text{дб}$, по фазі $-47,6^\circ$. Звідси видно, що запаси стійкості розімкнутої системи задовольняють умови по амплітуді $m_a \geq 10\text{ дб}$, по фазі $m_\phi \geq 25^\circ$.

б) За допомогою програми MatLab, зокрема оператора bode побудуємо АЧХ та ФЧХ замкнутої системи.

```
>>Wz=feedback(Wr,1,-1)
```

```
>>figure(2)
```

```
>>bode(Wz)
```

В результаті отримуємо:

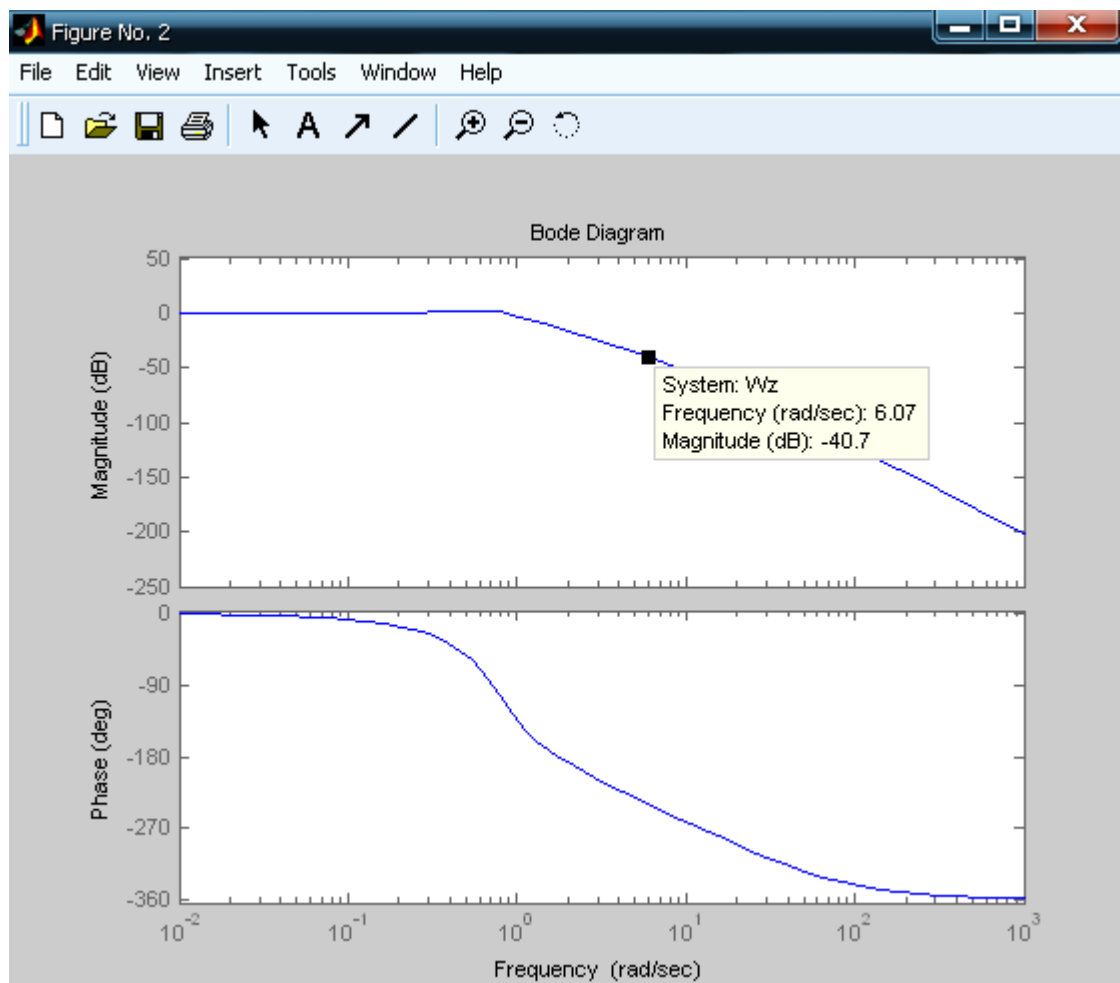


Рис.23.

Смуга частот пропускання замкнутої системи стосовно керуючого впливу $\Delta\psi_3\omega=6,071/сек$; показник коливальності амплітудної частотної характеристики $M = 1,24$.

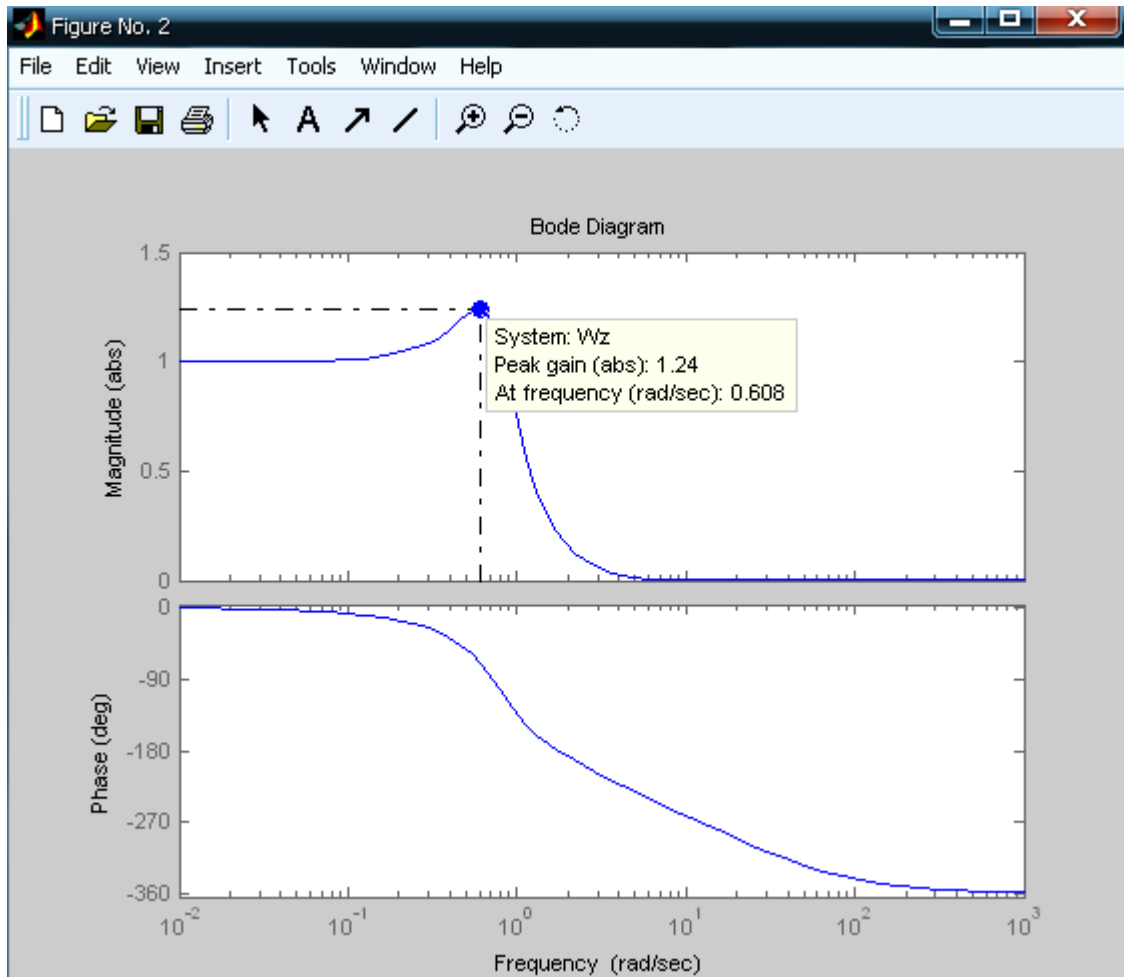


Рис.24.

3.3. Побудова перехідного процесу.

Побудувати перехідний процес $\Delta\psi(t)$ при одиничному східчастому впливі керуючого сигналу $\Delta\psi_3$. Перерегулювання повинне бути не більше 30%.

```
>>figure (3)
```

```
>>step (Wz)
```

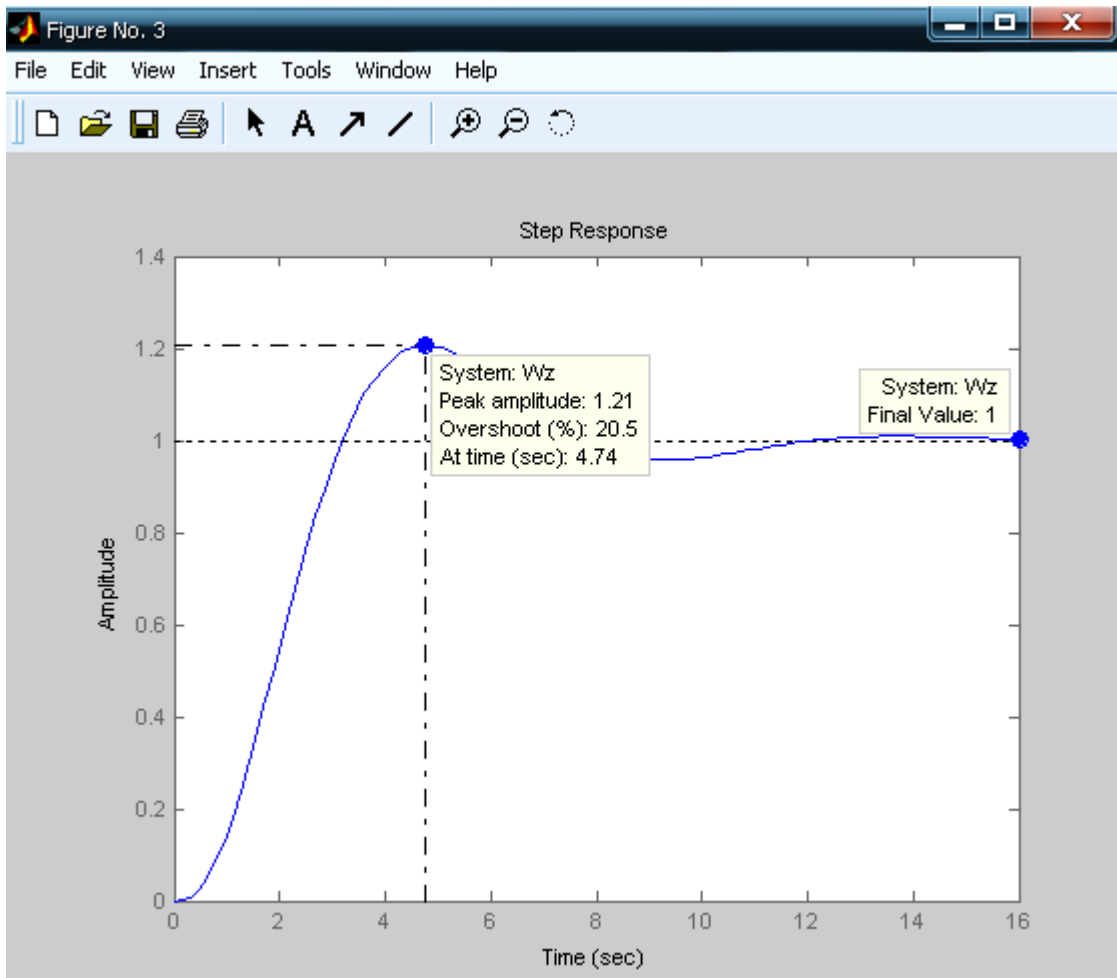


Рис.25.

Відповідно перерегулювання дорівнює 20,5%, що задовольняє умові $\sigma < 30\%$. Система є стійкою оскільки крива прямує до усталеного значення $y = 1$.

ВИСНОВКИ

У даній дипломній роботі ми розглянули рух riskання літака, керованого пілотом, припускаючи, що вектор швидкості є нерухомим і відсутній рух крену.

У результаті одержали систему, що має наступні динамічні характеристики:

- 1) Запас по амплітуді – 15,4дб; запас по фазі $-47,6^0$.

У добре демпфированих системах запас стійкості по амплітуді становить приблизно 6–20 дБ, а запас по фазі – 30–60⁰.

- 2) Смуга частот пропускання замкнутої системи стосовно керуючого впливу $\omega=6,07$ 1/сек показник коливальності амплітудно-частотної характеристики $M=1,24$.

У добре демпфированих системах показник коливальності не повинен перевищувати значень 1,1-1,5.

- 3) Перерегулювання $\sigma = 20,5\%$.

У добре демпфированих системах показник перерегулювання не повинен перевищувати значення 30%.

Перерегулювання й показник коливальності характеризують схильність системи до коливань, в даному випадку ми одержали слабо коливальну систему.

Методика розрахунку та моделювання САУ з використанням середовища MATLAB SIMULINK підвищує ефективність процедур проектування автоматизованих систем управління польотом літака.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ

ДЖЕРЕЛ

1. С. Г. Унгурян, М. В. Лупандин “Расчет систем автоматического управления полетом самолета”, 1971.
2. А. Э. Асланян “Системы автоматического управления полетом летательных аппаратов”, 1984.
3. И.А. Михалев и др. Системы автоматического управления самолетом. – Машинностроение, 1971.
4. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування. – Київ: «Либідь», 2009.
5. Никулин Е.А. Основы теории автоматического управления. Частотные методы анализа и синтеза систем / Учебное пособие для вузов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004.
6. В.А. Боднер “Авиационные приборы”, 1966.

ДОДАТКИ

Реалізація та лістинг у середовищі Matlab:

b11=-0.2

b12=0.1

b13=0.08

b14=0.08

b21=-8

be=-8

b22=-7.5

bn=-7.5

b23=-2

b31=-10

b32=-0.016

b33=-1.2

W0=100

c3=7*10⁽⁻⁵⁾,c4=8*10⁽⁻⁶⁾

T3=0.08,b53=1

kpsibn=-bn/b31

Tn=1/sqrt(-b53*b31)

zetan=-b33/(2*sqrt(-b53*b31))

Wpsibn=tf([kpsibn],[Tn^2 2*zetan*Tn 1])

kpsi2=-1.65,kpsi1=-0.08

Wr=tf([0.75],[0.01 0.22-0.075*kpsi2 0.22-0.075*kpsi1-0.75*kpsi2 1-0.75*kpsi1 0])

figure(1)

margin(Wr)

Wz=feedback(Wr,1,-1)

figure(2)

bode(Wz)

figure (3)

step(Wz)

b11 =

-0.2000

b12 =

0.1000

b13 =

0.0800

b14 =

0.0800

b21 =

-8

be =

-8

b22 =

-7.5000

bn =

-7.5000

b23 =

-2

b31 =

-10

b32 =

-0.0160

b33 =

-1.2000

W0 =

100

c3 =

7.0000e-005

c4 =

8.0000e-006

T3 =

0.0800

b53 =

1

kpsibn =

-0.7500

Tn =

0.3162

zetan =

0.1897

Transfer function:

-0.75

0.1 s² + 0.12 s + 1

kpsi2 =

-1.6500

kpsi1 =

-0.0800

Transfer function:

0.75

0.01 s⁴ + 0.3438 s³ + 1.463 s² + 1.06 s

Transfer function:

0.75

s⁴ + 0.3438 s³ + 1.463 s² + 1.06 s + 0.75