

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
МИКОЛАЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ**

ІНЖЕНЕРНО-ЕНЕРГЕТИЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

**КАФЕДРА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКИ, ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ ТА
ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ**

ОСНОВИ АВТОМАТИКИ

методичні рекомендації

до виконання курсового проекту для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти ОПП «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» денної форми здобуття вищої освіти

Миколаїв

2025

УДК 681.5

О-75

Рекомендовано до друку методичною радою Інженерно-енергетичного факультету Миколаївського національного аграрного університету від 18.09.2025, протокол № 1.

Укладач:

Дмитро Кошкін

— канд. тех. наук, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Миколаївський національний аграрний університет.

Рецензенти:

Олексій Садовий

— канд. тех. наук, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Миколаївський національний аграрний університет.

Андрій Ставинський

— д-р техн. наук, професор, зав. кафедрою електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Миколаївський національний аграрний університет.

© Миколаївський національний
аграрний університет, 2025

ЗМІСТ

1. СИНТЕЗ СЛІДКУЮЧИХ СИСТЕМ МЕТОДОМ ПРЯМИХ ЛОГАРИФМІЧНИХ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	4
1.1. Визначення передавальної функції незмінної частини системи	5
1.2. Побудова логарифмічної амплітудно-частотної харак- теристики незмінної частини системи	11
1.3. Побудова прямої бажаної логарифмічної амплітудної характеристики.....	14
1.4. Синтез коригувальних пристроїв	20
1.5. Зразок розрахунку слідкувального електропривода ме- тодом прямих ЛАЧХ.....	24
2. МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ЕОМ	31
4.1. Постановка завдання	31
4.2. Використання командної строки MATLAB.....	32
4.3. Використання пакету Simulink	37
4.4. Використання програми MathCad	47
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	51
ДОДАТОК А. ВАРІАНТИ ЗАВДАНЬ НА КУРСОВЕ ПРОЕКТУВАННЯ.	52
ДОДАТОК Б. РЕАЛІЗАЦІЯ КОРИГУВАЛЬНИХ ЛАНОК	54

1. СИНТЕЗ СЛІДКУЮЧИХ СИСТЕМ МЕТОДОМ ПРЯМИХ ЛОГАРИФМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Відповідно до класифікації САР можна поділити на три типи систем: стабілізуючі, програмні та слідкуючі. З них у даний час у різних галузях транспорту і виробництва все більше застосування знаходять слідкуючі системи, різноманітні як за призначенням, так і за будовою. Незважаючи на те, що ці системи перебувають у різних експлуатаційних умовах і до них ставляться різні тактико-технічні вимоги, які повинні певним чином ураховуватися при проектуванні кожної з них, методи їхнього синтезу залишаються в основному загальними. Загальність методів синтезу пояснюється загальністю структури та принципів побудови. Характерна риса структурних схем слідкуючих систем полягає в тому, що вони містять ряд паралельних ланцюгів зворотних зв'язків, які охоплюють ту саму послідовність ланок. Для синтезу таких систем часто використовують метод зворотних логарифмічних частотних характеристик (ЗЛЧХ).

Поряд з методом реалізації зворотної бажаної ЛАЧХ одним з найпоширеніших частотних методів синтезу коригувальних пристроїв є метод прямих логарифмічних частотних характеристик. Він проводиться в такий спосіб:

- будується бажана логарифмічна амплітудна частотна характеристика, виходячи з необхідної точності системи та необхідної якості перехідного процесу;
- ця характеристика порівнюється з нескоригованою системою;
- визначається передавальна функція коригувального пристрою так, щоб при його включенні в систему, була б отримана бажана форма логарифмічної амплітудної характеристики.;

- потім будується фазова частотна характеристика і оцінюється величина отриманого при цьому запасу стійкості системи та інших якісних показників.

1.1. Визначення передавальної функції незмінної частини системи

1.1.1. Принципова схема слідкуючої системи з керованим тиристорним перетворювачем.

Широке застосування тиристорних перетворювачів у схемах слідкувальних приводів визначається тими перевагами, які вони мають у порівнянні з іншими типами перетворювачів, а саме:

- висока швидкодія;
- високі енергетичні показники (ККД. тиристорного перетворювача дорівнює $0,95 \div 0,98$);
- малі маса і габарити;
- високий коефіцієнт підсилення за потужністю;
- миттєва готовність до роботи і т. ін.

У даний час розроблена велика кількість схем тиристорних перетворювачів. Тип схеми визначається родом струму силової живильної мережі і типом виконавчого двигуна (ВД). Так, при наявності мережі змінного струму та ВД постійного струму незалежного збудження, тиристорний перетворювач будується за схемою керованого тиристорного перетворювача (КТП). Принцип роботи КТП полягає в тому, що тиристор, послідовно включений між мережею та навантаженням, переводять у провідний стан на певну регульовану частину кожного періоду в ті моменти часу, коли напруга на його аноді позитивна. Після включення тиристор перебуває в провідному стані незалежно від керуючого сигналу доти, доки його анодний струм під дією живильної мережі не знизиться до нуля.

Принципова схема СП на базі системи КТП–ВД постійного струму незалежного збудження з приймальним тахогенератором, наведена на рис. 1.1. Пунктиром на схемі позначені коригуючі ланки. У цій схемі керуюча напруга $U_\delta = k_\delta \delta$ виробляється за допомогою двох обертових трансформаторів OT , один з яких – датчик $Д$, пов'язаний з задавальною віссю, а інший – приймач $П$ – з виконавчою віссю. Як вимірники кута неузгодженості можуть бути використані й інші елементи: потенціометри, селісини і т. ін.

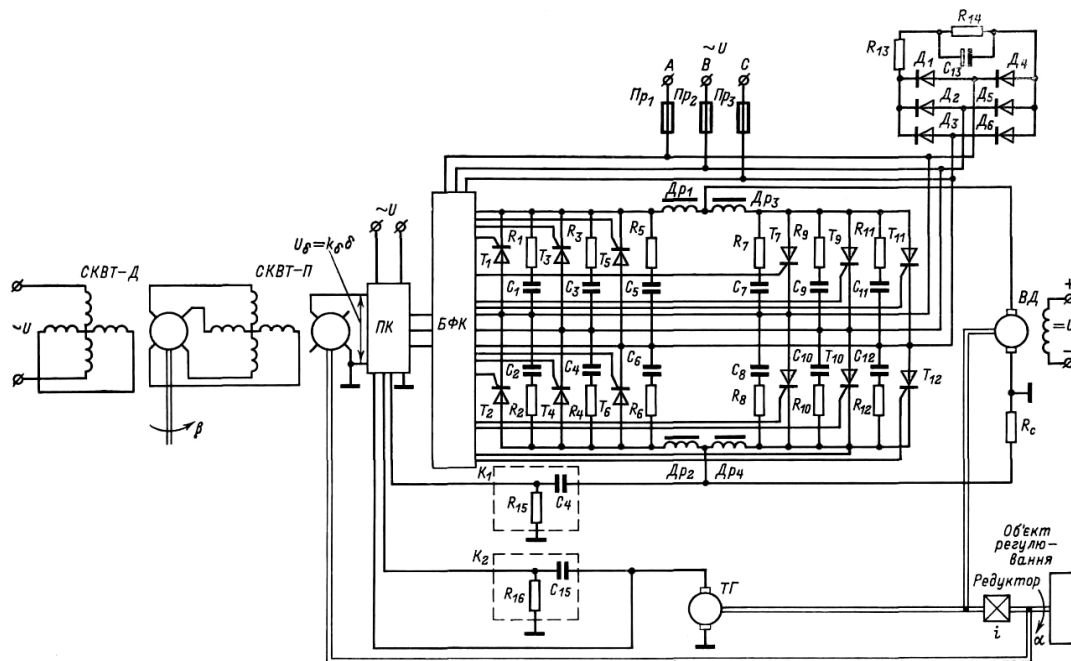


Рис. 1.1. Принципова схема слідкувального привода

Напруга, пропорційна до кута неузгодженості, надходить на вхід попереднього підсилювача $ПП$, призначеного для перетворення та посилення сигналу помилки, підсумовування сигналу помилки та сигналів зворотних зв'язків, посилення та перетворення сумарного сигналу. Крім того, попередній підсилювач містить каскад обмеження струму $ВД$, призначений для формування статичної характеристики $ПП$ у функції швидкості $ВД$. Перетворений і посилений сигнал помилки надходить на вхід блоку фазового керування $БФК$, призначеного

для формування імпульсів, які відкривають тиристори KTP , і зміни їхньої фази щодо фази напруги живильної мережі у функції сигналу неузгодженості.

До KTP приєднаний $ВД$, який через редуктор переміщує об'єкт регулювання і одночасно датчик зворотного зв'язку за положенням – приймальний $ОТ$. З валом $ВД$ жорстко з'єднаний валик приймального тахогенератора $ТГ$, напруга на якому використовується як коригувальний від'ємний зворотний зв'язок за швидкістю, а також для формування статичної характеристики $ПП$.

Крім напруги приймального тахогенератора, як сигнал коригувального від'ємного зворотного зв'язку за струмом використовується спадання напруги на резисторі R_c , який включений в коло якоря $ВД$. У колах зворотного зв'язку за швидкістю та за струмом використовуються коригувальні пристрої – RC -контури, позначені на схемі K_1 і K_2 .

Для обмеження зрівняльного струму та зменшення пульсацій струму якоря в зрівняльний контур включені дроселі $Др_1-Др_4$. Для захисту тиристорів KTP від перенапруг і струмових перевантажень вони шунтовані RC -ланками, які складаються з резисторів $R_1 - R_{12}$ і конденсаторів $C_1 - C_{12}$. До фаз живильної мережі підключений діодний міст, який складається з діодів $Д_1 - Д_6$. Резистори R_{13}, R_{14} і конденсатор C_{13} , служать навантаженням діодного моста, а у фазі живильної мережі включені запобіжники $Пр_1 - Пр_3$.

Аналогічно можуть бути реалізовані схеми $СП$ на базі KTP із використанням двох датчиків швидкості (задавальної і виконавчої осей) і без використання датчиків швидкості. Вибір тієї або іншої схеми визначається умовами їх застосування [2].

Попередній підсилювач у системі $KTP - ВД$ має ряд особливостей. Сигнал помилки надходить на фазочутливий випрямляч, виконаний за однополуперіодною схемою на інтегральному перемикачі. Підсумовування спрямленого сигналу помилки та коригувального сигнала

лу зворотного зв'язку за швидкістю здійснюється за схемою паралельного додавання. Сумарний сигнал надходить на перший ключ модулятора, а на другий ключ надходить коригувальний сигнал зворотного зв'язку за струмом.

З виходу модулятора сигнал надходить на трикаскадний підсилювач змінного струму, два каскади якого виконані на інтегральних мікросхемах, а третій являє собою емітерний повторювач. Посилений сигнал випрямляється за допомогою фазочутливого випрямляча і надходить на вихідний каскад, що має двоє плечей, виконаних за схемою підсилювача постійного струму.

1.1.2. Рівняння системи «керований тиристорний перетворювач – двигун постійного струму незалежного збудження».

Значний інтерес представляють динамічні характеристики КТП як елемента слідкувального привода. Точне їхнє визначення пов'язане з рядом труднощів, обумовлених деякими особливостями КТП. Одна із цих особливостей пов'язана з дискретним характером роботи КТП. Дійсно, відкривання тиристорів здійснюється в певні проміжки часу, обумовлені частотою живильної мережі й кількістю фаз перетворювача. При цьому, в момент зміни керуючого сигналу міняється період дискретності. Зміна періоду залежить як від значення, на яке міняється керуючий сигнал, так і від моменту часу, у який це відбувається, тобто від кута регулювання перед зміною керуючого сигналу. Ця обставина не дозволяє в загальному випадку використати для аналізу динамічних властивостей КТП методи теорії лінійних імпульсних систем.

Друга особливість КТП визначається неповною керованістю тиристорів. Ця особливість викликає залежність часу перехідного процесу зміни вихідної напруги від полярності та значення керуючого сигналу. Однак в [3] показано, що дискретність КТП не вносить фазового зсуву в керуючий сигнал до певної частоти, названої граничною. Гранична частота визначається з виразу

$$f_{\Gamma P} = \omega m / 4\pi .$$

Там же показано, що неповна керованість тиристорів проявляється тільки при швидкості зміни керуючого сигналу, більшої від деякого значення, яке залежить від частоти живильної мережі. При швидкості зміни кута регулювання меншої, ніж кругова частота живильної мережі, тобто при

$$\frac{d\omega(t)}{dt} < \omega ,$$

КТП може розглядатися як безінерційна ланка.

Обмеження швидкості зміни керуючої напруги може бути досягнуто за рахунок включення на вході системи фазового керування аперіодичної ланки з постійною часу

$$T \geq 2/\omega .$$

У реверсивному КТП із сумісним керуванням групами тиристорів наявність аперіодичної ланки з такою постійною часу виявляється також необхідною для обмеження динамічних зрівняльних струмів, що відзначалося вище. Тому реверсивний КТП із сумісним керуванням можна вважати безінерційним аж до граничної частоти $f_{\Gamma P}$. Такий висновок дозволяє користуватися лінійними методами теорії автоматичного регулювання при реалізації СП на базі системи КТП-ВД.

Для визначення динамічних характеристик системи КТП-ВД розглянемо процес наростання струму у загальмованому ВД, який працює від КТП при постійному куті регулювання. При збільшенні струму навантаження відбувається збільшення кута комутації. Нехтуючи значенням R_n , для періоду комутації можна записати систему рівнянь, яка описує електромагнітні процеси в системі КТП-ВД:

$$\left. \begin{aligned} L_{\Pi} p i_m(t) + L_{\Pi} p i_{\text{я}}(t) + R_{\Pi} i_{\text{я}}(t) &= u_m(t); \\ L_{\Pi} p i_1(t) + L_{\Pi} p i_{\text{я}}(t) + R_{\Pi} i_{\text{я}}(t) &= u_1(t); \\ i_1(t) + i_m(t) &= i_{\text{я}}(t). \end{aligned} \right\} \quad (0.1)$$

Виключивши з системи (0.1) струми тиристорів, одержуємо:

$$\left(L_{\text{H}} + \frac{L_{\text{П}}}{2}\right) p i_{\text{я}}(t) + R_{\text{H}} i_{\text{я}}(t) = \frac{u_{\text{м}}(t) + u_1(t)}{2}. \quad (0.2)$$

Для зони провідності одного тиристора маємо наступне рівняння:

$$(L_{\text{H}} + L_{\text{П}}) p i_{\text{я}}(t) + R_{\text{H}} i_{\text{я}}(t) = u_1(t). \quad (0.3)$$

Оскільки кут комутації ψ залежить від випрямленого струму, точне рішення (0.2) і (0.3) складне. Наближене рішення знайдено в припущенні, що зміна струму за інтервал провідності тиристора мала в порівнянні з абсолютним значенням струму. Воно має вигляд:

$$(L_{\text{H}} + L_{\text{П}}) p i_{\text{я}}(t) + (R_{\text{H}} + R_{\text{П}} + \frac{m}{2\pi} \omega L_{\text{П}}) i_{\text{я}}(t) = U_{\text{д.а.}} \cdot \cos \theta(t).$$

Вводячи позначення

$$\begin{aligned} L_{\text{H}} + L_{\text{П}} &= L_{\text{Ц}}; \\ R_{\text{H}} + R_{\text{П}} + \frac{m}{2\pi} \omega L_{\text{П}} &= R_{\text{д}}, \end{aligned}$$

одержуємо:

$$L_{\text{Ц}} p i_{\text{я}}(t) + R_{\text{д}} i_{\text{я}}(t) = U_{\text{д.а.}} \cdot \cos \theta(t), \quad (0.4)$$

де $L_{\text{Ц}}$ – сумарна індуктивність силового кола КТП-ВД; $R_{\text{д}}$ – сумарний активний опір силового кола КТП-ВД.

Вираз (0.4) є рівнянням, яке пов'язує струм і напругу системи КТП-ВД у режимі безперервних струмів. Воно показує, що в лінійному наближенні силова частина системи КТП-ВД при загальмованому двигуні еквівалентна аперіодичному колу. Режим переривчастих струмів не впливає на динамічні характеристики системи, оскільки, як ми вже відзначали, він характерний лише для дуже малих значень струмів, а при сумісному керуванні реверсивним КТП взагалі відсутній. При великій потужності джерела живлення, яка на порядок перевищує потужність ВД, значеннями $R_{\text{П}}$ та $L_{\text{П}}$ можна знехтувати, тоді $R_{\text{д}} = R_{\text{H}}$ і $L_{\text{Ц}} = L_{\text{H}}$.

Для визначення передавальної функції системи КТП-ВД при не-загальмованому ВД з урахуванням пристрою керування тиристорами

(блоку фазового керування БФК) складемо систему диференціальних рівнянь.

Рівняння БФК

$$\theta(t) = \arccos \frac{k_{\text{БФК}}}{1 + T_{\text{БФК}} \cdot p} u_{\text{ВХ}}(t), \quad (0.5)$$

де $u_{\text{ВХ}}$ – напруга на вході БФК; $T_{\text{БФК}}$ – постійна часу аперіодичної ланки на вході БФК; $k_{\text{БФК}}$ – коефіцієнт підсилення БФК.

Арккосинусоїдальна залежність між кутом регулювання і напругою керування на вході БФК характерна для керуючих пристроїв, що використовують напругу живильної мережі як опорну. Аперіодична ланка з постійною часу $T_{\text{БФК}}$ вводиться на вході БФК для обмеження динамічного зрівняльного струму в реверсивному КТП із сумісним керуванням групами тиристорів, $T_{\text{БФК}} = 0,006 \div 0,01$ с.

Отже, в спрощеному варіанті передавальна функція КТП може бути записана як

$$W_{\text{ТП}}(p) = \frac{k_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}} p + 1}, \quad (0.6)$$

де $k_{\text{ТП}}$ – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача; $T_{\text{ТП}}$ – постійна часу КТП.

1.2. Побудова логарифмічної амплітудно-частотної характеристики незмінної частини системи

Передавальна функція тиристорного перетворювача, як було визначено в попередньому розділі, при певних припущеннях, має вигляд аперіодичної ланки (0.6). Тобто спряжуюча частота КТП

$$\omega_{\text{ТП}} = \frac{1}{T_{\text{ТП}}}.$$

Передавальна функція двигуна постійного струму незалежного збудження при керуванні напругою якоря має вигляд:

$$W_d(p) = \frac{\alpha_d(p)}{U_y(p)} = \frac{k_d}{p(\tau_p \tau_{кз} p^2 + \tau_p p + 1)},$$

де $k_d = \frac{1}{k_\omega}$ – коефіцієнт підсилення двигуна; τ_p – постійна часу розго-

ну; $\tau_{кз}$ – постійна часу короткого замикання.

Параметри двигуна можуть бути обчислені за наступною методикою.

1. Визначаємо діюче значення опору силового кола КТП–Д, що дорівнює сумі діючого опору КТП, активних опорів вирівнювальних дроселів та опору якоря двигуна

$$R_d = R_{тп} + 2R_{др} + R_y,$$

де $R_{тп}$ – активний опір КТП; $R_{др}$ – активний опір згладжувального дроселя, R_y – активний опір якірної обмотки виконавчого двигуна.

Активний опір керованого тиристорного перетворювача визначається за наближеною формулою:

$$R_{тп} = R_n + \frac{m}{2\pi} \omega L_n \approx \frac{0,08 U_{тп}}{I_{ян}}$$

2. Знаходимо коефіцієнт противо-е.р.с. двигуна

$$k_\omega = \frac{U_n - I_n R_y}{\frac{n_n}{60} 2\pi},$$

де U_n , I_n – номінальні напруга та струм якоря; n_n – номінальна частота обертання.

3. Знаходимо постійну часу розгону двигуна

$$\tau_p = \frac{J R_d}{k_\omega^2}$$

4. Знаходимо індуктивність якірного кола

$$L_y = c_x \frac{U_d}{I_n n_n p},$$

де p – кількість пар полюсів; c_x – емпіричний коефіцієнт (0,1 – для машин з компенсаційною обмоткою, 0,4 – для машин без компенсаційної обмотки).

5. Визначаємо постійну часу

$$\tau_{кз} = \frac{L_d}{R_d},$$

де L_d – сумарна індуктивність якірного ланцюга, яка враховує індуктивність згладжувальних дроселів $L_{др}$ та індуктивність живильного трансформатора $L_{п}$, які вибирають за каталожними даними цих елементів (див. додаток Б), визначається за формулою

$$L_d = L_{я} + 2L_{др} + L_{п}$$

6. За відомими постійними часу двигуна приблизно можна визначити спряжуючу частоту ланки двигуна, яка дорівнює

$$\omega_{дв} = \frac{1}{\tau_{дв}} = \frac{1}{\sqrt{\tau_p \tau_{кз}}}.$$

Таким чином, передавальна функція незмінної частини системи

$$W_0(p) = \frac{\alpha_d(p)}{U_y(p)} = \frac{k_d}{p(\tau_p \tau_{кз} p^2 + \tau_p p + 1)} \frac{k_{тп}}{(T_{тп} p + 1)}.$$

Зовнішній вигляд асимптотичної ЛАЧХ незмінної частини системи зображений на рис.1.2.

Приблизно характеристику можна описати таким чином:

- до спряжуючої частоти двигуна $\omega_{дв}$ характеристика іде під нахилом –20 дБ/дек;
- починаючи із спряжуючої частоти двигуна, нахил змінюється на –60 дБ/дек;
- починаючи із спряжуючої частоти КТП $\omega_{тп}$, нахил змінюється на –80 дБ/дек.

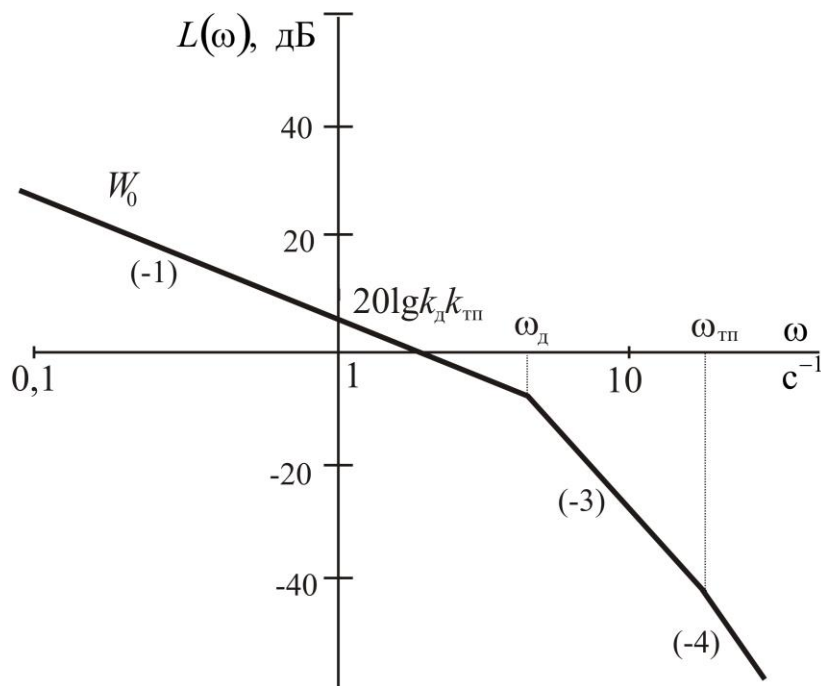


Рис. 1.2.

1.3. Побудова прямої бажаної логарифмічної амплітудної характеристики

Розглянемо формування бажаної логарифмічної амплітудної частотної характеристики, виходячи із заданих вимог до системи за точністю і якістю перехідного процесу. Вважаємо заданими значення показників якості перехідного процесу:

$\sigma_{\max}$ — максимальне перерегулювання;

$T_{\max}$ — максимальний час регулювання.

Побудова бажаної логарифмічної амплітудної характеристики здійснюється за допомогою наведених нижче правил, які впливають зі зв'язку між властивостями частотних характеристик розімкненої і замкненої систем.

Розглянемо наступний порядок дій для отримання основних параметрів бажаної логарифмічної амплітудної характеристики:

- знаючи необхідний порядок астатизму ν і припускаючи, що коефіцієнт підсилення розімкненої системи μ є заданою величиною, будуємо логарифмічну амплітудну характеристику об'єкта або незмінної частини системи;
- приймаємо низькочастотну асимптоту цієї логарифмічної амплітудної характеристики за низькочастотну асимптоту бажаної логарифмічної амплітудної характеристики, яка при частотах, менших від першої спряжуючої частоти, має нахил -20 дБ/дек і при $\omega=1$ має ординату, рівну $20\lg\mu$;
- при невідомому коефіцієнті підсилення розімкненої системи для визначення розміщення низькочастотної асимптоти на координатній площині доцільно використовувати контрольну робочу точку, координати якої можна визначити за залежностями

$$\left[L(\omega_p) = -20\lg \frac{\varepsilon_r}{\beta_{\max}}; \quad \omega = \omega_p \right], \quad (0.7)$$

де ε_r – гармонічна складова сумарної помилки системи визначається відношенням

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_{\Sigma}}{2};$$

$\beta_{\max}$ – максимальна амплітуда гармонічної складової вхідного впливу визначається відношенням

$$\beta_{\max} = \frac{(\ddot{\beta}_{\max})^3}{(\ddot{\ddot{\beta}}_{\max})^2};$$

ω_p – частота гармонічної складової вхідного впливу визначається відношенням

$$\omega_p = \frac{\ddot{\ddot{\beta}}_{\max}}{\ddot{\beta}_{\max}};$$

ці параметри визначаються, виходячи з параметрів вхідного сигналу, заданих в технічному завданні на проектування системи (більш докладно це питання буде висвітлене в п. 2.2);

– проводимо вліво від контрольної точки асимптоту з на-

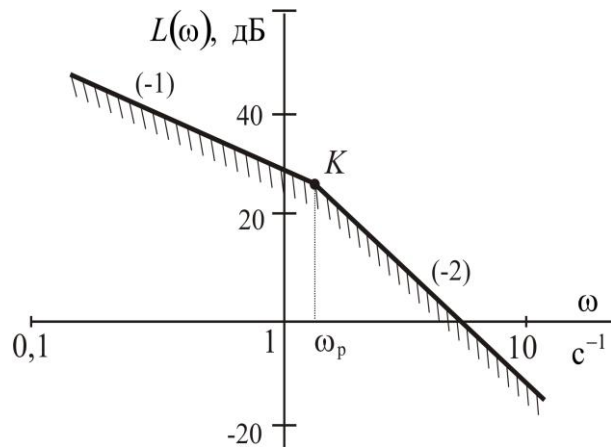


Рис. 1.3.

хилом -20 дБ/дек , а вправо -40 дБ/дек , отримуємо «заборонену область» (на рис. 1.3. позначена штрихуванням), поза якою повинна проходити бажана характеристика для виконання умов точності.

Середньочастотна асимптота ЛАЧХ розімкнутої системи і її сполучення з низькочастотною визначають динамічні властивості системи: стійкість і показники якості перехідної характеристики.

Побудову середньо-частотної асимптоти бажаної ЛАЧХ починають із вибору частоти зрізу $\omega_{зр}$. Для цього використовується номограма (рис. 1.4), розроблена В.В.Солодовніковим. Вона визначає залежність перерегулювання

σ_{max} і часу регулювання T_{max} від максимуму P_{max} дійсної частотної характеристики замкненої системи, причому час регулювання T_{max} дано у вигляді функції частоти зрізу $\omega_{зр}$.

Номограма використовується в такий спосіб. За заданим значенням перерегулювання σ_{max} визначають

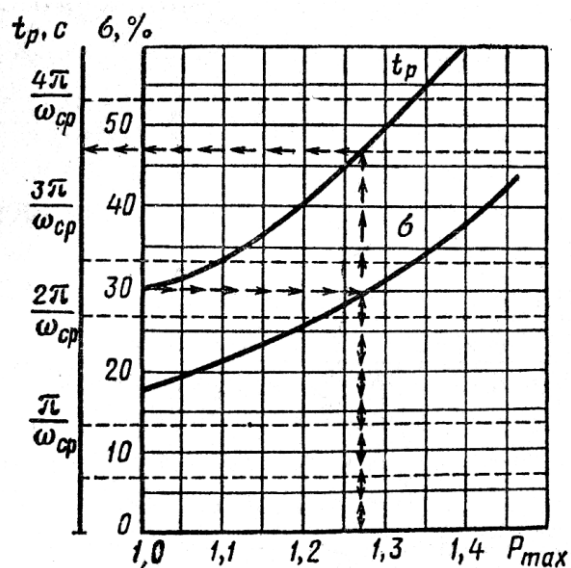


Рис. 1.4.

значення $P_{\max}$. Потім по $P_{\max}$ визначають співвідношення між $T_{\max}$ і $\omega_{зр}$

$$T_{\max} = c\pi / \omega_{зр} \quad (0.8)$$

На рис. 1.4 показано, як за значенням $\sigma_{\max} = 30\%$ визначено $P_{\max} = 1,27$ і потім $T_{\max} = 3,5\pi / \omega_{зр}$.

З виразу (0.8) обчислюють частоту зрізу $\omega_{зр1}$, за якої час регулювання не перевищить заданого значення. Якщо при початковій неузгодженості β_0 прискорення регульованої координати обмежується значенням $\ddot{\beta}_{\max}$, то частота зрізу не повинна бути більше від $\omega_{зр2}$, що визначається за формулою

$$\omega_{зр2} = \sqrt{\ddot{\beta}_{\max} / \beta_0}. \quad (0.9)$$

Частота зрізу $\omega_{зр2}$ відповідає оптимальному перехідному процесу при припустимому прискоренні $\ddot{\beta}_{\max}$.

Таким чином, частота зрізу повинна бути обрана за однією з наступних умов:

$$\omega_{зр} \approx \omega_{зр1} \text{ або } \omega_{зр1} \leq \omega_{зр} \leq \omega_{зр2} \quad (0.10)$$

Чим більше $\omega_{зр}$, тим менше час регулювання. Однак, якщо $\omega_{зр2} < \omega_{зр1}$ то $\omega_{зр}$ не повинна бути більше $\omega_{зр2}$. У цьому випадку час регулювання, можливо, не буде задовольняти вимогам.

Середньочастотна асимптота бажаної ЛАЧХ проводиться через точку $\omega_{зр}$ із нахилом -20 дБ/дек. При більшому нахилі важко забезпечити необхідний запас стійкості та припустиме перерегулювання.

Довжина середньочастотної асимптоти встановлюється, виходячи з необхідного

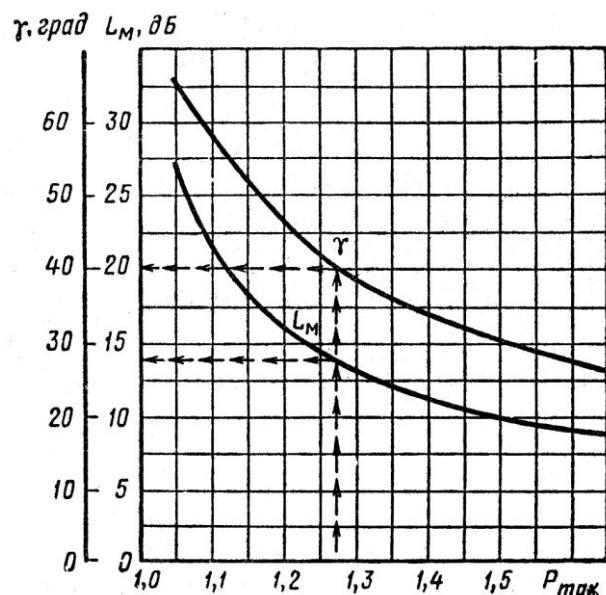


Рис. 1.5.

запасу стійкості. Із цих же міркувань вибирають її сполучення з низь-

кочастотною асимптотою. Крім того, сполучну асимптоту варто вибрати так, щоб характеристика $L_6(\omega)$ можливо менше відрізнялася від $L_0(\omega)$, щоб коригувальний пристрій був, по-можливості, простішим для реалізації.

Для зазначеного вибору за раніше знайденим значенням $P_{\max}$ за допомогою кривих, показаних на рис. 1.5, визначають надлишок фази γ та граничні значення L_m логарифмічних амплітуд. Надлишок фази γ має бути забезпечений на тій ділянці характеристики $L_6(\omega)$, для якої справедлива нерівність

$$L_m(\omega) \geq L_6(\omega) \geq -L_m(\omega).$$

Ця ділянка охоплює середньочастотну асимптоту і, можливо, частину сполучаючої асимптоти.

Для побудови сполучаючої асимптоти, спочатку потрібно провести пряму з ординатою L_m (див. рис. 1.6). Потім нанести сполучаючу асимптоту. Якщо нахил низькочастотної асимптоти -20 дБ/дек, то нахил сполучаючої асимптоти вибирається рівним -40 або -60 дБ/дек.

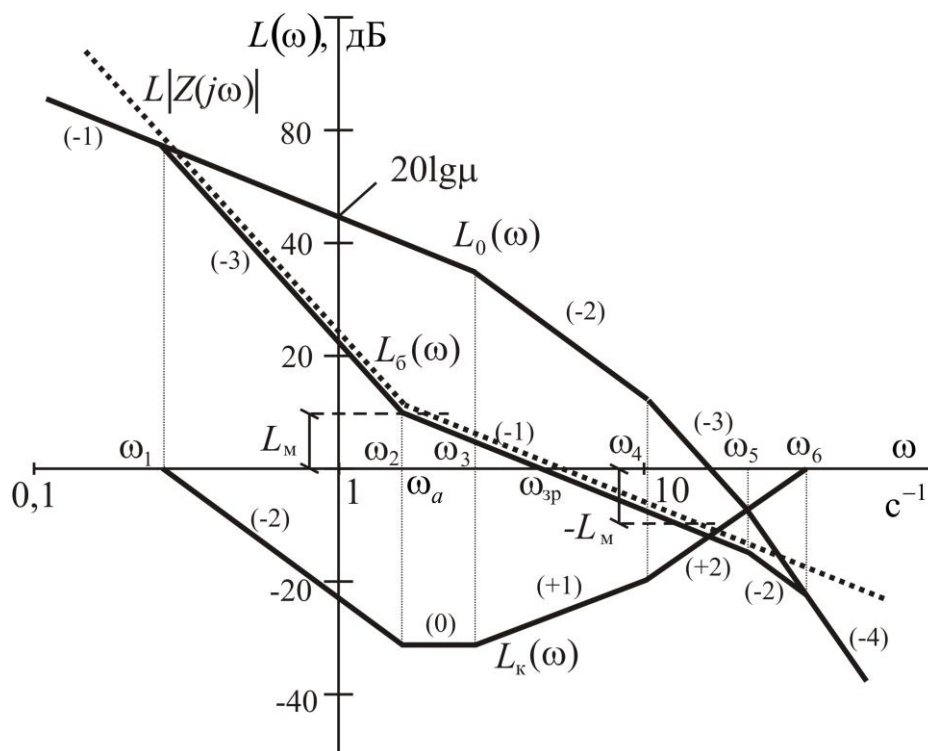


Рис.1.6.

Починати спрягаючу асимптоту можна із точки середньочастотної асимптоти з ординатою L_m . Після цього перевіряють надлишок фази γ_a при частоті ω_a , де ордината $L_\phi(\omega)$ дорівнює L_m .

Значення γ_a підраховують за наближеною формулою

$$\gamma_a = \pi - \nu \frac{\pi}{2} - \left(k \frac{\pi}{2} - \sum_{i=1}^k \frac{\omega_i}{\omega_a} \right) + \left(l \frac{\pi}{2} - \sum_{j=1}^l \frac{\omega_j}{\omega_a} \right), \quad (0.11)$$

де ν – порядок астатизму; ω_i – спряжуючі частоти, менші ω_a , при яких нахил $L_\phi(\omega)$ збільшується на 20 дБ/дек; k – кількість спряжуючих частот ω_i ; ω_j – спряжуючі частоти, менші ω_a , при яких нахил $L_\phi(\omega)$ зменшується на 20 дБ/дек; l – кількість спряжуючих частот ω_j .

Якщо надлишок фази γ_a виявляється меншим від необхідного, то сполучаючу асимптоту варто перемістити вліво. В супротивному випадку (при занадто великому надлишку фази) сполучаюча асимптота переміщується вправо. При цьому варто пам'ятати, що чим більший діапазон частот займає низькочастотна асимптота, тим краще система відтворює низькочастотні зміни задавального впливу, тобто має кращу точність.

Високочастотна асимптота бажаної ЛАЧХ мало впливає на властивості системи, тому її варто вибирати такою, щоб коригувальний пристрій був, по-можливості, простішим. Це досягається при співпадині високочастотних асимптот характеристик $L_\phi(\omega)$ і $L_0(\omega)$. Якщо здійснити співпадиння не вдається, то високочастотна асимптота $L_\phi(\omega)$ повинна мати той же нахил, що й високочастотна асимптота $L_0(\omega)$.

Після вибору високочастотної асимптоти бажаної ЛАЧХ і сполучення її зі середньочастотною асимптотою перевіряють надлишок фази γ_ϕ при частоті ω_ϕ , де ордината характеристики $L_\phi(\omega)$ дорівнює – L_m , за формулою

$$\gamma = \pi - \frac{\pi}{2} q_{cp} - \sum_{r=1}^m \frac{\omega}{\omega_r} - \sum \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_i}, \quad (0.12)$$

де $q_{\text{ср}}$ — відносний нахил середньочастотної асимптоти (при нахилі -20 дБ/дек $q_{\text{ср}} = 1$); ω_r — спряжуючі частоти більші від частоти зрізу $\omega_{\text{ср}}$; r — кількість частот ω_r . Якщо γ_δ менше від необхідного значення, то високочастотну асимптоту бажаної ЛАЧХ потрібно перемістити вправо.

1.4. Синтез коригувальних пристроїв

1.4.1. Обґрунтування вибору типу коригуючих ланок

При виборі типу коригуючої ланки (послідовної або паралельної) проектувальник має виважено оцінити всі недоліки та переваги того чи іншого варіанту.

Перевага послідовних коригувальних пристроїв полягає в тому, що вони часто можуть бути виконані у виді простих пасивних RC -контурів. Основним їхнім недоліком можна вважати те, що мінливість параметрів і характеристик елементів системи знижує ефективність дії послідовних коригувальних пристроїв, тому ставляться підвищені вимоги до стабільності характеристик елементів при їхньому застосуванні.

Інтегруючі (ті, що створюють відставання по фазі) RC -контури, які включаються послідовно, звичайно містять більш громіздкі конденсатори, ніж контури в колі зворотного зв'язку, а диференціюючі (ті, що створюють випередження по фазі) RC -контури дуже чутливі до перешкод.

Переваги паралельних коригувальних пристроїв полягають у наступному:

- зменшення залежності динамічних властивостей системи від змін параметрів і характеристик елементів, які входять до її складу, тому вимоги до елементів можуть бути не такими жорсткими, як при застосуванні послідовних коригувальних пристроїв;

– в елементах систем автоматичного регулювання, близьких до її виходу, розвивається значна потужність, тому живлення паралельного коригувального пристрою навіть у тому випадку, коли він споживає значну кількість енергії, не викликає ускладнень;

– системи з паралельними коригувальними пристроями, не так піддаються впливу перешкод, які часто бувають в сигналі помилки, як системи з послідовними коригувальними пристроями; це пояснюється тим, що елементи системи, які включаються перед входом коригувальних пристроїв, відіграють роль фільтру низьких частот.

Недоліком паралельних коригувальних пристроїв є те, що вони часто складаються з дорогих або громіздких елементів (наприклад, тахогенератори або стабілізуючі трансформатори). Значні труднощі іноді виникають у зв'язку з вимогою до зворотного зв'язку не навантажувати попередні каскади посилення. У випадку застосування паралельних коригувальних пристроїв звичайно необхідні високі коефіцієнти підсилення.

1.4.2. Розглянемо синтез послідовного коригувального пристрою.

Вважаємо заданою передавальну функцію розімкнутого кола системи без корекції $W_0(p)$.

Відповідна їй частотна характеристика $L|W_0(p)|$ (див рис. 1.2) відрізняється від бажаної $L_6(\omega)$. Введемо послідовний коригувальний пристрій із шуканою передавальною функцією $\Pi(p)$.

Коефіцієнт підсилення

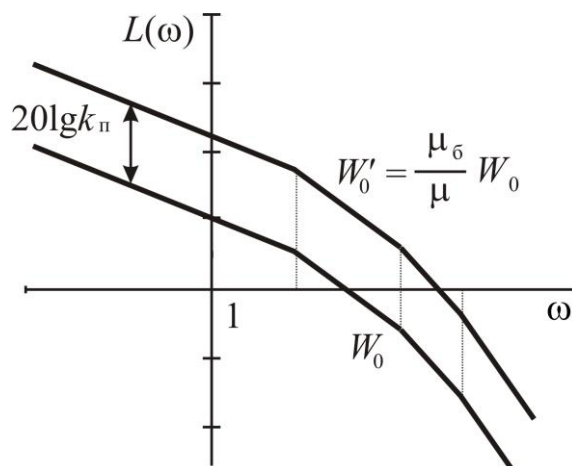


Рис.1.7.

бажаної системи μ_6 може відрізнятися від наявного μ . Тоді потрібно підняти характеристику $W_0(\omega)$ (див. рис. 1.7) так, щоб на ній вийшов бажаний коефіцієнт підсилення. Одержуємо нову характеристику

Відстань між W'_0 і W_0 по вертикалі в логарифмічному масштабі і дає нам шукану величину $20 \lg k_{\Pi}$, тобто шуканий коефіцієнт підсилення послідовного коригувального пристрою.

Тепер треба знайти передавальну функцію коригувального пристрою $\Pi(p)$. Для цього зводимо на один графік логарифмічні амплітудні частотні характеристики для W_6 і W_0 (див. рис. 1.6).

Оскільки потрібно, щоб

$$W(p) = k_{\Pi} \Pi(p) W_0(p) = W_6(p),$$

то можна записати (після підстановки $p = j\omega$) наступне:

$$\Pi(j\omega) = \frac{W_6(j\omega)}{k_{\Pi} W_0(j\omega)},$$

або

$$\Pi(j\omega) = \frac{W_6(j\omega)}{W'_0(j\omega)},$$

звідки

$$20 \lg |\Pi(j\omega)| = 20 \lg |W_6(j\omega)| - 20 \lg |W'_0(j\omega)|.$$

Отже, щоб знайти логарифмічну характеристику для $\Pi(p)$, потрібно відняти характеристику W'_0 від W_6 . Результат віднімання показаний на рис. 1.6 – характеристика L_k . Звідси наявна шукана передавальна функція послідовного коригувального пристрою

$$\Pi(p) = \frac{(T_2 p + 1)^2 (T_3 p + 1) (T_4 p + 1)}{(T_1 p + 1)^2 (T_5 p + 1)^2}.$$

На закінчення потрібно побудувати фазову характеристику для W_6 і оцінити запаси стійкості. За знайденою передавальною функцією можна скласти електричну схему коригувального пристрою, використовуючи наведені в додатках активні або пасивні коригувальні пристрої.

1.4.3. Перейдемо до синтезу паралельного коригувального пристрою у вигляді додаткового зворотного зв'язку $Z(p)$.

Вважаємо заданою передавальну функцію розімкнутого кола $W_0(p)$. Потрібно ввести коригувальний зворотний зв'язок $Z(p)$ так, щоб система в цілому мала бажану частотну характеристику.

Передавальна функція розімкнутого кола з корекцією дорівнює

$$W_6(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p)Z(p)}$$

Отже,

$$20\lg|W_6(j\omega)| = 20\lg|W_0(j\omega)| - 20\lg|1 + Z(j\omega)W_0(j\omega)|$$

Щоб позбутися від суми під знаком логарифма, запишемо приблизно

$$20\lg|W_6(j\omega)| \approx \begin{cases} 20\lg|W_0(j\omega)| & \text{при } |Z(j\omega)W_0(j\omega)| \ll 1, \\ 20\lg|Z^{-1}(j\omega)| & \text{при } |Z(j\omega)W_0(j\omega)| \gg 1. \end{cases} \quad (0.13)$$

Якщо побудовані логарифмічна характеристика незмінної частини W_0 та бажана характеристика W_6 (див. рис. 1.6), за шукану характеристику $1/Z$ візьмемо характеристику, позначену на рис. 1.6 крапковим пунктиром, яка співпадає в середній частині з бажаною характеристикою W_6 . Віднімаючи $1/Z$ від характеристики W_0 , одержимо

$$20\lg|W_0(j\omega)| - 20\lg|Z^{-1}(j\omega)| = 20\lg|Z(j\omega)W_0(j\omega)|$$

На ділянці частот $\omega_1 \div \omega_6$ характеристика $|ZW_0| > 1$, а до частоти ω_1 і після частоти ω_6 характеристика $|ZW_0| < 1$. Отже, при обраному виді шуканої характеристики $1/Z$ задовольняються наближені рівності (0.13).

Таким чином, знайдений паралельний коригувальний пристрій у вигляді зворотного зв'язку, який створює для всієї системи близьку до бажаної частотну характеристику. Отже, логарифмічна характеристика Z має вид, представлений на рис. 1.6 крапковим пунктиром, що відповідає передавальній функції шуканого коригувального зворотного зв'язку

$$Z(p) = \frac{k_z p^3}{1 + T_2 p}.$$

Це є інерційний гнучкий зворотний зв'язок із потрібним диференціюванням.

На закінчення, через використання наближених рівностей, необхідно уточнити характеристику, яка вийшла фактично, оцінити її близькість до бажаної, а потім зобразити фазову характеристику і оцінити запаси стійкості і якість процесів, які будуть мати місце фактично.

Оскільки дана побудова вимагає дотримання мінімально-фазовості системи, то треба перевірити також стійкість внутрішнього контуру системи з передавальною функцією

$$W_{\text{вк}}(p) = Z(p)W_0(p).$$

Для цього потрібно побудувати фазову частотну характеристику такого з'єднання ланок і переконатися в дотриманні частотного критерію стійкості.

1.5. Зразок розрахунку слідкувального електропривода методом прямих ЛАЧХ

1.5.1. Початкові дані:

Параметри двигуна ДПМ-41:

потужність $P = 25$ кВт;

номінальна напруга живлення $U = 220$ В;

номінальний струм якоря $I_{\text{я}} = 130$ А;

опір якорного кола $R_{\text{я}} = 0,11$ Ом;

ККД $\eta = 0,7$;

момент інерції $J_{\text{д}} = 0,08$ кг · м²;

частота обертання $n = 1100$ об/хв.

Параметри тиристорного перетворювача:

вторинна напруга $U_2 = 220$ В;

кут відкриття тиристора $\alpha = 60^\circ$;

номінальна напруга $U_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (1 + \cos(\alpha)) = 149 \text{ В}$;

частота мережі $f = 50 \text{ Гц}$;

опір $R_d = 2 \text{ Ом}$.

Параметри ТП з урахуванням зв'язку з двигуном:

$$\tau_{\text{ТП}} = 0,006 \text{ с}, \tau_{\text{кз}} = 0,08 \text{ с}.$$

Вимоги до системи та параметри вхідного впливу:

сумарна динамічна помилка $\varepsilon_\Sigma = 0,4 \text{ град}$;

максимальне перерегулювання $\sigma_{\text{max}} = 33\%$;

максимальний час регулювання $T_{\text{max}} = 1 \text{ с}$;

максимальна швидкість зміни вхідного впливу $\dot{\beta}_{\text{max}} = 1 \text{ град/с}$ та її похідні $\ddot{\beta}_{\text{max}} = 3,2 \text{ град/с}^2$, $\dddot{\beta}_{\text{max}} = 1,2 \text{ град/с}^3$.

1.5.2. Побудова ЛАЧХ незмінної частини

Визначимо діюче значення опору силового кола ТП-Д, яке дорівнює сумі діючого опору ТП та опору якоря двигуна:

$$R_d = R_d + R_{\text{я}} = 2 + 0,11 = 2,11 \text{ Ом}.$$

Знаходимо коефіцієнт противо-ЕРС двигуна:

$$k_m = \frac{U - R_{\text{я}} I_{\text{я}}}{\frac{n}{60} \cdot 2 \cdot \pi} = \frac{220 - 0,11 \cdot 130}{\frac{1100}{60} \cdot 2 \cdot 3,14} = 1,79 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Сумарний момент інерції якоря двигуна і об'єкту, приведений до вала двигуна:

$$J = J_d + 0,6 J_{\text{д}} = 0,08 + 0,6 \cdot 0,08 = 0,128 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Знаходимо постійну часу розгону двигуна:

$$\tau_p = \frac{J R_d}{k_m^2} = \frac{0,128 \cdot 2,11}{1,79^2} = 0,085 \text{ с}.$$

Передавальна функція незмінної частини має вид:

$$W_{\text{нч}}(p) = \frac{1}{p(0,068 p^2 + 0,085 p + 1)(0,006 p + 1)}.$$

Спряжуючі частоти:

$$\omega_d = \frac{1}{\tau_d} = \frac{1}{\sqrt{\tau_{кз} \tau_p}} = \frac{1}{\sqrt{0,08 \cdot 0,085}} = \frac{1}{0,082} = 12,1 \text{ с}^{-1} - \text{двигуна};$$

$$\omega_{тп} = \frac{1}{\tau_{тп}} = \frac{1}{0,006} = 166,7 \text{ с}^{-1} - \text{КТП}.$$

Спочатку будуюмо логарифмічну характеристику незмінної частини при коефіцієнті підсилення рівному 1. Характеристика зображена на рис. 1.8.

1.5.3. Побудова бажаної ЛАЧХ

Починаємо з визначення координат контрольної робочої точки. (докладніше див. п. 2.2) Для цього знайдемо

$$\begin{aligned} \varepsilon_r &= \varepsilon_\Sigma / 2 = 0,4 / 2 = 0,2 \text{ град}; \\ \beta_{\max} &= (\ddot{\beta}_{\max})^3 / (\ddot{\beta}_{\max})^2 = 3,2^3 / 1,28^2 = 20 \text{ град}; \\ \omega_p &= \ddot{\beta}_{\max} / \ddot{\beta}_{\max} = 1,28 / 3,2 = 0,4 \text{ с}^{-1}. \end{aligned}$$

Тоді ордината контрольної робочої точки

$$20 \lg \frac{\beta_{\max}}{\varepsilon_r} = 20 \lg \frac{20}{0,2} = 40 \text{ дБ}.$$

Контрольна точка визначає «заборонену область» для низькочастотної ділянки бажаної ЛАЧХ, позначену на рис. 1.8. штрихуванням.

Для побудови середньочастотної ділянки, за заданим значенням максимального перерегулювання $\sigma_{\max} = 33\%$, використовуючи номограму (рис. 1.3), знаходимо $P_{\max} = 1,33$. Для значення $P_{\max} = 1,33$ по кривій $t_p(P_{\max})$ та іншій координатній вісі визначаємо

$$T_{\max} = \frac{4\pi}{\omega_{зр1}}.$$

Оскільки максимальний час регулювання заданий, то звідси впливає мінімальне значення частоти зрізу $\omega_{зр1} = 12,5 \text{ с}^{-1}$.

Приймаємо $\omega_{зр} = 12,5 \text{ с}^{-1}$.

Далі, за іншою номограмою (рис. 1.4) для значення $P_{\max} = 1,33$, визначаємо бажані запаси стійкості за фазою $\gamma_c = 40^\circ$ і модулем

$L_M = 13$ дБ. Таким чином, протяжність середньочастотної ділянки обмежується рівнями ± 13 дБ.

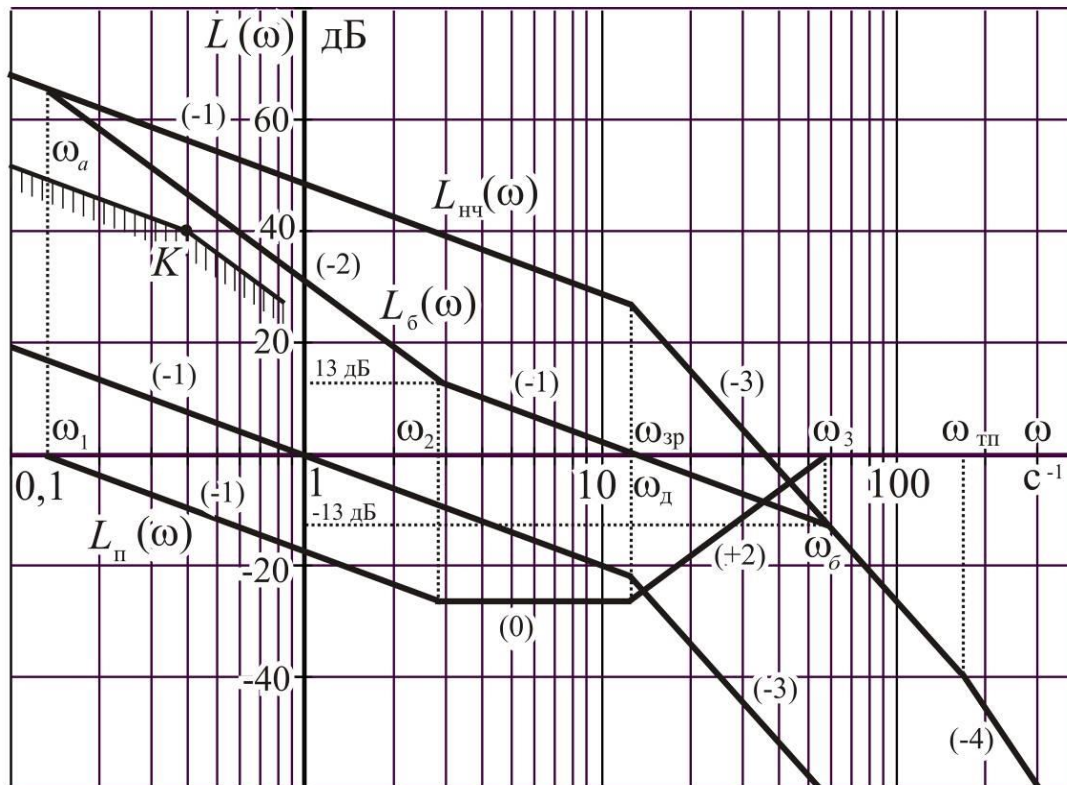


Рис. 1.8.

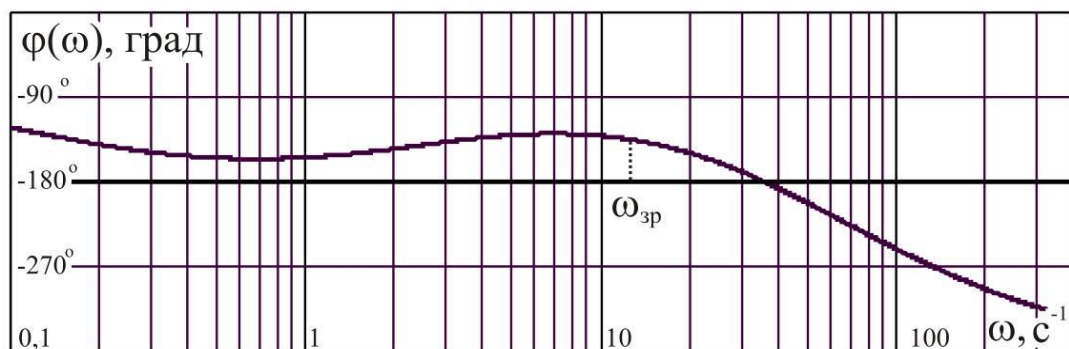


Рис. 1.9.

1.5.4. Починаємо сполучення двох характеристик. Спочатку переміщаємо характеристику незмінної частини догори доки вона не досягне контрольної точки K . Якщо при цьому низькочастотна її ділянка не перетинає «заборонену область» та у високочастотній області зміщена характеристика не перетинає середньочастотну асимптоту бажаної ЛАЧХ вище рівня $-L_M$, то на цьому переміщення закінчуємо. За-

лишається з'єднати середньочастотну ділянку зі зміщеною характеристикою. При цьому треба намагатися, щоб нахили сполучених ділянок якомога менше відрізнялися від нахилу середньочастотної асимптоти.

В разі, якщо при досягненні контрольної точки K , ЛАЧХ незмінної частини перетинає середньочастотну ділянку вище рівня $-L_m$, то треба продовжувати підйом характеристики доки точка перетинання характеристик у високочастотній області не зміститься вліво, виходячи за потрібний децибельний рівень.

Для даного розрахунку маємо другий випадок, тому поєднуємо характеристики в високочастотній області на рівні -13 дБ. А потім в низькочастотній області будуємо сполучаючу асимптоту від середньочастотної ділянки на рівні 13 дБ з нахилом -40 дБ/дек, продовжуючи її до низькочастотної ділянки характеристики незмінної частини.

Таким чином, маємо спряжуючі частоти

$$\omega_1 = 0,141 \text{ с}^{-1}; \omega_2 = 2,84 \text{ с}^{-1}; \omega_3 = 47,86 \text{ с}^{-1}; \omega_4 = 166,7 \text{ с}^{-1},$$

та постійні часу

$$T_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{0,141} = 7,09 \text{ с}; T_2 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{2,84} = 0,352 \text{ с};$$

$$T_3 = \frac{1}{\omega_3} = \frac{1}{47,86} = 0,021 \text{ с}; T_4 = \frac{1}{\omega_4} = \frac{1}{166,7} = 0,006 \text{ с}.$$

Перевіряємо надлишок фази на межі смуги, на частоті ω_a

$$\gamma = \pi - \pi/2 - (\pi/2 - 0,141/2,84) + (\pi/2 - 2,84/2,84) = 0,62 \text{ рад},$$

$$\text{або } \gamma = 35^\circ.$$

Якщо точку сполучення відсунути вліво, то надлишок фази на границі $+13$ дБ зростає. Однак цього не слід робити, тому що коригувальний пристрій реалізується простіше за вищих спряжуючих частот.

Сполучення середньочастотної асимптоти з високочастотною частиною характеристики здійснюється на рівні -13 дБ асимптотою характеристики незмінної частини з нахилом -60 дБ/дек. Перевіряємо надлишок фази в точці перетинання на частоті ω_b .

$$\gamma = \pi - \pi/4 - 2\arctg(47,9/47,9) - 47,9/166,7 = 0,5 \text{ рад}, \text{ або } \gamma = 29^\circ.$$

Надлишок фази вийшов трохи менше, від потрібного за умовою, однак в області високих частот це не веде до помітного погіршення перехідного процесу, і тому, невелике відхилення від поставленої умови можна не враховувати.

Таким чином, передавальна функція скоригованої системи

$$W(p) = \frac{k(T_2 p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)^2(T_4 p + 1)}.$$

Коефіцієнт підсилення можна визначити за точкою перетину продовження низькочастотної асимптоти з віссю логарифмів. Перетин відбувається на рівні 48 дБ, тоді

$$k = 10^{\frac{48}{20}} = 251 \text{ c}^{-1}.$$

1.5.5. Перевіряємо запаси стійкості системи. Для цього побудуємо фазочастотну характеристику системи (рис. 1.9). За характеристикою визначаємо запас стійкості системи за фазою – 45°, та за амплітудою – близько 9 дБ.

На кінець визначимо структуру і параметри коригувального пристрою.

1.5.6. Якщо використовується послідовний коригувальний пристрій, то його логарифмічна характеристика визначається різницею логарифмічних характеристик бажаної L_b та незмінної частини $L_{нч}$, на рис. 1.8 позначена $L_{п}$. Тоді передавальна функція послідовного коригувального пристрою

$$\Pi(p) = \frac{(T_2 p + 1)(T_d p + 1)^2}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)^2}.$$

1.5.7. В разі використання паралельного коригувального пристрою, його зворотна характеристика складається з середньочастотної та низькочастотної сполучених ділянок бажаної характеристики. Таким чином, передавальна функція паралельної коригуючої ланки

$$Z(p) = \frac{k_z p^2}{(T_2 p + 1)}.$$

Отриману передавальну функцію важко реалізувати, оскільки порядок чисельника перевищує порядок знаменника, тоді можна додати в знаменник додаткову ланку зі спряжуючою частотою ω_5 , більшою від ω_6 , що не буде впливати на остаточну характеристику скоригованої системи. Тоді коригувальний пристрій може бути реалізований у вигляді двох розподільчих ланок

$$Z(p) = k_z \frac{T_2 p}{(T_2 p + 1)} \frac{T_5 p}{(T_5 p + 1)}.$$

При реалізації коригуючих ланок потрібно мати на увазі коефіцієнт передачі цих ланок, який може негативно вплинути на результуючий коефіцієнт підсилення системи, змінивши її точність.

2. МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ЕОМ

2.1. Постановка завдання

Як об'єкт дослідження виступають лінійні (лінеаризовані) динамічні стаціонарні системи керування з одним входом і одним виходом. При цьому модель одновимірної САУ задана у вигляді передавальної функції, записаної як відношення поліномів

$$W(p) = \frac{B(p)}{A(p)}.$$

Необхідно:

- побудувати графіки перехідної $h(t)$ (реакція на одиничний східчастий вплив) і імпульсно-перехідної функції $w(t)$ (реакція на дельта-функцію);
- побудувати логарифмічні частотні характеристики $L(\omega)$, $\varphi(\omega)$;
- побудувати амплітудно-фазову частотну характеристику (АФЧХ) $W(j\omega)$, $\omega \in (-\infty; +\infty)$;
- побудувати реакцію системи на типовий вхідний сигнал слідкуючих систем $\beta(t)$, що визначається виразом (2.3);

При цьому треба мати на увазі, що при синтезі слідкуючих систем за допомогою метода реалізації зворотних бажаних характеристик в основу метода покладено гармонічну форму вхідного сигналу. Таким чином, побудова перехідної характеристики як реакції системи на одиничний ступінчастий вплив має сенс тільки для систем, побудованих за методом прямих ЛАЧХ. В іншому випадку, для отримання показників якості системи, треба використовувати як вхідний вплив сигнал у вигляді (2.3).

2.2. Використання командної строки Matlab

Для рішення завдання використовується пакет прикладних програм (ППП) **Control System Toolbox 5** системи інженерних розрахунків **Matlab**. ППП призначений для роботи з LTI-Моделями (**Linear Time Invariant Models** - лінійними, інваріантними за часом моделями) систем керування.

В **Control System Toolbox** є тип даних, що визначають динамічну систему у вигляді комплексної передатної функції. Синтаксис команди, що створює LTI-Систему з одним входом і одним виходом, у вигляді передатної функції:

$$TF([b_m, \dots, b_1, b_0], [a_n, \dots, a_1, a_0]),$$

де $b_m, \dots, b_0$ – значення коефіцієнтів полінома $B(p)$,

$a_n, \dots, a_0$ – значення коефіцієнтів полінома $A(p)$.

Набір команд для дослідження LTI-моделей, що включає основні характеристики лінійних систем керування, наведений в табл. 2.1.

Таблиця 2.1. Деякі команди Control System Toolbox

Синтаксис	Опис
pole(< LTI-Об'єкт>)	Обчислення полюсів передавальної функції
zero(< LTI-Об'єкт>)	Обчислення нулів передавальної функції
step(< LTI-Об'єкт>)	Побудова графіка перехідного процесу
impulse(< LTI-Об'єкт>)	Побудова графіка імпульсної перехідної функції
bode(< LTI-Об'єкт>)	Побудова логарифмічних частотних характеристик (діаграми Боде)
nyquist(< LTI-Об'єкт>)	Побудова АФЧХ

Іншим варіантом одержання графіків динамічних характеристик САК є використання графічного інтерфейсу **LTI viewer**. Інструмент **LTI-Viewer** входить до складу пакета прикладних програм **Control**

System Toolbox і призначений для аналізу лінійних стаціонарних систем. За допомогою даного інструменту можна легко побудувати частотні характеристики досліджуваної системи, одержати її відгуки на одиничні східчастий та імпульсний впливи, знайти нулі та полюси системи і т.ін.

Виклик інструменту здійснюється командою

```
ltiview(< LTI-Об'єкт>),
```

де як параметр вказується ім'я змінної, утримуючої LTI-об'єкт.

2.2.1. Приклад.

Нехай задана передавальна функція скоригованої САК (див. розд. 1.5)

$$W(p) = \frac{k(T_2 p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)^2(T_4 p + 1)},$$

де $k=251 \text{ с}^{-1}$; $T_1 = 7,09 \text{ с}$; $T_2 = 0,352 \text{ с}$; $T_3 = 0,021 \text{ с}$; $T_4 = 0,006 \text{ с}$.

Підставивши постійні часу та коефіцієнт підсилення і розкривши дужки, можна одержати

$$W(p) = \frac{88,35p + 251}{1,87 \cdot 10^{-5} p^5 + 0,00492 p^4 + 0,341 p^3 + 7,14 p^2 + p}.$$

Знайдемо її динамічні і частотні характеристики з використанням ППП **Control System Toolbox** системи **Matlab**. Використовуємо наступну послідовність дій.

2.2.1.1. Створимо LTI-об'єкт із ім'ям *w*, для цього виконаємо:

```
>> w=tf([88.35 251],[1.87e-5 0.00492 0.341 7.14 1 0])

Transfer function:
           88.35 s + 251
-----
1.87e-005 s^5 + 0.00492 s^4 + 0.341 s^3 + 7.14 s^2 + s
```

Такий же результат можна одержати інакше, використовуючи оператор Лапласа *s*,

```
>> s=tf('s')
Transfer function:
s
>> w=251*(0.352*s+1)/(s*(7.09*s+1)*(0.021*s+1)^2*(0.006*s+1))
Transfer function:
88.35 s + 251
-----
1.876e-005 s^5 + 0.004916 s^4 + 0.341 s^3 + 7.138 s^2 + s
```

2.2.1.2. Знайдемо полюси і нулі передавальної функції з використанням команд `pole`, `zero`.

```
>> pole(w)

ans =

1.0e+002 *

0
-1.6815
-0.4741 + 0.0283i
-0.4741 - 0.0283i
-0.0014
```

```
>> zero(w)

ans =

-2.8410
```

2.2.1.3. Логарифмічні частотні характеристики (діаграми Бode) одержимо, використовуючи команду `bode(w)` – рис. 2.1. За допомогою контекстного меню, що викликається правою кнопкою миші, вибравши пункт меню **Characteristics** → **All stability margins** можна одержати на графіках мітки запасів стійкості

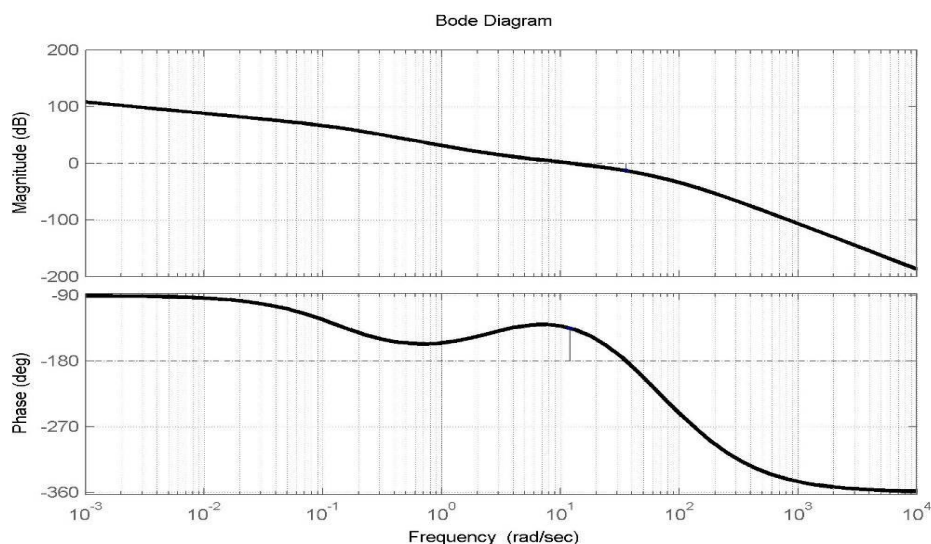


Рис. 2.1.

Згідно з отриманими графіками, запас стійкості за фазою – 45° , а за амплітудою – 9 дБ.

2.2.1.4. Визначимо АФЧХ системи (діаграму Найквіста), виконавши команду `nyquist(w)` – рис. 2.2.

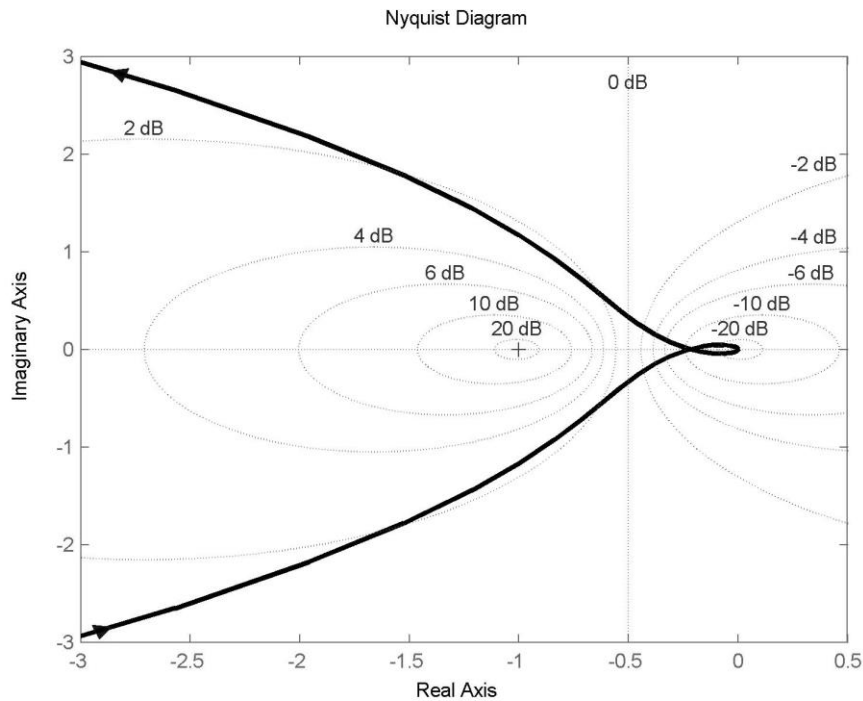


Рис. 2.2.

2.2.1.5. Перш ніж переходити до побудови часових характеристик системи, її необхідно замкнути. Для цього можна виконати команду для замикання `feedback()`

```
>> F=feedback(w,1)
```

Transfer function:

88.35 s + 251

0.00527 s^5 + 0.91 s^4 + 5.16 s^3 + 7.8 s^2 + 89.35 s + 251

або, користуючись правилами згортки, ввести

```
>> F=w/(w+1)
```

Побудуємо перехідну функцію для замкненої системи командою `step(f)`. Результат її виконання наведений на рис. 2.3.

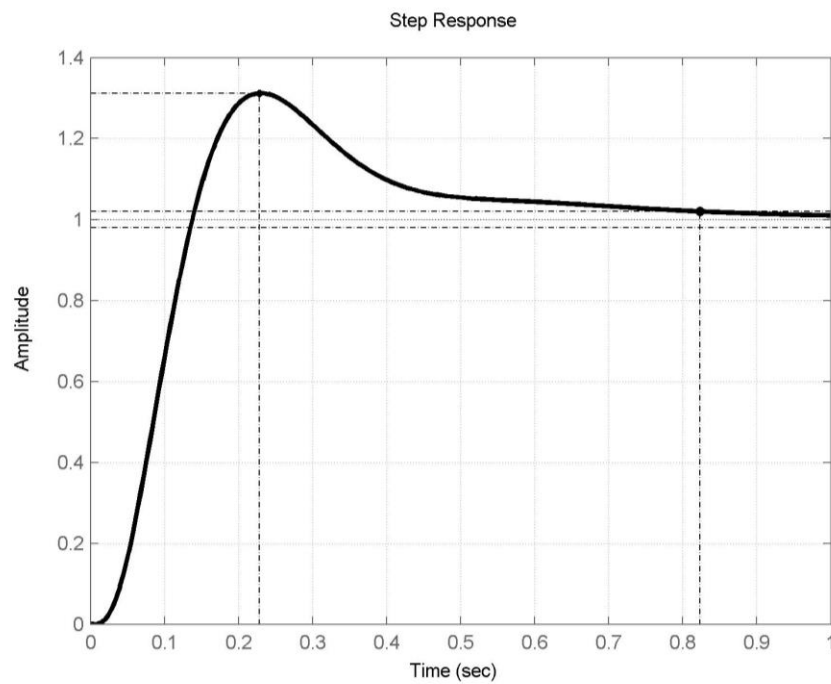


Рис.2.3.

2.2.1.6. Будуємо імпульсну перехідну функцію командою `impulse(f)`. Результат показаний на рис. 2.4.

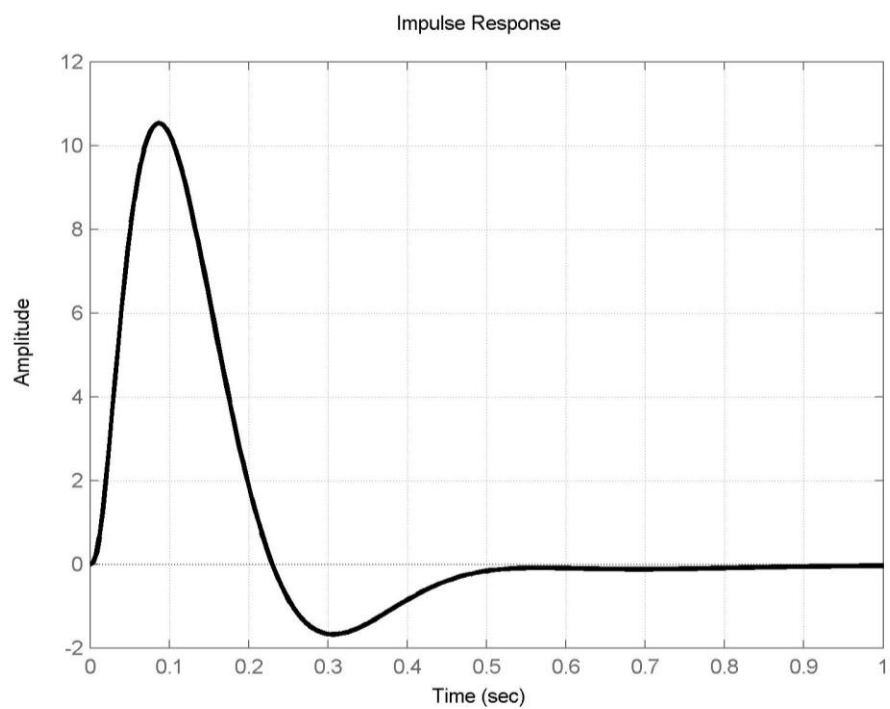


Рис 2.4.

Аналогічні результати можна одержати, використовуючи команду `ltiview(w)` – рис. 2.5, з відповідними налаштуваннями в меню **Plot Configuration**.

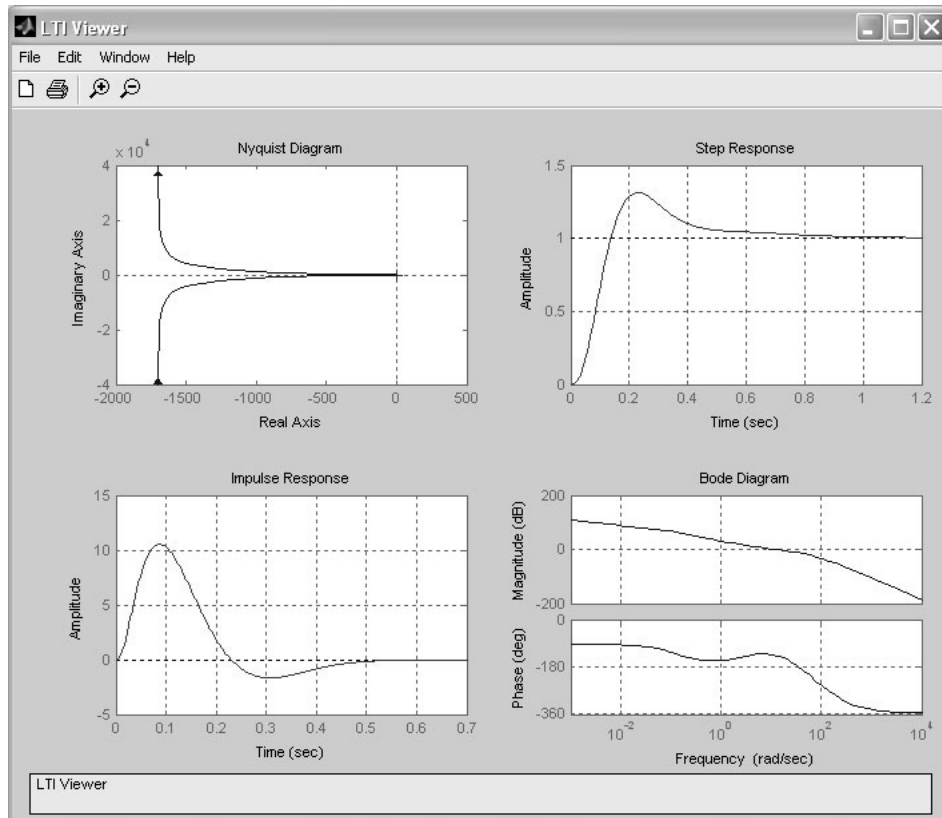


Рис. 2.5.

2.3. Використання Simulink

Програма **Simulink** є додатком до пакета **Matlab**. При моделюванні з використанням **Simulink** реалізується принцип візуального програмування, відповідно до якого, користувач на екрані з бібліотеки стандартних блоків створює модель пристрою і здійснює розрахунки. При цьому, на відміну від класичних способів моделювання, користувачеві не потрібно досконально вивчати мову програмування і чисельні методи математики, а досить загальних знань, потрібних при роботі на комп'ютері та, природно, знань тієї предметної області, в якій він працює.

Simulink є досить самостійним інструментом **Matlab**, і при роботі з ним зовсім не потрібно знати сам **Matlab** і інші його додатки. Він містить додаткові бібліотеки блоків для різних областей застосування (наприклад, **LTI-Viewer** інструментарію **Control System Toolbox** – пакета для розробки систем керування; **Power System Blockset** – моделювання електротехнічних пристроїв; **Digital Signal Processing Blockset** – набір блоків для розробки цифрових пристроїв і т.ін).

При роботі з **Simulink** користувач має можливість модернізувати бібліотечні блоки, створювати свої власні, вибирати метод рішення диференціальних рівнянь, а також спосіб зміни модельного часу (з фіксованим або змінним кроком).

У ході моделювання є можливість стежити за процесами, що відбуваються в системі. Для цього використовуються спеціальні пристрої спостереження, що входять до складу бібліотеки **Simulink**. Результати моделювання можуть бути представлені у вигляді графіків або таблиць.

2.3.1. Створення моделі **Simulink**.

Для створення моделі в середовищі **Simulink** необхідно послідовно виконати ряд дій:

2.3.1.1. Створити новий файл моделі за допомогою команди **File/New/Model**, або використовуючи кнопку  на панелі інструментів (тут і далі, за допомогою символу “/”, зазначені пункти меню програми, які необхідно послідовно вибрати для виконання зазначеної дії).

2.3.1.2. Розташувати блоки у вікні моделі. Для цього необхідно відкрити відповідний розділ бібліотеки (Наприклад, **Sources - Джерела**). Далі, указавши курсором на необхідний блок і натиснувши на ліву клавішу “миші” - “перетягнути” блок у створене вікно. *Клавішу*

миші потрібно тримати натиснутою. На рис 2.6 показане вікно моделі, що містить блоки.

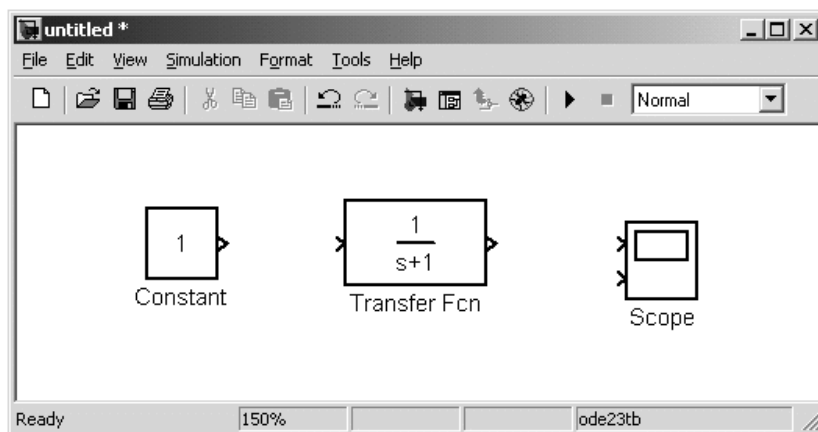


Рис 2.6.

Для видалення блоку необхідно вибрати блок (вказати курсором на його зображення і натиснути ліву клавішу “миші”), а потім натиснути клавішу **Delete** на клавіатурі.

Для зміни розмірів блоку потрібно вибрати блок, встановити курсор в один з кутів блоку і, натиснувши ліву клавішу “миші”, змінити розмір блоку (курсор при цьому перетвориться у двосторонню стрілку).

2.3.1.3. Далі, при необхідності, потрібно змінити параметри блоку, установлені програмою “за замовчуванням”. Для цього необхідно двічі клацнути лівою клавішею “миші”, вказавши курсором на зображення блоку. Відкриється вікно редагування параметрів даного блоку. При завданні чисельних параметрів варто мати на увазі, що як десятковий роздільник повинна використовуватися крапка, а не кома. Після внесення змін потрібно закрити вікно кнопкою **ОК**. На рис.4.7 показаний блок, що моделює передавальну функцію і вікно редагування параметрів даного блоку.

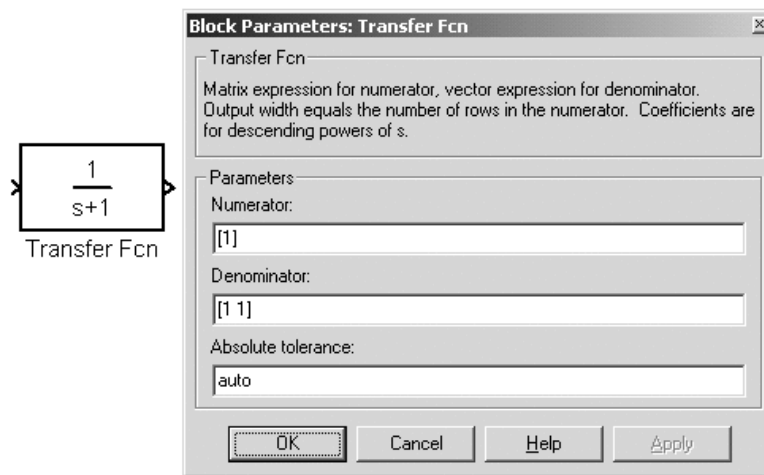


Рис 2.7.

2.3.1.4. Після установки на схемі всіх блоків з необхідних бібліотек потрібно виконати з'єднання елементів схеми. Для з'єднання блоків необхідно вказати курсором на “вихід” блоку, а потім, натиснути і, не відпускаючи ліву клавішу “миші”, провести лінію до входу іншого блоку. Після чого відпустити клавішу. У випадку правильного з'єднання зображення стрілки на вході блоку змінює колір. Для створення точки розгалуження в сполучній лінії потрібно підвести курсор до передбачуваного вузла і, натиснувши *праву* клавішу “миші”, простягнути лінію. Для видалення лінії потрібно вибрати лінію (так само, як це виконується для блоку), а потім натиснути клавішу **Delete** на клавіатурі. Схема моделі, в якій виконані з'єднання між блоками, показана на рис. 2.8.

Вікно моделі містить наступні елементи (див. рис. 2.8):

1. Заголовок, з назвою вікна. Знову створеному вікну привласнюється ім'я **Untitled** з відповідним номером.
2. Меню з командами **File**, **Edit**, **View** і т.д.
3. Панель інструментів.
4. Вікно для створення схеми моделі.
5. Рядок стану, що містить інформацію про поточний стан моделі, та процесу моделювання

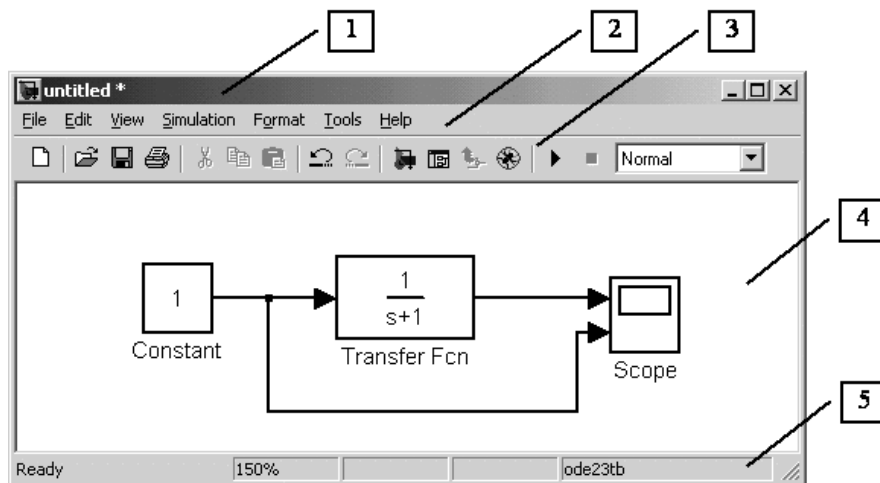


Рис 2.8.

2.3.1.5. Після складання розрахункової схеми необхідно зберегти її у вигляді файлу на диску, вибравши пункт меню **File/Save As...** у вікні схеми й указавши папку та ім'я файлу. Варто мати на увазі, що ім'я файлу не повинне перевищувати 32 символів, повинне починатися з букви і не може містити символи кирилиці та спеціальні символи. Ця ж вимога ставиться і до шляху файлу (до тих папок, у яких зберігається файл). При наступному редагуванні схеми можна користуватися пунктом меню **File/Save**. При повторних запусках програми **SIMULINK** завантаження схеми здійснюється за допомогою меню **File/Open...** у вікні оглядача бібліотеки або з основного вікна **MATLAB**.

2.3.1.6. Виконання розрахунку

Запуск розрахунку виконується за допомогою вибору пункту меню **Simulation/Start** або натиснення кнопки  на панелі інструментів. Процес розрахунку можна завершити достроково, вибравши пункт меню **Simulation/Stop** або натиснувши кнопку . Розрахунок також можна зупинити (**Simulation/Pause**) і потім продовжити (**Simulation/Continue**).

2.3.2. Моделювання системи.

Здійснимо моделювання за допомогою **Simulink** тієї ж системи, що і в попередньому розділі, яка описується передавальною функцією

$$W(p) = \frac{88,35p + 251}{1,87 \cdot 10^{-5} p^5 + 0,00492 p^4 + 0,341 p^3 + 7,14 p^2 + p}.$$

Блок передавальної характеристики **Transfer Fcn** задає передавальну функцію у вигляді відношення поліномів:

$$W(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{num(s)}{den(s)}$$

де **s** – оператор Лапласа; **num** – вектор або матриця коефіцієнтів чисельника, **den** – вектор коефіцієнтів знаменника.

Порядок чисельника не повинен перевищувати порядок знаменника.

Для завдання параметрів модельованої системи необхідно ввести наступні поліноми:

Numerator=[88.35 251];

Denomenator=[1.87e-5 0.00492 0.341 7.14 1 0]

Одиничний східчастий вплив використовується як вхідний сигнал. На рис. 2.9 показаний приклад моделювання перехідної характеристики системи.

Для визначення реакції системи на типовий вхідний сигнал для сліdkуючих систем – лінійне наростання з накладеною на нього гармонікою - треба сформувати його за допомогою блоків лінійного наростання **Ramp** та генератора гармонічних коливань **SineWave**. Структурна схема моделі зображена на рис. 2.10, а її реакція – на рис 2.11.

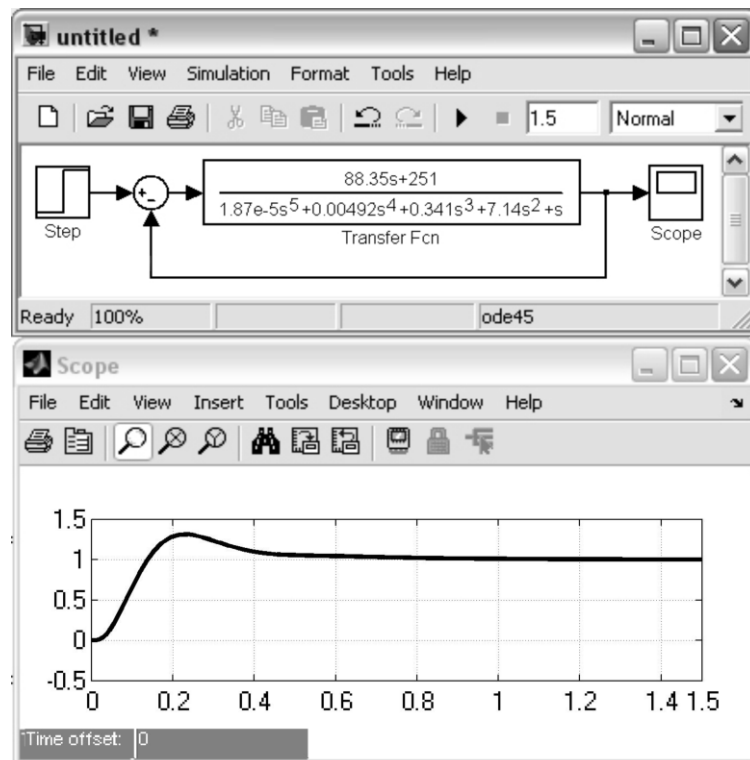


Рис. 2.9.

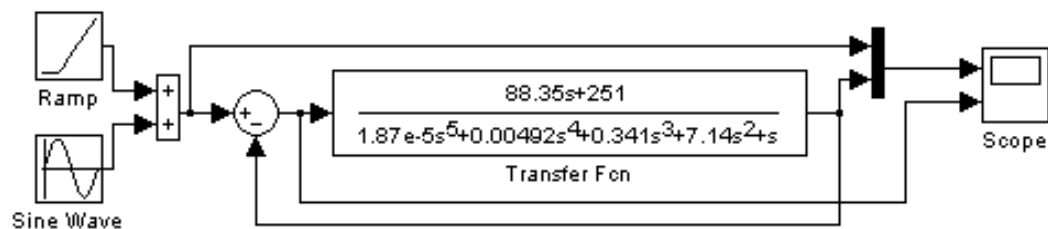


Рис. 2.10.

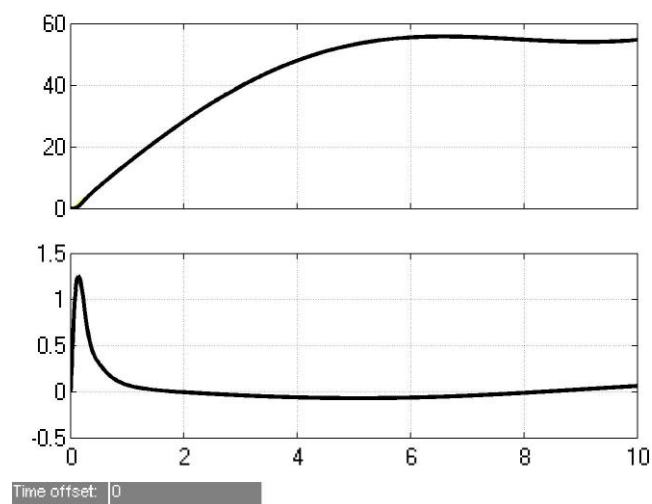


Рис. 2.11.

Можна побачити, що вхідний та вихідний сигнали майже співпадають (верхній графік), а сигнал помилки (нижній графік) після закінчення перехідного процесу являє собою гармонічні коливання з амплітудою, значно меншою сумарної динамічної помилки, рівної $0,4^\circ$, що була задана в вихідних даних. Така точність досягнута за рахунок того, що бажана логарифмічна характеристика проходить вище від контрольної робочої точки, тобто в системі забезпечений коефіцієнт підсилення, більший необхідного для забезпечення сумарної помилки.

2.3.3. Використання інструмента **LTI-Viewer– Simulink**.

Призначення інструменту **LTI-Viewer** було описано раніше (див. п. 2.1). Короткий алгоритм роботи **LTI-Viewer** з **Simulink** наведений нижче.

2.3.3.1. З вікна **Simulink**-моделі виконати команду **Tools\Linear Analysis...**

У результаті виконання команди відкриється вікно **Model Inputs and Outputs** як це показано на рис. 2.11, а також порожнє вікно **LTI-Viewer**.

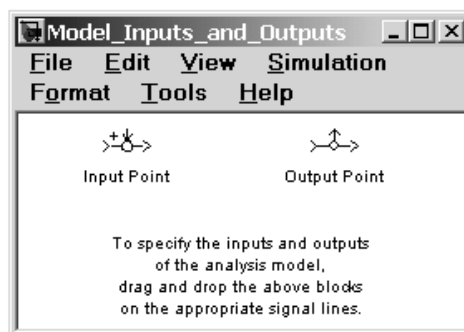


Рис. 2.11.

2.3.3.2. Установити блок **Input Point** на вході і блок **Output Point** на виході досліджуваної системи, як це показано на рис. 2.12.

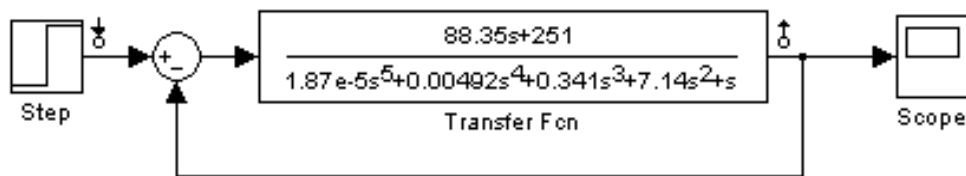


Рис. 2.12.

2.3.3.3. У вікні **LTI Viewer** виконати команду **Simulink\Get Linearized Model**.

Дана команда виконує лінеаризацію моделі й будує реакцію системи на одиничний східчастий вплив. Якщо система має кілька входів і виходів і для всіх їх установлені блоки **Input Point** і **Output Point**, то на графіку буде відображено кілька вікон, які зображують реакцію на кожному виході при впливі на кожний вхід.

2.3.3.4. Для одержання інших характеристик системи необхідно виконати команду **Edit\Plot Configuration...** у вікні **LTI Viewer**. У результаті виконання цієї команди відкриється вікно **Plot Configuration**, показане на рис. 2.14.

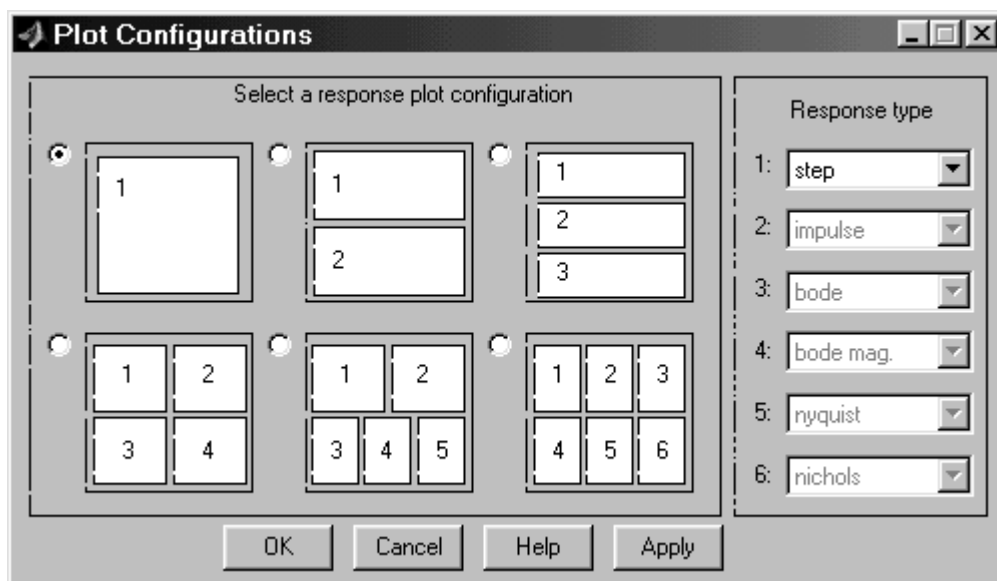


Рис. 2.14.

У вікні, що відкрилося, можна вибрати число відображуваних графіків (панель **Select a response plot configuration**) і вид відображу-

ваних графіків (панель **Response type**). Для побудови доступні наступні графіки (діаграми):

- **step** – Реакція на одиничний східчастий вплив.
- **impulse** – Реакція на одиничний імпульсний вплив.
- **bode** – Логарифмічні амплітудні й фазова частотні характеристики.
- **bode mag** – Логарифмічна амплітудна частотна характеристика.
- **nyquist** – Діаграма Найквіста.
- **nichols** – Годограф Ніколса.
- **sigma** – Сингулярні числа.
- **pole/zero** – Нулі та полюси системи.

На рис. 2.15 наведений приклад вікна **Simulink LTI-Viewer** з декількома різними характеристиками досліджуваної системи.

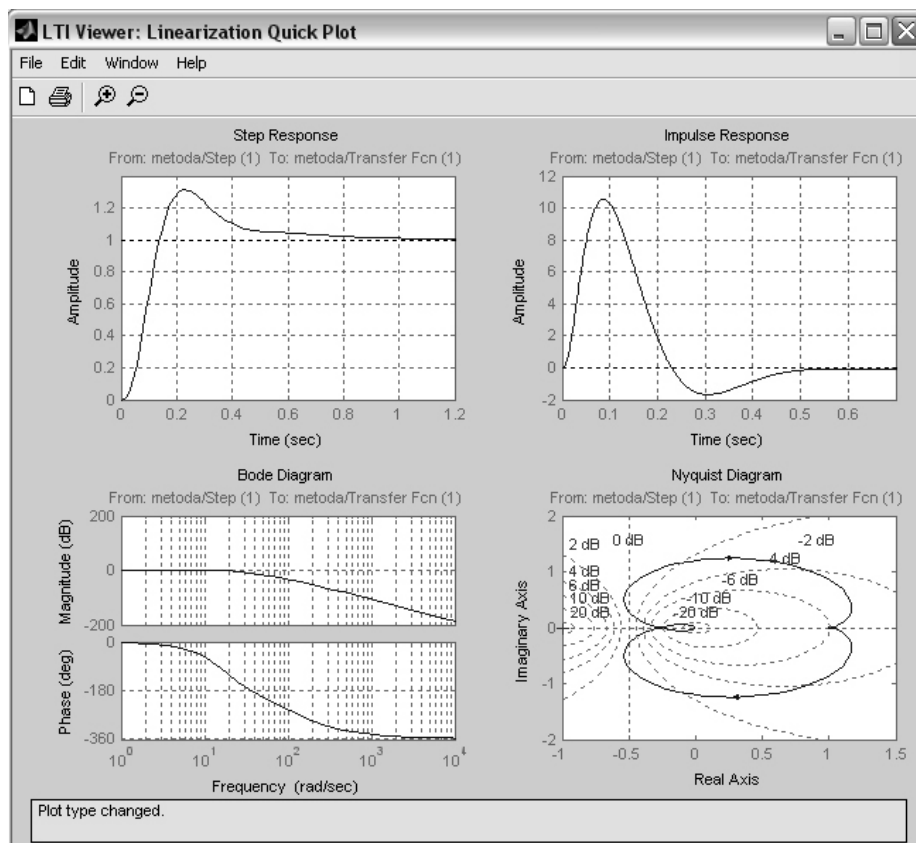


Рис. 2.15

Настроювання зовнішнього вигляду графіків можна виконати за допомогою команди **Edit\Line Styles...**(установка виду і кольору ліній, виду маркерів).

2.3.3.5. Установка параметрів розрахунку перехідного процесу (вкладка **Characteristics**). Дана вкладка дозволяє задати параметри, встановлені "за замовчуванням", для обчислення часу наростання і часу перехідного процесу. За замовчуванням **Simulink LTI-Viewer** обчислює час перехідного процесу як час, коли перехідна функція входить в 2% зону і більше не виходить із неї (параметр **Show setting time within**). Також можна змінити параметри для обчислення часу перехідного процесу (**Show rise time from**). На даній вкладці є також прапорець **Unwrap phase**, установка якого дозволяє уникнути відображення розривів у фазочастотній характеристиці, пов'язаних з областю визначення функції **arctg**, що обчислює фазовий зсув.

2.4. Використання програми MathCad

2.4.1. Побудова перехідної характеристики за допомогою програми MathCad.

Для моделювання динамічних систем, представлених передавальними функціями, доцільно використовувати можливості програми MathCad по виконанню прямого та зворотного перетворень Лапласа.

Перехідна характеристика є відкликом системи на одиничний ступінчастий вхідний сигнал, зображення за Лапласом якого має вигляд функції $1/p$.

Оскільки передавальна функція розімкненої системи

$$W(p) = \frac{88,35p + 251}{1,87 \cdot 10^{-5} p^5 + 0,00492 p^4 + 0,341 p^3 + 7,14 p^2 + p}.$$

Після замикання вона дорівнює

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1+W(p)}.$$

Тобто зображення за Лапласом вихідної координати буде мати вид

$$\alpha(p) = \frac{\frac{88,35p + 251}{1,87 \cdot 10^{-5} p^5 + 0,00492 p^4 + 0,341 p^3 + 7,14 p^2 + p} \cdot \frac{1}{p}}{\frac{88,35p + 251}{1,87 \cdot 10^{-5} p^5 + 0,00492 p^4 + 0,341 p^3 + 7,14 p^2 + p} + 1}.$$

Оригінал вихідної координати можна знайти за допомогою наступної послідовності команд **MathCad**:

– **simplify** – спрощення виразу передавальної функції замкненої САК;

$$\frac{\frac{88.35s+251}{1.87 \cdot 10^{-5} \cdot s^5 + 0.00492 \cdot s^4 + 0.341 \cdot s^3 + 7.14 \cdot s^2 + s}}{\frac{88.35 + 251}{1.8710^{-5} \cdot s^5 + 0.00492s^4 + 0.341s^3 + 7.14s^2 + s} + 1} \text{ simplify } \rightarrow$$

$$500000. \frac{1767 \cdot s + 5020.}{893500000s + 2510000000s^2 + 187s^5 + 49200s^4 + 3410000s^3 + 71400000s^2}$$

– **invlaplace,s** – зворотне перетворення Лапласа вихідної координати;

– **float,5** – обчислення виразу з точністю до 5-ти знаків

$$\frac{1}{s} 500000. \frac{1767 \cdot s + 5020.}{893500000s + 2510000000s^2 + 187s^5 + 49200s^4 + 3410000s^3 + 71400000s^2} \left| \begin{array}{l} \text{invlaplace,s} \\ \text{float,5} \end{array} \right. \rightarrow$$

$$a(t) := 1. + .12493e-1 \cdot e^{(-166.16) \cdot t} - .17084e^{(-72.849) \cdot t} - 1.2713e^{(-10.177) \cdot t} \cdot \cos(13.900t) - 0 \dots$$

В результаті отримана функція оригіналу вихідної координати в залежності від часу $\alpha(t)$, побудувавши яку, можна отримати перехідну характеристику, зображену на рис. 4.16.

Також на графіку нанесені значення 0,95 та 1,05 вихідної координати, які визначають 5-ти відсоткову «трубку», що використовується для визначення часу перехідного процесу.

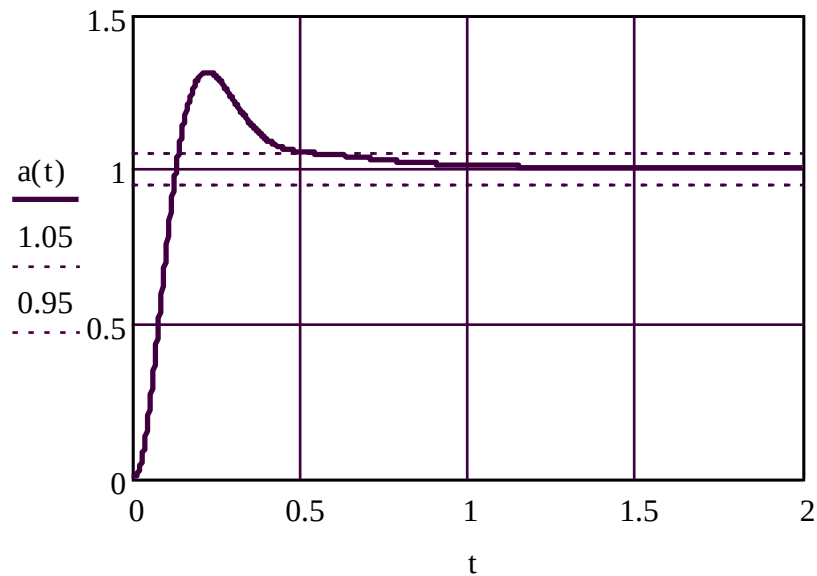


Рис. 2.16.

2.4.2. Для побудови відклику системи на гармонічний з лінійним наростанням вхідний сигнал використовуємо наступну послідовність дій:

- задаємо функцію часу задавального впливу

$$\beta(t) := 7t + 20\sin(0.4t)$$

- знаходимо зображення цього сигналу за Лапласом

$$\beta(t) \text{ laplace, } t \rightarrow \frac{7.}{s^2} + \frac{8.}{s^2 + .160000000000000000}$$

- знаходимо добуток вхідного сигналу та передавальної функції замкненої системи; знаходимо оригінал за допомогою функції

invlaplace,s

$$5 \frac{1767 \cdot s + 5020}{8935 \cdot s + 251 \cdot 10^2 + 0,00187 \cdot s^5 + 4,92 \cdot s^4 + 34,1 \cdot s^3 + 714 \cdot s^2} \times \left(\frac{7}{s^2} + \frac{8}{s^2 + 0,16} \right) \Bigg|_{\text{invlaplace, } s}^{\text{float, } 5} \rightarrow$$

На рис. 2.17 а, б показані вхідний та вихідний сигнали, а на рис. 2.17 в показано зміну сумарної помилки системи від часу

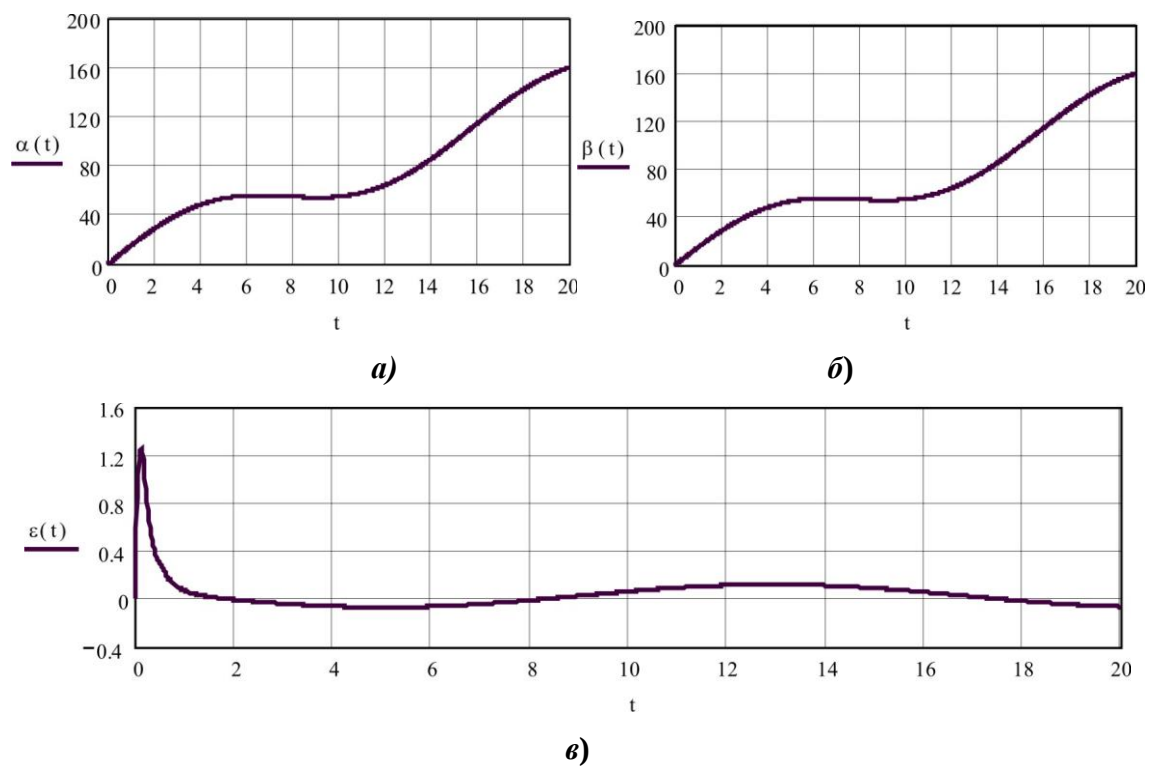


Рис.2.17.

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Основи автоматизації технологічних процесів : конспект лекцій / уклад. В. В. Шевченко, Г. С. Тимчик. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 111 с.
2. Єрмілова Н. Основи автоматизації об'єктів газової і нафтової промисловості : навчальний посібник. Полтава : Нац. ун-т ім. Юрія Кондратюка», 2023. 127 с.
3. Корчемний М., Клендій П., Потапенко М. Теоретичні основи автоматики : навчальний посібник. Тернопіль : Навчальна книга – Богдан, 2021. 304 с.
4. Основи автоматики та робототехніки : навчальний посібник / А. М. Гуржій та ін. Київ, 2021. 243 с.
5. Системи автоматичного керування технологічними комплексами / А. М. Сільвестров та ін. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2025. 538 с.
6. Сокол Є. І. Автоматика протиаварійного управління електроенергетичних систем : підручник. Харків : ФОП Бровін О. В., 2020. 216 с.

Додаток А

ВАРІАНТИ ЗАВДАНЬ НА КУРСОВЕ ПРОЕКТУВАННЯ

Провести синтез слідкувального електропривода. Тип виконавчого двигуна, варіант вихідних даних, наявність зворотних зв'язків та метод синтезу задаються викладачем.

Параметри двигунів постійного струму серії Д наведені в табл. А.1. В цій же таблиці вказаний тип КТП від якого здійснюється керування двигуном.

Таблиця А.1.

Тип двигуна	P_n , кВт	n_n , об/хв	$I_{ян}$, А	J , кг·м ²	$R_{я}$, Ом	N	a	$i_{зн}$, А	w_3	r_3 , Ом	Тип КТП
Д12	2,4	1230	14	0,05	1,63	990	2	0,7	1800	260	ТЕР4-63/230
Д21	3,6	1080	21	0,125	0,94	920	2	1,2	1790	142	ТЕР4-63/230
Д22	4,8	1150	26	0,15	0,57	696	2	1,35	1480	130	ТЕР4-63/230
Д31	6,8	880	37	0,3	0,42	738	2	1,45	1870	120	ТЕР4-63/230
Д32	9,5	800	57	0,425	0,28	558	2	1,85	1470	94	ТЕР4-63/230
Д41	13	720	70	0,8	0,16	492	2	2,5	1480	70	ТЕР4-100/230
Д806	17	710	84	1	0,11	372	2	2,7	1400	65	ТЕР4-100/230
Д808	24	630	112	2	0,054	278	2	3,93	1250	44	ТЕР4-160/230
Д810	35	600	148	3,65	0,035	234	2	3,9	1500	46	ТЕР4-160/230
Д812	47	565	192	7	0,023	210	2	5,3	1350	34	ТЕР4-200/230
Д814	70	560	280	10,2	0,013	608	8	5,5	1300	34	ТЕР4-320/230
Д816	85	535	350	16,3	0,0091	504	8	7,1	1140	26	ТЕР4-500/230
Д818	100	470	415	27,5	0,0066	505	8	8,3	1210	22	ТЕР4-500/230

Таблиця А.2 містить технічні параметри тиристорних перетворювачів типу УХЛ, трансформаторів та згладжувальних реакторів (дроселів).

Використовуючи дані таблиць А.1, А.2, параметри ланок незмінної частини системи можуть бути отримані по залежностям розд. 1.2.

Таблиця А.2.

Тиристорний перетворювач			Згладжуючий дросель			Трансформатор		
Тип КТП	I_n , А	$T_{тп}$, с	Тип дроселя	$L_{др}$, мГн	$R_{др}$, мОм	Тип	$L_{тр}$, мГн	$R_{тр}$, мОм
ТЕР4-63/230	63	0,006	РТСТ-82-0,505У3	0,505	37	ТСП-25/0,7	0,4	55
ТЕР4-100/230	100	0,005	РТСТ-165-0,25У3	0,25	13	ТСП-63/0,7	0,2	24
ТЕР4-160/230	160	0,005	РТСТ-165-0,25У3	0,25	13	ТСП-100/0,7	0,13	11
ТЕР4-200/230	200	0,007	РТСТ-265-0,156У3	0,156	7,2	ТСП-100/0,7	0,14	11
ТЕР4-320/230	320	0,008	РТСТ-410-0,101У3	0,101	3,8	ТСПМ-160/0,7	0,09	5,1
ТЕР4-500/230	500	0,008	РТСТ-660-0,064У3	0,064	2,1	ТСПМ-250/0,7	0,04	3
Параметри живильної мережі: напруга живлення 220 В; частота 50 Гц; випрямлена напруга 230В.								

Коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача знаходиться, як відношення номінальної випрямленої напруги до вхідної напруги керування КТП (керуючий сигнал приймають рівним 5 В)

$$k_{тп} = k_{тп} = \frac{U_{н.вип}}{U_{кер}} = \frac{230}{5} = 46.$$

В таблиці А.3 наведені вихідні дані для розрахунку системи:

– Вимоги до системи та параметри вхідного впливу: сумарна динамічна похибка ε_{Σ} [град]; максимальне перерегулювання $\sigma_{\max}$ [%], максимальний час регулювання $T_{\max}$ [с]; максимальна швидкість зміни вхідного впливу $\dot{\beta}_{\max}$ [град/с] та її похідні $\ddot{\beta}_{\max}$ [град/с²], $\ddot{\beta}_{\max}$ [град/с³].

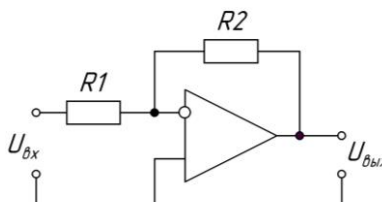
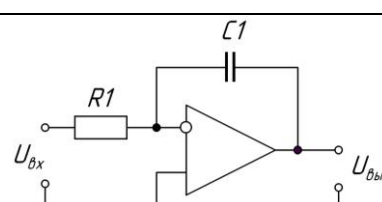
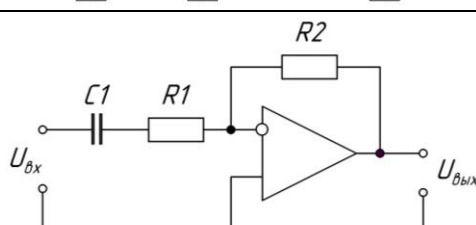
Таблиця А.3.

№ Варі- Анта	Вихідні дані							
	Вимоги якості			Параметри вхідн. впливу			Параметри системи	
	ε_{Σ} , град	$\sigma_{\max}$, %	$T_{\max}$, с	$\dot{\beta}_{\max}$, град/с	$\ddot{\beta}_{\max}$, град/с ²	$\ddot{\beta}_{\max}$, град/с ³	$M_H / M_{дв}$	i
1	0,10	20	0,20	20	9	10	0,70	300
2	0,25	25	0,25	10	4	8	0,75	350
3	0,20	20	0,30	3,0	5	9	0,80	400
4	0,30	25	0,25	6,6	8	12	0,85	450
5	0,20	30	0,30	20	8	10	0,90	400
6	0,10	25	0,20	25	15	15	0,95	450
7	0,15	20	0,10	20	8	11	0,70	350
8	0,10	25	0,20	12	13	20	0,80	300
9	0,20	25	0,25	20	12	15	0,75	200
10	0,12	20	0,30	25	18	15	0,90	200

Додаток Б

РЕАЛІЗАЦІЯ КОРИГУВАЛЬНИХ ЛАНОК

Таблиця Б.1. Використання активних елементів

Тип регулятора	Реалізація регулятора	Передавальна функція $W_p(p)$	Обчислення параметрів передавальної функції
П		k	$k = \frac{R_2}{R_1}$
I		$\frac{1}{Tp}$	$T = R_1 C_1$
Д		$\frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = R_1 C_1$ $R_1 \ll R_2$

III		$k \frac{Tp + 1}{Tp}$	$k = \frac{R_2}{R_1}$ $T = R_2 C_1$
PD		$k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$k = \frac{R_3}{R_1 + R_2}$ $T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$

Таблиця Б.2. Використання пасивних елементів

Тип регулятора	Реалізація регулятора	Передавальна функція $W_p(p)$	Обчислення параметрів передавальної функції
Розділова ланка		$\frac{Tp}{Tp + 1}$	$T = R_2 C_1$
Диференціальна ланка		$k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$ $T_1 > T_2$	$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} R_1 C_1 = k T_1$
Інтегральна ланка		$\frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$ $T_1 < T_2$	$T_1 = R_2 C_2$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_2$

Навчальне видання

ОСНОВИ АВТОМАТИКИ

Методичні рекомендації

Укладачі: **Кошкін** Дмитро Леонідович

Формат 60x84 1/16. Ум. друк. арк. 3,5.

Тираж 20 прим. Зам. № _____

Надруковано у видавничому відділі
Миколаївського національного університету
54020, м. Миколаїв, вул. Георгія Гонгадзе, 9

Свідотство субекта видавничої справи ДК № 4490 від 09.06.2013 р.