

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
ІМЕНІ АДМІРАЛА МАКАРОВА

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Савченко Олег Валерійович

УДК 621.313.13

ДИСЕРТАЦІЯ
Синтез електроприводів з притаманними нелінійностями

141 - Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
14 – Електрична інженерія

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Здобувач: Савченко Олег Валерійович

Науковий керівник: Жук Д.О., д.т.н., доцент

Миколаїв 2026

АНОТАЦІЯ

Савченко О.В. Синтез електроприводів з притаманними нелінійностями. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 — Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка. – Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, 2026.

У роботі розглянуто питання синтезу електроприводу з урахуванням притаманних йому нелінійностей, що виникають внаслідок особливостей електромеханічного перетворення енергії, характеристик силових перетворювачів, обмежень виконавчих пристроїв, а також нелінійних властивостей механічної частини приводу. Проведено аналіз основних джерел нелінійностей, включаючи насичення магнітної системи електричної машини, сухе тертя, люфти механічних передач, обмеження струму та напруги, а також нелінійні характеристики елементів системи керування.

На основі математичного опису об'єкта керування виконано синтез системи регулювання, що забезпечує необхідні показники якості перехідних процесів в умовах впливу нелінійних факторів. Досліджено динамічні характеристики електроприводу при різних режимах роботи та навантаженнях, проведено оцінку стійкості, точності регулювання та швидкодії системи. Особливу увагу приділено вибору структури та параметрів регуляторів, що дозволяють підвищити ефективність функціонування електроприводу та знизити вплив нелінійності на якість керування.

В першому розділі дисертаційної роботи проаналізовано, які нелінійності має електропривод. Виявлено, які проблеми нелінійної динамічної корекції мають електроприводи. Також проведено аналіз схем електроприводів з лінеаризацією нелінійностей і на що впливають нехтування ними. Сформовано мету та постановку задачі дослідження.

В другому розділі проведено порівняльний аналіз лінійних і нелінійних систем керування, визначено вплив нелінійностей ланок на динамічні властивості електроприводів, досліджено стійкість системи керування. Було розглянуто нелінійні системи керування електроприводом машини постійного струму незалежного збудження третього і четвертого порядків, в яких за рахунок вводу нелінійних елементів у каналі зворотного зв'язку в процесі регулювання, забезпечується підвищення швидкодії при великих відхиленнях та усунення перерегулювання при досягненні встановленого режиму. Розглянуто врахування зони нечутливості схеми формування нелінійного зворотного зв'язку, а також системи зі змінним демпфуванням у прямому колі.

Розглянуто системи зі змінним коефіцієнтом передачі для збільшення точності за допомогою коефіцієнта посилення системи. Розглянуто деякі особливості розрахунку автоматичних систем, у яких здійснено корекцію динамічних параметрів ланок зі змінною інерційністю, а також наведено необхідні розрахункові формули. Наведена математична модель електропривода з нелінійними перемикаючими сигналами.

В третьому розділі проведено дослідження компенсації нелінійностей електропривода за рахунок введення коригувальних сигналів в коло помилки системи. Розрахунки робляться у порівнянні ефектів такої компенсації з використанням гальмівної і прослизуючої муфти. Проведено аналіз математичної моделі корекції інерційності двигуна муфтами. Доведено ефективність використання корекції перемикаючими сигналами.

В четвертому розділі проведено синтез електропривода з сухим тертям шляхом розробки та дослідження методів його компенсації, що забезпечують підвищення плавності руху, точності позиціонування та стійкості системи керування.

В п'ятому розділі проведено експериментальне дослідження електроприводу з нелінійними характеристиками. Проведено синтез та дослідження системи автоматичного керування електроприводом з нелінійними коригуючими пристроями на основі динамічних перемикаючих сигналів, який спрямовано на

покращення показників якості регулювання, зменшення впливу нелінійностей об'єкта керування та підвищення ефективності функціонування системи в перехідних та усталених режимах.

Ключові слова: електропривод, синтез, нелінійність, коригувальний пристрій, стійкість, показники якості керування, система керування, слідкувальна система, нелінійна система, регульований електропривод, комп'ютеризована система керування, моделювання, цифровий регулятор, вимірювальна система, асинхронний двигун, нелінійний регулятор.

Публікації, в яких опубліковано основні наукові результати дисертації:

1. Діапазон регулювання у комплектних електроприводах / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, О. В. Савченко, В. М. Курепін // Вісн. аграр. науки Причорномор'я. – Миколаїв : МДАУ, 2018. – № 2 (98). – С. 96–101. <https://eir.nuos.edu.ua/items/1f265067-b6c5-4343-a0e7-dd6f6e2488e1> **(входить до переліку наукових фахових видань України. Категорія «Б»)**
2. Модернізація промислових роботів / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, О. С. Садовий, О. В. Савченко, А. М. Фоменко, А. В. Козаченко // Вісник Приазовського державного технічного університету: зб. наук. праць. Вип. 41. – Маріуполь: ДВНЗ «Приазов. держ. техн. ун-т», 2020. – С. 99–108. <https://eir.nuos.edu.ua/items/f4a955a3-1ce8-482a-bc09-f8c42a3e3d4a> **(входить до переліку наукових фахових видань України. Категорія «Б»)**
3. Оптимізація систем автоматичного керування електроприводом постійного струму із використанням нелінійних коригувальних пристроїв / О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, В. А. Мадзявко // «Електротехніка та електроенергетика» № 4 (2025) – С. 21–30. <https://ee.zp.edu.ua/article/view/339007> **(входить до переліку наукових фахових видань України. Категорія «Б»)**
4. Удосконалення електроприводів металообробних верстатів / О. В. Савченко // Збірник наукових праць НУК ім. адм. Макарова. – Видавничий дім «Гельветика» – 2025. – № 3 (501). – С. 131–142

<http://znp.nuos.mk.ua/archives/2025/3/19.pdf> – (входить до переліку наукових фахових видань України. Категорія «Б»)

5. Електропривод з нелінійними перемикаючими сигналами [Electric Drive with Non-Linear Switching Signals] / О. В. Савченко // Збірник наукових праць НУК ім. адм. Макарова № 4 (502), 2025. – С. 191–198
<https://znp.nuos.mk.ua/archives/2025/4/25.pdf> – (входить до переліку наукових фахових видань України. Категорія «Б»)

6. Шарейко, Д. Ю. Слідкувальна система мікроманіпулятора на основі п'єзоелектричного двигуна [Micromanipulator Tracking System Based on a Piezoelectric Motor] / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, О. В. Савченко // Збірник наукових праць НУК ім. адм. Макарова № 1 (503), Т. 1, 2026. – С. 277–284. DOI [https://doi.org/10.15589/znp2026.1\(503\).1.32](https://doi.org/10.15589/znp2026.1(503).1.32) (входить до переліку наукових фахових видань України. Категорія «Б»)

Публікації, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

7 Biluk, I., Shareyko, D., Fomenko, A., Havrylov, S., Savchenko, O., Stavinskiy, R. Construction and Adjustment of a Vibration Machine Based on a Complete Electric Drive (2019) Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2019, стаття № 8896563, pp. 114-117
<https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85075634946&doi=10.1109%2fMEES.2019.8896563&partnerID=40&md5=1a006b0ffb368c169a56dcc809d23ad6> (Тези, доповіді (Scopus)).

8. Biluk, I., Shareyko, D., Fomenko, A., Havrylov, S., Savchenko, O., Hruban, V. Adaptive Control in Complete Electric Drives (2020) Proceedings of the 25th IEEE International Conference on Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice, PAEP 2020, стаття № 9240856 <https://ieeexplore.ieee.org/document/9240856> (Тези, доповіді (Scopus))

9. Biliuk, I., Shareyko, D., Savchenko, O., Havrylov, S., Mardziavko, V., Fomenko, A. Increasing of the Elevator Noria Efficiency (2022) Proceedings of the 2022 IEEE 4th International Conference on Modern Electrical and Energy System, MEES 2022

<https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85147324110&doi=10.1109%2fMEES58014.2022.10005735&partnerID=40&md5=11a9799e8d77c2fb8b4a7680966eb037> (Тези, доповіді (Scopus))

10. Biliuk I., Shareyko D., Savchenko O., Havrylov S., Mardziavko V., Fomenko L. Tracking System of a Micromanipulator Based on a Piezoelectric Motor (2023) Proceedings of the 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System, MEES 2023 Motor <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85185004154&doi=10.1109%2fMEES61502.2023.10402375&partnerID=40&md5=d9aeae7f600e3d0f244093c8d0bc65c> (Тези, доповіді (Scopus))

11. Ivan Biluk, Dmytro Shareyko, Oleg Savchenko, Dmytro Koshkin, Oleksandr Maiboroda, Andrii Rudenko. Stability of Electric Drives Optimized by Nonlinearity. Proceedings of the 2024 IEEE 6th International Conference on Modern Electrical and Energy System, MEES 2024. (September 18-21, 2024) <https://ieeexplore.ieee.org/document/11404828> (Тези, доповіді (Scopus))

12. Використання адаптивних регуляторів у сучасних комплектних електроприводах / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, О. В. Савченко // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки". – Миколаїв : НУК, 2017. – С. 23–24. <https://eir.nuos.edu.ua/items/5e2efffd-c010-4994-b2a6-2abfbd16870a> (Тези, доповіді)

13. Стенд для дослідження електропривода на базі безколекторного трифазного двигуна постійного струму / С. І. Ольшевський, І. С. Білюк, О. В. Савченко, В. Т. Шахнов // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2018". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 30–32. <https://eir.nuos.edu.ua/items/92f82b0a-d07d-44e3-ad97-17c89ff03aea> (Тези, доповіді)

14. Проблеми бездатчикових електроприводів / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, О. В. Савченко, В. В. Борсук // Матеріали IX Міжнародної науково-технічної конференції "Інновації в суднобудуванні та океанотехніці". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 326–328. <https://eir.nuos.edu.ua/items/97226db4-266e-4d39-abdc-107035155a19> (Тези, доповіді)

15. Нелінійні адаптивні регулятори в комплектних електроприводах / Є. О. Партола, О. В. Савченко, К. Р. Гараєв, Л. А. Фоменко // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. молодих вчених «Автоматика та електротехніка». – Миколаїв : НУК, 2019. – С. 62–63. <https://eir.nuos.edu.ua/items/2b28f3ea-32bb-43d6-b2e8-1c9e227d769b> (Тези, доповіді)

16. Моделювання тягового електропривода на базі вентильного двигуна / І. Білюк, С. Гаврилов, О. Савченко, С. Дорошенко // Грааль науки. – 2021. – № 9. – С. 188–192. <https://eir.nuos.edu.ua/items/1b27341b-8f6f-420e-abc0-87ef316f2cc5> (Index Copernicus)

17. Control System of Robot Manipulator Based on Digital Controller / I. Biliuk, S. Havrylov, O. Savchenko, D. Shareyko, O. Maiboroda, A. Fomenko // Грааль науки. – 2021. – № 10. – С. 257–263. <https://eir.nuos.edu.ua/items/d19302a9-673b-4bba-a1a4-46671d74615e> (Index Copernicus)

18. Automation of Drilling Rig Rotor Electric Drive / I. Biliuk, O. Savchenko, S. Havrylov, D. Shareyko, O. Maiboroda, A. Fomenko // Грааль науки. – 2022. – № 16. – С. 175–182. <https://eir.nuos.edu.ua/items/2637bfc5-49f1-4d06-be85-83ae263f31d7> (Index Copernicus)

19. Problems of Brushless Motors Applying in Electric Drives / I. Biliuk, D. Shareyko, O. Savchenko, S. Havrylov, A. Fomenko, O. Maiboroda // Scientific Collection "InterConf+". – 2022. – № 27 (133). – Р. 269–278. <https://eir.nuos.edu.ua/items/5b35d2c1-d8e7-498f-a361-da963e02a0a6> (Index Copernicus)

20. Проектування системи керування 3 фазного безколекторного двигуна постійного струму / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, О. В. Майборода, М. С. Чубчик, С. С. Чубчик // Scientific Collection "InterConf+". – 2022. – № 28 (137). – Р. 292–301. <https://eir.nuos.edu.ua/items/10e9e768-6e67-43b6-9f95-99a7325b7663> (Index Copernicus)

21. Стенд для дослідження електропривода на базі безколекторного трифазного двигуна постійного струму / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. І. Ольшевський, А. М. Тубальцев, Л. І. Бугрім, О. В. Майборода // Scientific Collection «InterConf+». – 2023. – № 29 (139). – Р. 227–241. <https://eir.nuos.edu.ua/items/77a60b65-06ac-4288-aca6-5fb1e9b0f158> **(Index Copernicus)**

22. Підвищення точності керування у комплектних електроприводах шляхом використання нелінійних регуляторів / І. С. Білюк, Л. І. Бугрім, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, С. О. Гаврилов, О. О. Трушкін // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 47 (209). – Р. 332–341 <https://eir.nuos.edu.ua/items/072044e3-9a02-4c96-a66a-dfa150b0aed1> **(Index Copernicus)**

ABSTRACT

Savchenko O.V. Synthesis of electric drives with inherent nonlinearities. – Qualification scientific work in the form of a manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 141 — Electric power engineering, electrical engineering and electromechanics. – Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, 2026.

The paper considers the issue of synthesis of an electric drive taking into account its inherent nonlinearities that arise due to the peculiarities of electromechanical energy conversion, characteristics of power converters, limitations of actuators, as well as nonlinear properties of the mechanical part of the drive. An analysis of the main sources of nonlinearities is carried out, including saturation of the magnetic system of an electric machine, dry friction, backlash of mechanical gears, current and voltage limitations, as well as nonlinear characteristics of the elements of the control system.

Based on the mathematical description of the control object, a synthesis of a control system was performed that provides the necessary indicators of the quality of transient processes under the influence of nonlinear factors. The dynamic characteristics of the electric drive under different operating modes and loads were investigated, the stability, control accuracy and speed of the system were assessed. Particular attention was paid to the choice of the structure and parameters of the regulators, which allow to increase the efficiency of the electric drive and reduce the impact of nonlinearity on the quality of control.

In the first section of the dissertation work, it was analyzed what nonlinearities the electric drive has. It was identified what problems of nonlinear dynamic correction electric drives have. Also, an analysis of electric drive circuits with linearization of nonlinearities was conducted and what is affected by neglecting them. The goal and statement of the research problem were formed.

In the second section, a comparative analysis of linear and nonlinear control systems was conducted, and the impact of nonlinearities of links on the dynamic properties of electric drives was determined, and the stability of the control system was

investigated. Nonlinear control systems for the electric drive of a DC machine of independent excitation of the third and fourth orders were considered, in which, due to the introduction of nonlinear elements in the feedback channel in the process of regulation, an increase in speed is ensured at large deviations and the elimination of overshoot when reaching the set mode. Consideration of the dead zone of the nonlinear feedback formation scheme, as well as systems with variable damping in a direct loop, are considered.

Systems with a variable transmission coefficient are considered to increase accuracy using the system gain. Some features of the calculation of automatic systems in which the dynamic parameters of links with variable inertia are corrected are considered, and the necessary calculation formulas are given. A mathematical model of an electric drive with nonlinear switching signals is given.

In the third section, a study of compensation of the nonlinearities of the electric drive by introducing corrective signals into the system error loop is carried out. Calculations are made by comparing the effects of such compensation using a braking and slipping clutch. An analysis of the mathematical model of engine inertia correction by clutches is carried out. The effectiveness of using correction by switching signals is proven.

In the fourth section, a synthesis of an electric drive with dry friction is carried out by developing and studying methods for its compensation, which ensure increased smoothness of movement, positioning accuracy and stability of the control system.

In the fifth section, an experimental study of an electric drive with nonlinear characteristics is carried out. A synthesis and study of an automatic control system for an electric drive with nonlinear corrective devices based on dynamic switching signals is carried out, which is aimed at improving the quality of regulation, reducing the impact of nonlinearities of the control object and increasing the efficiency of the system in transient and steady-state modes.

Keywords: electric drive, synthesis, nonlinearity, correction device, stability, control quality indicators, control system, tracking system, nonlinear system, adjustable

electric drive, computerized control system, modeling, digital controller, measuring system, asynchronous motor, nonlinear controller.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	18
1 СТАН ПИТАННЯ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	24
1.1 Притаманні нелінійності електропривода.....	24
1.2 Проблеми нелінійної динамічної корекції	28
1.3 Аналіз схем з лінеаризацією нелінійностей	34
1.4 Постановка задачі дослідження.....	38
2 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЛІНІЙНИХ ТА НЕЛІНІЙНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ.....	40
2.1 Системи з нелінійними елементами у каналі зворотного зв'язку ...	40
2.2 Врахування зони нечутливості схеми формування нелінійного зворотного зв'язку.....	51
2.3 Системи з нелінійним елементом у прямому колі.....	63
2.4 Системи зі змінним коефіцієнтом передачі	72
2.5 Корекція динамічних параметрів ланок зі змінною інерційністю ...	74
2.6 Математична модель електропривода з нелінійними перемикаючими сигналами.....	84
2.7 Висновки до розділу 2	92
3 КОРЕКЦІЯ ДИНАМІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ВИКОНАВЧИХ ДВИГУНІВ НЕЛІНІЙНИМИ ЗАСОБАМИ	95
3.1 Застосування гальмівної муфти для компенсації інерційності двигунів	95
3.2 Компенсація інерційності двигунів прослизуючими муфтами.....	103
3.3 Корекція інерційності двигунів перемиканням у ланці помилки системи	112
3.4 Висновки до розділу 3	120
4 СИНТЕЗ ЕЛЕКТРОПРИВОДА З СУХИМ ТЕРТЯМ.....	122
4.1 Сухе тертя в автоматичних системах.....	122

4.2 Дослідження впливу сухого тертя на статичні та динамічні властивості електроприводів	127
4.3 Вплив параметрів на стійкість	132
4.4 Електропривод з сухим тертям.....	136
4.5 Синтез нелінійної системи керування з сухим тертям.....	140
4.5 Висновок до розділу 4	153
5 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З НЕЛІНІЙНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ	154
5.1 Компенсація змінної складової помилки за наявності зовнішнього впливу	155
5.2 Дослідження системи при наявності сухого тертя і люфта.....	158
5.3 Результати випробувань	166
5.4 Висновки до розділу 5	168
ВИСНОВКИ.....	171
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	173
ДОДАТОК А	194
ДОДАТОК Б	195
ДОДАТОК В	197
ДОДАТОК Г	199
ДОДАТОК Д.....	204

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, ІНДЕКСІВ ТА СКОРОЧЕНЬ

Позначення

$k_{o.c}, k'_{o.c}, k^*_{o.c}$ - коефіцієнт зворотного зв'язку;

σ - перерегулювання;

τ - час загасання перехідного процесу;

m – число чвертей коливань;

u_{max} - амплітуда нескоректованого сигналу керування;

ω - частота коливань;

T – стала часу;

x_0 - керуючий вплив;

x_1 – помилка;

x_2 - вихідна величина диференційної ланки;

x_3 - Вихідна величина інтегруючої ланки;

x_4 - вихідна величина підсилювальної ланки;

x_5 - вихідна величина виконавчого елемента;

x_6 – регульована величина;

T_1 - постійна часу диференціює ланки;

T_2 - постійна часу інтегруючої ланки;

T_3 – постійна часу виконавчого елемента;

T_4 – постійна часу об'єкта регулювання;

T_5 – постійна часу демпфування об'єкта регулювання;

k - коефіцієнт посилення підсилювальної ланки;

$k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6$ – коефіцієнти посилення всієї системи;

$f(t)$ - зовнішнє вплив, що обурює;

p – символ диференціювання;

ξ – коефіцієнт загасання;

$t_{пер}$ – тривалість перехідного процесу;

$\delta_{сл}$ - помилка в режимі стеження;

$k_{кр. дин}$ - критичний коефіцієнт посилення;
 $t_{пр}$ – тривалість перехідного процесу;
 $k_{кр. ст}$ – значення статичного коефіцієнта посилення на межі стійкості;
 δ – помилка системи;
 $k_{л}$ – коефіцієнт посилення системи;
 γ – кут запобігання;
 $M_{тр}$ – момент тертя;
 $k_{пр}$ – коефіцієнт передачі перетворювача;
 $u_{тр}$ – напруга торкання;
 $M_{п}$ – пусковий момент двигуна;
 $u_{y \max}$ - максимальна керуюча напруга;
 M_c - момент опору, наведений до валу двигуна;
 ω_n - передбачувана швидкість двигуна;
 $M_{тр. ред}$ - орієнтовне значення моменту тертя, наведене до валу двигуна;
 $J_{ред}$ – момент інерції редуктора;
 P_c – повна статична потужність;
 J_c – потужність інерції навантаження;
 $P_{с. н}$ – Потужність статичного навантаження;
 $P_{с. ред}$ – Потужність тертя у редукторі;
 $k_{ред}$ – коефіцієнт редуктора;
 M_e – еквівалентний момент;
 Q_n - кількість тепла, що отримується від нагрівача;
 $Q_{від}$ - кількість тепла, що віддається блоком (втрати);
 $Q_{пол}$ - кількість тепла, що йде на нагрівання технологічного блоку та повітря камери;
 λ - теплопровідність скловати;
 $\tau_{зад}$ - задане значення температури;
 $d\tau$ – відхилення температури;

dt -одиниця часу;
 x_{Π} - відносне перерегулювання;
 k_d – коефіцієнт передачі диференціюючого пристрою;
 T_d - постійна часу диференціюючого пристрою;
 $T_{дв}$ - електромеханічна стала часу двигуна;
 $k_{дв}$ – статичний коефіцієнт посилення електродвигуна;
 T_{Π} – постійна часу підсилювача;
 k_{Π} – коефіцієнт посилення;
 k_{ϕ} – коефіцієнт передачі фільтра;
 $|x_{\Pi}|$ - Перерегулювання;
 ω_{Π}/ξ - коливальність (середнє значення);
 $\delta_{с.о}$ - постійна складова швидкісної помилки;
 $\delta_{ст}$ - максимальне значення швидкісної помилки;
 Ω_{max} - амплітуда коливань швидкості на виході систем, що стежать;
 $\delta_{д.о}$ - амплітуда середньої динамічної помилки;
 $\delta_{д. max}$ - максимальні значення (викиди) динамічної помилки.

Скорочення

ФІ – формувач імпульсів;
 ФСУ – вузол фазозміщення;
 ФВЧ – пасивні фазочутливі випрямлячі;
 ДС – датчик струму;
 РС – регулятор струму;
 РШ – регулятор швидкості;
 РІ – розподілювач імпульсів;
 АІ – автономний інвертор
 ВС – датчик швидкості;
 UA, UV, UI – вимірювальні блоки;
 КП – коливальні процеси;

СТ – сухе тертя;
МСТ – момент сухого тертя;
ДП – диференціюючий пристрій;
ДКС – динамічний коригуючий сигнал;
S1 – S4 – кнопки керування
Д – двигун;
ТГ – тахогенератор;
ПВ – підсилювач-випрямляч;
Ф – фільтр;
ФП – формуючий пристрій;
ПП – підсилювач потужності;
Р – редуктор;
ПС – підсилювач-суматор;

ВСТУП

Однією з характерних рис електроприводів є наявність притаманних їм нелінійностей, обумовлених фізичними процесами в електричній машині, силовому перетворювачі і механічній частині приводу та всіх елементів. До таких нелінійностей відносяться сухе тертя, зони нечутливості, обмеження керуючих впливів, насичення магнітних ланцюгів, люфти механічних передач, перемикаючі елементи та інші фактори, що істотно впливають на статичні і динамічні характеристики системи. Використання традиційних методів синтезу, що ґрунтуються на лінеаризованих математичних моделях, не завжди дозволяє забезпечити необхідні показники якості керування в широкому діапазоні режимів роботи.

У зв'язку з цим, актуальним завданням є розробка та дослідження методів синтезу електроприводів з урахуванням властивих нелінійностей, що дозволяють підвищити якість перехідних процесів, стійкість та точність регулювання. Особливий інтерес представляють системи з нелінійними зворотними зв'язками, змінними параметрами демпфування та посилення, а також методи динамічної корекції, що ґрунтуються на зміні структури системи в процесі її функціонування. Ці явища, зазвичай, супроводжують роботу електропривода, а нехтування приводить до небезпечних наслідків.

У роботі проведено аналіз існуючих підходів до обліку та компенсації нелінійностей у системах керування електроприводами, розглянуто особливості побудови лінійних та нелінійних систем керування, досліджено методи корекції динамічних параметрів виконавчих двигунів з використанням нелінійних засобів. Значну увагу приділено питанням компенсації інерційності електроприводів за допомогою гальмівних і прослизуючих муфт, а також дослідженню впливу сухого тертя на стійкість і якість регулювання.

Вперше визначено, що корекція електроприводів перемиканням сигналів має математичну модель, схожу на математичну модель компенсації інерційності виконавчого двигуна муфтами. Це дозволило сформулювати наукове положення про

ефективність нелінійної корекції перемиканням сигналу у колі зворотного зв'язку для компенсації інерційності двигуна в нелінійних електроприводах.

Метою дисертаційної роботи є аналіз та синтез системи автоматичного керування електроприводом з притаманними нелінійностями, нелінійними коригуючими пристроями на основі динамічних перемикаючих сигналів, спрямованої на покращення показників якості регулювання, зменшення впливу нелінійностей об'єкта керування та підвищення ефективності функціонування системи в перехідних та усталених режимах.

Для досягнення мети розв'язано наступні задачі:

- створено математичну модель для синтезу нелінійних електроприводів;
- проаналізовано, як розташування нелінійного елемента у схемі електропривода впливає на результати синтезу;
- здійснено синтез електропривода з коректувальним пристроєм типу перемикання сигналів;
- досліджено зміни загасання коливань та їх частоти у перехідному процесі ξ і ω в залежності від розташування і параметрів нелінійного елемента;
- проаналізовано математичні моделі корекції інерційності двигуна муфтами;
- доведено ефективність використання корекції перемикаючими сигналами;
- проведено синтез електропривода з сухим тертям шляхом розробки та дослідження методів його компенсації, що забезпечують підвищення плавності руху, точності позиціонування та стійкості системи керування;
- спроектовано лабораторний стенд для дослідження системи автоматичного керування електроприводом з нелінійними коригуючими пристроями на основі динамічних перемикаючих сигналів;
- визначено, як впливає нелінійності на запас стійкості системи керування;
- підвищено стійкість і працездатність системи електропривода при коефіцієнтах посилення, що перевищують критичні, шляхом застосування нелінійних динамічних коригуючих пристроїв;

- визначено, який вплив має використання нелінійного динамічного коригуючого пристрою на виникнення автоколиваний системи керування електропривода.

Об'єкт дослідження: Електропривод, елементи якого мають нелінійні статичні та динамічні характеристики, а також здатні змінювати параметри у процесі роботи.

Предмет дослідження: Явища, які виникають в електроприводі з застосуванням у ньому нелінійних елементів та елементів з перемиканням сигналів.

Методи дослідження: Параметричний синтез систем керування, методи гармонійної лінеаризації, графо-аналітичні методи, методи структурного синтезу систем керування, методи експериментальних досліджень.

Новизна результатів:

- вперше було знайдено аналогію між математичними моделями, що описують гальмівні муфти та муфти з ковзанням у компенсації інерційності двигуна з корекцією цієї інерційності перемиканням сигналу у колі зворотного зв'язку;

- вперше отримано закономірності між коефіцієнтами передачі розімкнутої системи керування та границею виникнення автоколиваний у нелінійних електроприводах;

- вперше знайдені залежності між загасанням та частотою коливаний у перехідній характеристики нелінійних електроприводів від співвідношення динамічних коефіцієнтів елементів силової частини;

- здійснено аналіз впливу нелінійності елемента від місця його розташування у системі керування, та визначено найбільший ефект від корекції перемиканням сигналів у колі зворотного зв'язку;

Достовірність наукових результатів, висновків і рекомендацій забезпечується:

- підтвердженням натурним експериментом наукових положень, що висунуті у дисертації;
- збіжність результатів натурального і чисельного експериментів, що проводилося із застосуванням програмних оболонок MathCad і MathLab;

Наукове значення роботи:

- визначення аналітичної залежності між математичними моделями, що описують гальмівні муфти та муфти з ковзанням у компенсації інерційності двигуна з корекцією цієї інерційності перемиканням сигналу у колі зворотного зв'язку;
- знайдено закономірності між коефіцієнтами передачі розімкнутої системи керування та границею виникнення автоколивань у нелінійних електроприводах;
- знайдені залежності між загасанням та частотою коливань у перехідній характеристики нелінійних електроприводів від співвідношення динамічних коефіцієнтів елементів силової частини;
- визначено аналітичну залежність між корекцією перемиканням сигналів та показниками якості керування нелінійних електроприводів.

Практичне значення отриманих результатів:

- розроблено та запатентовано стенд для проведення натурального експерименту з метою підтвердити адекватність теоретичних положень;
- запропоновано методику синтезу нелінійних електроприводів;
- розроблено пакет розрахункових програм у середовищі MathLab, для параметричного синтезу нелінійних електроприводів;
- корекція робочих навчальних програм дисциплін «Теорія автоматичного керування», «Системи керування електроприводів», «Комплектні електроприводи», «Вібротехнології», що забезпечують навчальний процес за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

- 12 патентів на корисну модель.

Особистий внесок здобувача. Усі основні наукові результати дисертаційної роботи отримані автором самостійно. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, особистий внесок здобувача полягає в такому:

1. **«Діапазон регулювання у комплектних електроприводах»** (2018) – автором виконано аналіз характеристик комплектних електроприводів, досліджено вплив параметрів системи керування на діапазон регулювання швидкості та проведено оцінювання ефективності різних способів регулювання.

2. **«Модернізація промислових роботів»** (2020) – автором проведено аналіз існуючих систем електропривода промислових роботів, обґрунтовано напрями підвищення ефективності приводних систем та виконано дослідження впливу модернізації на точність і динамічні.

3. **«Оптимізація систем автоматичного керування електроприводом постійного струму із використанням нелінійних коригувальних пристроїв»** (2025) – автором розроблено математичні моделі системи керування електроприводом постійного струму з нелінійними коригувальними пристроями, виконано моделювання режимів роботи, а також проведено аналіз показників якості керування.

4. **«Удосконалення електроприводів металообробних верстатів»** (2025) – автором самостійно розроблено підходи до удосконалення систем керування електроприводами металообробних верстатів, проведено дослідження їх динамічних характеристик та обґрунтовано технічні рішення щодо підвищення точності й продуктивності обробки.

5. **«Електропривод з нелінійними перемикаючими сигналами»** (2025) – автором запропоновано структуру електропривода з нелінійними перемикаючими сигналами, розроблено математичну модель системи, проведено дослідження її стійкості та показників якості перехідних процесів.

6. **«Слідкувальна система мікроманіпулятора на основі п'єзоелектричного двигуна»** (2026) – автором проведено аналіз принципів

побудови слідкувальних систем мікропозиціонування, виконано математичне моделювання системи керування мікроманіпулятором на основі п'єзоелектричного двигуна та досліджено точність позиціонування виконавчого органу.

Одноосібні праці «Удосконалення електроприводів металообробних верстатів» та «Електропривод з нелінійними перемикаючими сигналами» повністю належать автору. Результати, викладені у зазначених публікаціях, безпосередньо використані при виконанні дисертаційного дослідження та відображають основні положення, наукову новизну і практичне значення роботи.

Відомості про апробацію результатів дисертації. За результатами дисертаційних досліджень опубліковано 120 друкованих праць, серед них 6 статей у фахових виданнях згідно з переліком, який затверджено ВАК України, 43 статті у закордонних виданнях, 56 публікацій у збірниках праць міжнародних і національних конференцій, 12 патентів на корисну модель[1-85, 146-159].

Структура роботи. Дисертаційна робота складається зі вступу, 5 розділів, висновків, списку використаних джерел із 165 найменувань та додатків. Загальний обсяг роботи становить 206 сторінок, у тому числі 100 рисунків і 10 таблиць.

РОЗДІЛ 1

СТАН ПИТАННЯ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

1.1 Притаманні не лінійності електропривода

Синтез електроприводів розділяється на дві складові: Статичний синтез та динамічна корекція, або динамічний синтез. На етапі статичного синтезу визначаються з принциповою та структурною схемами електроприводу. Розглянемо, як приклад, електропривод, схема якого наведена на рис.1.1.

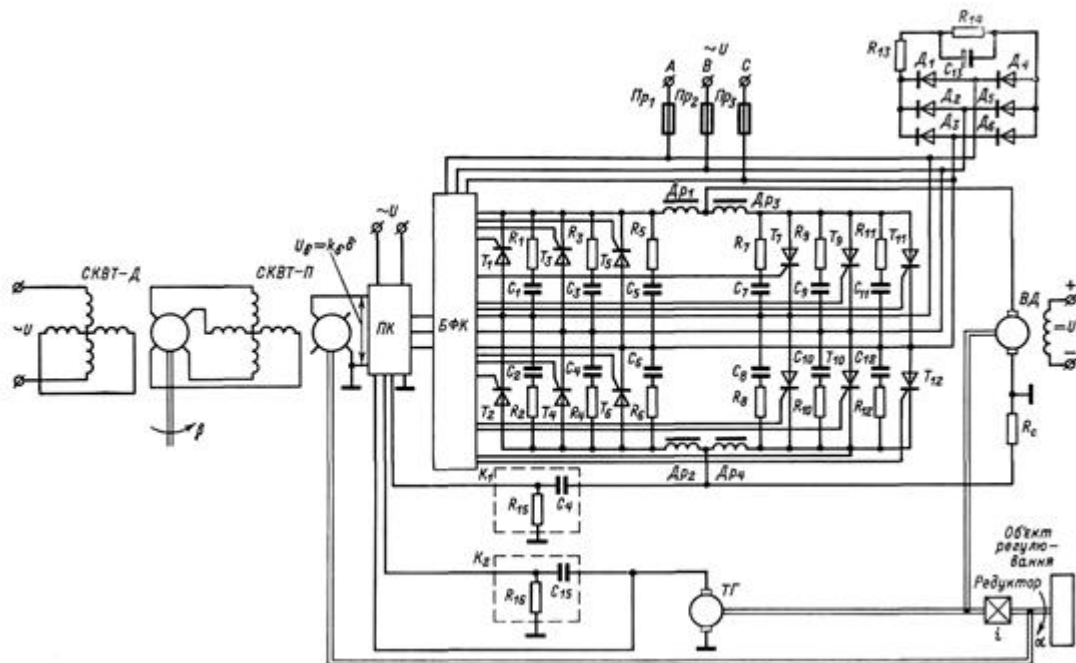


Рисунок 1.1 – Принципова схема слідкувального привода

При розв'язанні інженерних задач нелінійностями, що притаманні електроприводу, нехтують. Проте це приводить до небезпечних явищ, наприклад таких, як виникнення автоколивань, або виходу з ладу тих чи інших елементів електроприводу. В першу чергу, це відноситься до чутливих елементів та силової частини електроприводу. Адже стійкість нелінійної системи, на відміну від лінійної, залежить не лише від внутрішніх властивостей системи, а також від зовнішнього впливу. Розглянемо нелінійності, що притаманні елементам електроприводу. Відразу можна зауважити, що нелінійності типу АЦП не

приділяється багато уваги тому, що по-перше – є розглядається ретельно у синтезі цифрових та дискретних систем, по-друге, якщо виконуються умови теореми Котельникова у побудові цифрових систем, то їх розглядають на підставі випробуваної та перевіреної на практиці лінійної теорії.

До контактних чутливих елементів електроприводів відносяться потенціометри, реостати, мікроперемикачі та датчики положення[85]. Наявність механічного контакту, зумовлює виникнення нелінійностей та похибок, що впливають на точність роботи системи керування.

Потенціометри використовуються як датчики положення та перетворюють механічне переміщення в електричний сигнал[86]. Їхня нелінійність виникає через неоднорідність резистивного шару, зносу і люфтів механізму, що призводить до помилок вимірювання та зниження точності позиціонування. При використанні разом із аналого-цифровими перетворювачами, похибки додатково збільшуються.

Реостати застосовуються для регулювання струму та швидкості електроприводу. Нелінійність їх характеристик пов'язана з нерівномірністю намотування, зносом контактів та температурними змінами опору, що погіршує якість регулювання. Для мікроперемикачів характерний гістерезис, при якому точки включення та вимикання не збігаються. Це підвищує стійкість до перешкод, але знижує точність визначення положення виконавчого механізму.

До індукційних чутливих елементів електроприводів відносяться обертові трансформатори, сельсини, резольвери і асинхронні тахогенератори[87, 88]. Вони широко застосовуються завдяки високій надійності, стабільності характеристик і можливості побудови безконтактних систем керування. Однак точність їхньої роботи обмежується наявністю нелінійностей, зумовлених конструктивними та експлуатаційними факторами.

Для трансформаторів, сельсинів і резольверів, що обертаються, основними причинами нелінійності є нерівномірність повітряного зазору, наявність вищих гармонік магнітного поля, похибка намотування і насичення магнітопроводу[89]. Істотну дію має також сухе тертя в підшипниках і контактних вузлах, що викликає виникнення зони нечутливості, гістерезис та додаткові помилки вимірювання. У

системах автоматичного керування це призводить до зниження точності позиціонування та погіршення динамічних характеристик.

Асинхронні тахогенератори характеризуються нелінійністю залежності вихідної напруги від швидкості обертання. Основними причинами є насичення магнітної системи, реакція ротора, температурні зміни параметрів обмоток та неоднорідність повітряного зазору. При малих швидкостях значний вплив має сухе тертя, яке викликає зону нечутливості та нестабільність показників. В результаті перелічені нелінійності обмежують точність роботи електроприводів, тому повинні враховуватися при їх проектуванні та налаштуванні.

Нелінійність електродвигуна проявляється у відхиленні залежностей моменту, швидкості та струму керуючого впливу від ідеальних лінійних характеристик[90-92]. Основними причинами нелінійності є насичення магнітного ланцюга, реакція якоря, зміна параметрів обмоток при нагріванні та механічне тертя. Ці фактори призводять до того, що однакова зміна керуючого сигналу, викликає різну реакцію двигуна в різних режимах роботи. Особливий вплив має сухе тертя, що виникає в підшипниках і щітково-колекторному вузлі. Для початку руху, електродвигун повинен розвинути момент, який перевищує момент тертя спокою, що призводить до збільшення пускового моменту та появи зони нечутливості на малих швидкостях. Внаслідок цього характеристики електродвигуна стають нелінійними, а точність регулювання погіршується.

У системах із зворотним зв'язком, сухе тертя може викликати нестабільність та автоколивання типу «stick-slip», коли двигун періодично зупиняється і знову починає рух[93]. Тому врахування нелінійних властивостей двигуна є необхідною умовою забезпечення високої точності та стійкості електроприводу.

Пасивні фазочутливі випрямлячі (ФЧВ) мають нелінійність, обумовлену в основному вольт-амперною характеристикою діодів[94]. Основним джерелом нелінійності є гранична напруга діода, яка створює «мертву зону» при малих рівнях вхідного сигналу. Крім того, експоненційна характеристика діода призводить до нелінійної залежності вихідної напруги від сигналу неузгодженості та спотворення

фазової характеристики. В результаті знижується чутливість системи, збільшується статична помилка та погіршується точність електроприводу.

Активні ФЧВ на операційних підсилювачах дозволяють практично усунути "мертву зону" за рахунок компенсації напруги порогового діоду[95, 96]. Однак джерелами нелінійності залишаються обмеження самих операційних підсилювачів: насичення вихідного сигналу, обмежена швидкість наростання напруги (Slew Rate), вхідна напруга усунення та температурний дрейф параметрів. Ці фактори можуть викликати спотворення сигналу помилки та зниження точності регулювання. Таким чином, пасивні фазочутливі випрямлячі характеризуються вираженою статичною нелінійністю, пов'язаною з діодами, тоді як активні фазочутливі випрямлячі основний вплив надають не ідеальності операційних підсилювачів. Незважаючи на більш високу точність активних схем, їх нелінійні властивості також необхідно враховувати під час аналізу та синтезу систем керування електроприводами.

Основною нелінійністю електронних підсилювачів у системах електроприводу є обмеження вихідного сигналу (насичення), що виникає при досягненні вихідною напругою меж, що визначаються напругою живлення. У режимі насичення підсилювач перестає забезпечувати пропорційне посилення вхідного сигналу, що призводить до обмеження керуючого впливу, збільшення часу регулювання і можливого виникнення автоколивань. Додатковими джерелами нелінійності є наявність «мертвої зони» для слабких сигналів, нелінійність характеристик транзисторів, і навіть обмеження швидкості наростання вихідної напруги (Slew Rate) [97]. При швидких змінах вхідного сигналу підсилювач не встигає відтворювати його, що викликає динамічні спотворення і знижує швидкодію системи.

Нелінійності підсилювачів погіршують якість перехідних процесів, спотворюють сигнал помилки та обмежують застосовність методів лінійної теорії при аналізі та синтезі систем керування електроприводами[98]. Тому їх вплив необхідно враховувати під час проектування високоточних електроприводів.

1.2 Проблеми нелінійної динамічної корекції

Друга складова синтезу – це динамічна корекція. Підходи в аналізі та синтезі нелінійних систем кардинально відрізняються від лінійних. Це, в першу чергу, стосується визначення стійкості. В лінійних системах стійкість визначається виключно внутрішніми властивостями системи. В нелінійних системах поняття стійкості набагато ширше. Стійкість в нелінійних системах залежить не лише від внутрішніх її властивостей, але і від зовнішніх впливів. В нелінійних системах бувають не лише декілька станів рівноваги, але стійкості в цілому. Яскравим показником нелінійних систем є явище автоколивань та визначення їх стійкості. Аналіз і синтез нелінійних систем ґрунтується на складному математичному апараті. Існує низка задач в нелінійних системах автоматичного керування, які не тільки розв'язуються лише чисельними методами, але і в цьому разі дають наближений розв'язок. Незважаючи на це, увага сучасних фахівців все одно прикута до нелінійних систем. В лінійних системах всі показники якості керування взаємозв'язані. Наприклад, при покращенні швидкодії системи, одразу збільшується максимальне перерегулювання на її перехідній характеристиці. В лінійних системах неможливо покращення показників якості керування без погіршення її ступеню стійкості. Основні положення аналізу та синтезу лінійних систем ґрунтуються на двох ствердженнях: будь яка система автоматичного керування – це фільтр; будь яку координату в лінійній системі автоматичного керування можна розвинути у ряд Фур'є. Тому, що проходження гармонічного сигналу через безперервну лінійну систему автоматичного керування не змінює форму сигналу. Зміна цього гармонічного сигналу відбувається лише за амплітудою та фазою. В нелінійних системах це неможливо. Адже вона спотворює форму сигналу. Принцип суперпозиції в нелінійних системах не виконується. І саме це може бути корисним у дослідженнях нелінійних систем. Адже з цього випливає, що в нелінійних системах електроприводів можливо покращення відразу всіх показників якості керування. Або можливо покращення якогось показника якості керування без погіршення інших. Наприклад, покращення швидкодії системи

автоматичного керування без збільшення максимального перерегулювання, або якщо це перерегулювання і погіршиться то непропорційно до лінійних систем. Отже є необхідність у дослідженні явищ, які виникають у системах автоматичного керування при вводі в них нелінійного корегувального пристрою. Особливо гостро стоїть питання оптимізації системи автоматичного керування нелінійним корегувальним пристроєм та визначення її стійкості, умов виникнення в ній автоколивань.

Основною задачею у проектуванні систем автоматичного керування є вибір структурної схеми, параметрів елементів та їх технічна реалізація, а також експлуатаційні вимоги по відношенню до масогабаритних показників та споживної потужності. Проте, безліч задач, що вирішуються за допомогою нелінійних коректувальних пристроїв, різниці методів їх синтезу та технічної реалізації ускладнюють вибір конкретної схеми. Хоча у низці випадків можна відокремити декілька ознак, що об'єднують різні схеми. Перш за все визначається, була чи ні схема нелінійна до вводу в неї нелінійної корекції, а також яке призначення нелінійного засобу корекції. Можна відокремити наступні групи нелінійних коректувальних пристроїв: 1) корекція яка покращує перехідні процеси у системі; 2) така, що оптимізує систему за певним критерієм; 3) така, що надає інваріантні властивості системі по відношенню до впливів, або зміні параметрів; 4) така, що реалізує необхідні конструктивні та експлуатаційні параметри. Більшість сучасних досліджень [99] націлені на визначення нелінійних властивостей елементів системи автоматичного керування та спотворенні у зв'язку з цим їх статичних характеристик. Або досліджуються нелінійні властивості об'єктів керування [100]. Разом з тим, часто автори уникають питань стійкості нелінійних систем, обмежуючись стійкістю їх лінійної частини. Проте ці питання дуже важливі, особливо у нелінійних системах. В роботі розглядаються нелінійні динамічні перемикаючі коригуючі сигнали, що дають можливість отримати нові результати[101]. Фізична сутність запропонованого виду полягає у тому, що коригуючі сигнали змінюють параметри ланок системи. Змінюються лише динамічні параметри ланок, а їх статичні характеристики лишаються незмінними.

Зміна динамічних параметрів відбувається шляхом заміни під час перехідного процесу на певних інтервалах часу реального сигналу, на спеціально сформований сигнал $[F_{t_2}^{t_1}]$. Це означає, що корегуючий сигнал на інтервалі часу від t_1 до t_2 має амплітуду F . В результаті при гармонійному впливі на вході ланки $x=x_0\sin(\omega t)$ на виході маємо сигнал $y=[F_{t_2}^{t_1}]y_0\sin(\omega t)$. Дослідження [102, 103] показують, що технічно доцільно використовувати значення амплітуди корегувального сигналу F , нуль, мінус одиниця та певний коефіцієнт k . Наприклад значення $[-1_{t_2}^{t_1}]$ означає, що на визначеному інтервалі часу основний керуючий сигнал змінює знак. Подібні проблеми розв'язувалися у роботах [104, 105], але в цих роботах не визначалися умови стійкості у застосуванні подібних засобів корекції. У роботі [106-108] розглядаються проблеми синтезу та стійкості нелінійних слідкуючих систем керування електроприводами з релейними характеристиками, проте на відміну від запропонованого дослідження, пропонуються лише умови абсолютної стійкості.

Електричним двигунам притаманні нелінійності, такі як магнітна насиченість, сухе тертя, люфт в передачах та ін.

Магнітне насичення є однією з основних нелінійностей електропривода і виникає під час роботи магнітної системи електричної машини в галузі високих значень магнітної індукції [109-110]. Це явище пов'язане з обмеженою здатністю феромагнітного матеріалу збільшувати магнітний потік при зростанні напруженості магнітного поля. У лінійній ділянці, між магнітним потоком і струмом збудження, зберігається практично пропорційна залежність. При досягненні режиму насичення, подальше збільшення струму викликає незначний приріст магнітного потоку, внаслідок чого характеристика намагнічування стає нелінійною.

Магнітне насичення характерне для машин постійного та змінного струму, трансформаторів та інших електромагнітних пристроїв. Найбільш помітно його вплив проявляється у перехідних режимах, при пуску, гальмуванні і навантаженнях. В умовах насичення зменшується магнітна проникність сталі, змінюються індуктивності обмоток і параметри електричної машини, що

призводить до погіршення динамічних характеристик електропривода та якості регулювання. Крім того, зростають втрати енергії, нагрівання машини та рівень вищих гармонік. Саме тому, магнітне насичення суттєво впливає на стійкість, динаміку та енергетичні показники електропривода.

Також однією з найпоширеніших механічних нелінійностей електроприводу є люфт, який виникає внаслідок наявності зазорів у зубчастих передачах, редукторах, муфтах та інших елементах механічної системи[111, 112]. Ця нелінійність проявляється як зона вільного переміщення, коли від зміни положення приводної ланки не настає негайне переміщення механізму. Найбільш помітно вплив люфту проявляється при зміні напрямку обертання привода. У момент реверсу, частина переміщення витрачається на вибір механічного зазору, внаслідок чого виникає затримка передачі руху та формується зона нечутливості системи. Наявність люфту погіршує точність позиціонування, знижує якість регулювання швидкості та координат, а також викликає додаткові коливання та динамічні удари в механічній системі. Особливо істотно вплив даної нелінійності проявляється в верстатних електроприводах, робототехнічних комплексах і сервоприводах високої точності.

При роботі електропривода, люфт може викликати автоколивання, збільшення часу перехідних процесів та зниження стійкості системи керування. Крім того, періодичні ударні навантаження, що виникають при виборі зазорів, призводять до прискореного зношування механічних передач. Тож люфт є суттєвим нелінійним фактором, що впливає на динамічні та точнісні характеристики електропривода.

Ігнорування нелінійностей в електроприводі призводить до суттєвого розходження між розрахунковими та реальними характеристиками системи. При проектуванні та аналізі електроприводів, використання лише лінійних моделей спрощує розрахунки, проте дозволяє повною мірою враховувати реальні фізичні процеси в електричних машинах, перетворювачах і механічних передачах. На практиці, ігнорування таких нелінійностей, призводить до проблем зі стійкістю, викликає погіршення якості регулювання, а також зниження точності роботи

електропривода. Внаслідок цього, збільшуються статичні помилки, зростає час перехідних процесів та з'являється перерегулювання.

Особливо помітно вплив нелінійностей проявляється в системах автоматичного регулювання швидкості та положення. Ігнорування нелінійних факторів може призводити до виникнення автоколивань, вібрацій та нестабільності системи. В ряді випадків це стає причиною втрати стійкості електропривода. Крім того, ігнорування нелінійностей викликає помилки при розрахунку параметрів регуляторів та передавальних функцій системи. У результаті, реальні динамічні характеристики відрізняються від розрахункових, ефективність системи керування знижується.

У механічній частині електропривода, ігнорування люфтів та тертя призводить до погіршення точності позиціонування, появи ударних навантажень та прискореного зносу передач[113, 114]. В електричній частині системи ігнорування магнітного насичення та нелінійностей перетворювачів, викликає зростання струмів, перегрів обладнання та збільшення енергетичних втрат. Виходячи з вищевказаного, ігнорування нелінійностей призводить до погіршення стійкості, зниження точності регулювання, зростання втрат енергії та зменшення надійності електропривода, що робить необхідним їх обов'язкове врахування під час проектування та дослідження систем автоматизованого електропривода.

Сухе тертя є однією з найбільш суттєвих механічних нелінійностей електроприводу і значно впливає на статичні та динамічні характеристики систем автоматичного керування. Дане явище виникає у рухомих елементах механічної частини електропривода - підшипниках, редукторах, напрямних, муфтах та інших вузлах, де відбувається контакт поверхонь[115 - 117]. Незважаючи на порівняно просту фізичну природу, вплив сухого тертя на роботу електропривода є складним та багатограним, особливо в системах точного регулювання швидкості та положення.

Особливістю сухого тертя є те, що момент опору практично не залежить від швидкості руху і визначається головним чином силами взаємодії контактуючих поверхонь. Напрямок моменту тертя завжди протилежний напрямку руху

механізму. Однією з основних проблем, пов'язаних із сухим тертям, є наявність високого моменту, необхідного для виводу зі стану спокою і початку руху. Для початку руху виконавчого механізму двигун повинен розвинути момент, що перевищує сили тертя спокою. Внаслідок цього при пуску електроприводу виникають підвищені динамічні навантаження та кидки струму. Після початку руху величина тертя зменшується, що може викликати різке прискорення механізму та появу коливальних процесів.

Особливо істотно вплив сухого тертя проявляється під час роботи електроприводу на малих швидкостях. У цьому режимі виникають ривки руху, нестабільність швидкості і так званий ефект "прилипання-ковзання" (stick-slip effect). Дане явище характеризується чергуванням зупинок та різких переміщень механізму внаслідок періодичного переходу від тертя спокою до тертя руху. Наявність ефекту stick-slip суттєво погіршує плавність ходу та точність регулювання електроприводу.

У системах автоматичного керування сухе тертя викликає появу зони нечутливості, коли слабкі сигнали неспроможні подолати сили тертя і призводять до руху виконавчого механізму. Це призводить до виникнення статичної помилки регулювання, зниження точності позиціонування та погіршення якості перехідних процесів.

Для електроприводів, вплив сухого тертя є особливо критичним. У таких системах потрібна висока точність регулювання координат та плавність руху при малих швидкостях. Однак наявність сухого тертя викликає запізнення реакції механізму на керуючий сигнал, коливання швидкості і додаткові помилки позиціонування. У верстатних електроприводах це призводить до зниження точності обробки деталей, а у робототехнічних системах – до погіршення якості виконання технологічних операцій.

Сухе тертя також істотно впливає на стійкість системи керування електроприводом. Нелінійний характер тертя може викликати автоколивання, особливо під час використання регуляторів із високим коефіцієнтом підсилення. У ряді випадків, це призводить до виникнення граничних циклів та погіршення

динамічних характеристик системи. При проектуванні електроприводів ігнорування сухого тертя може спричинити значне розходження між розрахунковими та реальними характеристиками об'єкта керування.

Додатковою проблемою є зміна параметрів тертя у процесі експлуатації. Величина сухого тертя залежить від температури, стану мастила, ступеню зношування поверхонь і зовнішніх механічних навантажень. Внаслідок цього, параметри системи стають нестаціонарними, що ускладнює налаштування регуляторів та знижує ефективність традиційних методів керування.

У електроприводах із редукторами сухе тертя часто супроводжується люфтами та пружними деформаціями механічних передач. Спільна дія цих нелінійностей призводить до виникнення динамічних ударів, вібрацій та додаткового механічного зношування. Особливо небезпечні такі процеси для високоточних та швидкодіючих систем, що працюють у режимах частого реверсу та змінних навантажень.

Для врахування впливу сухого тертя у сучасних електроприводах широко використовуються методи математичного моделювання. При цьому використовуються як спрощені моделі з постійним моментом тертя, так і складніші нелінійні залежності, що враховують ефект прилипання, зміна коефіцієнту тертя та залежність параметрів швидкості руху.

1.3 Аналіз схем з лінеаризацією нелінійностей

Розглянемо схему системи керування електропривода, яка наведена на рисунку 1.2[118-120]. Дана схема є нелінійною системою керування електроприводом, в якій поєднуються безперервні електромеханічні процеси і дискретно-логічні алгоритми керування. Основними джерелами нелінійності є імпульсний перетворювач, логічні елементи формування керуючих сигналів, електродвигун і механічне навантаження. Робота перетворювача заснована на ключовій комутації силових елементів, внаслідок чого вихідна напруга змінюється

не безперервно, а дискретно, при цьому існують обмеження щодо максимального та мінімального рівня напруги, що призводять до нелінійності типу насичення.

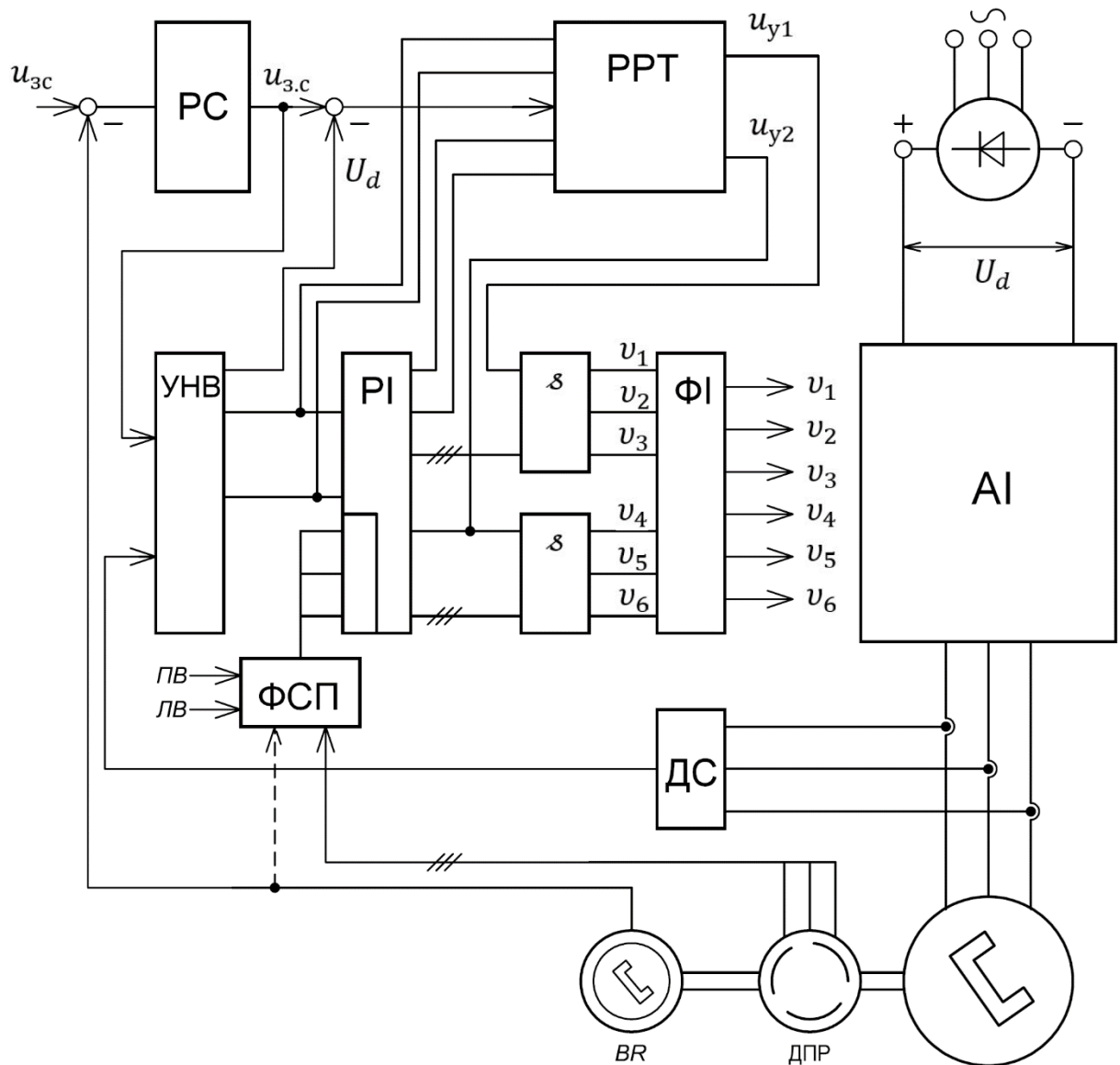


Рисунок 1.2 – Система керування електроприводом

Основні нелінійності схеми керування електроприводом:

1. Нелінійність двигуна. Двигун є суттєво нелінійним електромеханічним об'єктом керування, оскільки його робота заснована на дискретній комутації фаз силовими напівпровідниковими ключами залежно від положення ротора. Нелінійність проявляється в залежності електромагнітного моменту від кута положення ротора, струмів обмоток та алгоритму комутації, а також у наявності зон перемикання фаз, насичення магнітної системи, обмежень струму та напруги інвертора. Додатковими джерелами нелінійності є широтно-імпульсна модуляція,

нелінійні характеристики датчиків положення та зміна параметрів двигуна внаслідок нагрівання. В результаті, математична модель електродвигуна має змінну структуру і відноситься до класу суттєво нелінійних електромеханічних систем.

2. Нелінійність механічної частини приводу. Механічна система містить сухе та в'язке тертя, люфти, пружні деформації та обмеження переміщення виконавчого механізму. Особливо суттєвим є сухе тертя, яке призводить до появи зони спокою, ривків при торканні та можливих автоколивань поблизу нульової швидкості.

3. Нелінійності логічних та комутаційних блоків (D1, D2, ФІ, ФСУ). Логічні елементи системи функціонують за принципом перемикачів станів і мають порогові характеристики. Вихідні сигнали змінюються стрибкоподібно при досягненні певних рівнів входних дій, що створює релейні нелінійності. Крім того, присутні затримки перемикачів та дискретність формування керуючих імпульсів.

4. Нелінійності системи зворотного зв'язку та датчиків. Датчики швидкості або положення характеризуються обмеженим діапазоном вимірювання, порогом чутливості, шумами та динамічними затримками. При малих швидкостях обертання можливе виникнення зони нечутливості, що знижує точність регулювання та погіршує динамічні властивості системи.

5. Нелінійності, пов'язані з реверсом та зміною режимів роботи. Наявність сигналів правого та лівого обертання вказує на роботу електроприводу в реверсивних режимах. При переході через нульову швидкість змінюються знак моменту та структура керування, що супроводжується додатковими електромеханічними перехідними процесами. У результаті система функціонує як гібридна структура з різними законами керування в режимах пуску, розгону, гальмування та реверсу.

Найбільш суттєвими нелінійностями даної схеми є: ключовий характер роботи імпульсного перетворювача, релейно-порогові властивості логічних елементів керування, нелінійна механічна характеристика електродвигуна, а також нелінійність механічного навантаження та зворотних зв'язків. Сукупність

зазначених факторів дозволяє класифікувати цю систему як складну нелінійну імпульсно-релейну систему автоматичного керування електроприводом.

Розглянемо іншу схему асинхронного частотно-керованого електропривода, яка наведена на рис. 1.3[121, 122].

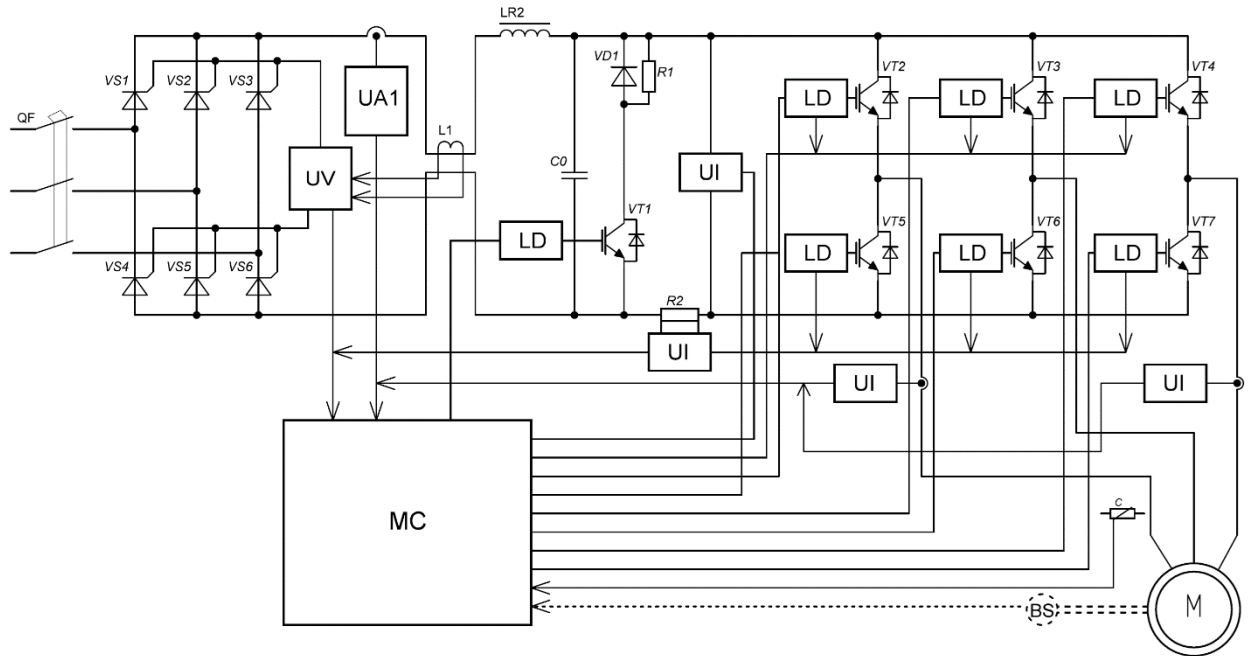


Рисунок 1.3 – Схема частотно-керованого електропривода

Перед аналізом слід зазначити, що дана схема є мікроконтролерною системою керування електроприводом з тиристорним випрямлячем, проміжною ланкою постійного струму і транзисторним інвертором напруги. У такій структурі нелінійність формується не одним елементом, а сукупністю силової електроніки, цифрового керування, зворотних зв'язків та самого електродвигуна.

1. Нелінійності електродвигуна та механічного навантаження. Двигун М є нелінійним електромеханічним об'єктом. Його момент залежить від напруги, частоти, струму, магнітного потоку, ковзання чи положення ротора - залежно від типу двигуна. При пуску, перевантаженні, гальмуванні та зміні навантаження проявляються магнітне насичення, обмеження максимального моменту, нагрівання обмоток та зміна параметрів. Механічна частина додатково вносить сухе тертя, люфти, гнучкість передачі та нелінійну залежність моменту опору від швидкості.

2. Нелінійності зворотних зв'язків та вимірювальних каналів. Вимірювальні блоки UA, UV, UI, датчик швидкості BS та контроль фаз двигуна формують зворотні зв'язки з напруги, струму, швидкості та стану силової частини. Ці канали мають обмежений діапазон вимірювань, похибки, шуми, затримки фільтрації та насичення. Особливо істотні нелінійності струмового зворотного зв'язку, оскільки при навантаженні або короткому замиканні, включаються захисні обмеження, що різко змінюють структуру керування.

Таким чином, схема є складною гібридною нелінійною системою електроприводу із силовим напівпровідниковим перетворювачем та цифровим керуванням. Найбільш значущими джерелами нелінійності є ключовий режим тиристорів і транзисторів, насичення та обмеження у ланці постійного струму, дискретна логіка мікроконтролера, нелінійні характеристики двигуна та зміна структури системи при переході між режимами пуску, роботи, гальмування та захисту.

1.4 Постановка задачі дослідження

Метою роботи є встановлення аналітичних залежностей для синтезу електропривода з притаманними нелінійностями.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

1. Провести дослідження компенсації нелінійностей виконавчого двигуна.
2. Дослідити працездатність електроприводу при перевищенні критичного коефіцієнта посилення, визначити умови виникнення автоколивань у системах з динамічним коригуючим пристроєм і без нього, а також оцінити вплив динамічної корекції на амплітуду і частоту коливань.
3. Дослідити вплив динамічного коригуючого пристрою на роботу електроприводу за наявності механічного зазору, визначити характер автоколивань процесів, що виникають, і оцінити можливість обмеження їх амплітуди величиною зазору при збереженні працездатності системи.

4. Провести аналіз перехідних процесів в електроприводі без лінійної корекції, при відпрацюванні стрибкоподібних керуючих впливів, визначити вплив динамічного коригуючого пристрою, на якість регулювання, швидкодію і допустиме збільшення коефіцієнта підсилення системи.

5. Дослідити ефективність застосування динамічного коригувального пристрою в лінійно скоригованих електроприводах, визначити можливість підвищення коефіцієнта підсилення без погіршення показників якості перехідного процесу і стійкості системи та провести порівняльний аналіз з нелінійною корекцією.

6. Дослідити вплив динамічного коригуючого пристрою на точність електроприводу в режимі руху з постійною швидкістю, визначити зміну максимальної і швидкісної помилки, що встановилася, оцінити вплив динамічної корекції на демпфування системи, плавність руху і придушення автоколивань.

7. Провести дослідження динамічної помилки електроприводу при відпрацюванні гармонічного вхідного впливу, визначити вплив динамічного пристрою коригування на величину середньої та максимальної динамічної помилки в різних режимах роботи системи.

8. Дослідити вплив динамічного коригувального пристрою на частотні властивості та швидкодію електроприводу, визначити зміну смуги пропускання, частоти власних коливань, граничних значень швидкості та прискорення керуючого впливу, а також оцінити можливість розширення робочого діапазону системи.

Вирішення поставлених завдань дозволить встановити закономірності впливу нелінійностей на характеристики електроприводів та обґрунтувати їх застосування для підвищення стійкості, точності та швидкодії систем автоматизованого електроприводу.

РОЗДІЛ 2

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЛІНІЙНИХ ТА НЕЛІНІЙНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

Метою дослідження є визначення впливу нелінійностей ланок та динамічні властивості електроприводів, дослідження стійкості систем керування, а також умов виникнення автоколивань. Щоб досягти поставленої мети потрібно:

1. Створити математичну модель для синтезу нелінійних електроприводів;
2. Визначити особливості розташування нелінійних елементів;
3. Проаналізувати систему з коригуючим пристроєм типу перемикачів сигналів;
4. Дослідити зміни загасання коливань та їх частоти у перехідному процесі ξ і ω в залежності від розташування і параметрів нелінійного елемента.

2.1 Системи з нелінійними елементами у каналі зворотного зв'язку

Розглянемо дві нелінійні системи керування електроприводом машини постійного струму незалежного збудження. Ці системи третього та четвертого порядків з функціональними нелінійними законами керування. Для покращення динамічних властивостей під час перехідного процесу, в цих системах автоматично змінюються параметри кола зворотного зв'язку. При використанні такого зворотного зв'язку на початку перехідного процесу при великих відхиленнях, коефіцієнт демпфування малий, при наближенні до усталеного значення він збільшується, усуваючи при цьому перерегулювання.

Структурна схема електропривода наведена на рисунку 2.1, її динамічні властивості описуються системою рівнянь 2.1.

$$[T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + (1 + k_{o.c}) p + k] \delta + k'_{o.c} |p \delta| \operatorname{sign} \delta = 0. \quad (2.3)$$

Рівняння 2.3 містить нелінійність

$$F(\delta, p\delta) = |p\delta| \operatorname{sign} \delta. \quad (2.4)$$

Формули гармонійної лінеаризації цієї нелінійності 2.5

$$F(x, px) = \left(q - \frac{\xi}{\omega} q' \right) x + \frac{q'}{\omega} px, \quad (2.5)$$

де $x = a \sin \psi$; $px = a\omega \cos \psi + a\xi \sin \psi$;

$$|p\delta| \operatorname{sign} \delta = \frac{2}{\pi} \omega \delta + \frac{1}{\pi} \left(\pi - 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\xi} \right) p\delta, \xi > 0; \quad (2.6)$$

$$|p\delta| \operatorname{sign} \delta = \frac{2}{\pi} \omega \delta - \frac{1}{\pi} \left(\pi + 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\xi} \right) p\delta, \xi < 0. \quad (2.7)$$

При проектуванні реальних автоматичних систем зазвичай не цікавляться діапазоном зміни параметрів, при яких $\xi > 0$. Тому в даному дослідженні обмежимося формулою 2.7, підставляючи формулу 2.7 в 2.3, отримаємо гармонічно лінеарезоване рівняння перехідного процесу.

$$T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + \left[1 + k_{o.c} - \frac{1}{\pi} k'_{o.c} \left(\pi + 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\xi} \right) \right] p + k + \frac{2}{\pi} k'_{o.c} \omega = 0. \quad (2.8)$$

Зробимо в рівнянні 2.8 підстановку $p = \xi + j\omega$, і розділяючи дійсні та уявні частини, знайдемо:

$$\left. \begin{aligned} X(a, \xi, \omega) &= T_1 T_2 \xi^3 - 3 T_1 T_2 \xi \omega^2 + \\ &+ (T_1 + T_2) \xi^2 - (T_1 + T_2) \omega^2 + \left[1 + k_{o.c} - \frac{1}{\pi} k'_{o.c} \times \right. \\ &\quad \left. \times \left(\pi + 2 \arctg \frac{\omega}{\xi} \right) \right] \xi + k - \frac{2}{\pi} k'_{o.c} \omega = 0; \\ Y(a, \xi, \omega) &= 3 T_1 T_2 \xi^2 \omega - T_1 T_2 \omega^3 + 2 (T_1 + T_2) \xi \omega + \\ &+ \left[1 + k_{o.c} - \frac{1}{\pi} k'_{o.c} \left(\pi + 2 \arctg \frac{\omega}{\xi} \right) \right] \omega = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

Вирішуючи систему рівнянь (2.9) графічно, для певного поєднання параметрів системи, можна знайти параметри ξ і ω . Змінюючи якийсь із параметрів, вплив якого на динамічні властивості системи необхідно простежити, і проводячи щоразу такі обчислення, можна побудувати діаграму якості згасання коливань у системі.

Для системи було обрано двигун *МУ1020*[123], параметри якого зведено в таблицю 2.1.

Таблиця 2.1 – Параметри двигуна *МУ1020*

U, В	Без навантаження		Номінальне навантаження				
	п, об/хв	I А	М Н.м	п, об/хв	I, А	Р, W	ККД %
24	3150	2,5	1.9	2500	26.7	500	78

Вирахуємо коефіцієнти затухання і частоту для наступних значень параметрів системи: $T_1 = 0,01$ с, $T_2 = 0,02$ с, $k = 200$ с⁻¹, $k_{o.c} = 4$, $k'_{o.c} = 4$.

Розділимо $Y(\alpha, \xi, \omega)$ в (2.9) на ω помножимо на ξ і віднімемо з $X(a, \xi, \omega)$:

$$-2 T_1 T_2 \xi^3 - 2 T_1 T_2 \xi \omega^2 - (T_1 + T_2) \xi^2 - (T_1 + T_2) \omega^2 + k + \frac{2}{\pi} k'_{o.c} \omega = 0 \quad (2.10)$$

Перетворимо рівняння 2.10

$$\left(2 \xi + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} \right) \omega^2 - \frac{2 k'_{o.c}}{\pi T_1 T_2} \omega + \xi^2 \left(2 \xi + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} \right) - \frac{k}{T_1 T_2} = 0. \quad (2.11)$$

Вирішуючи рівняння 2.11, знайдемо залежність $\omega(\xi)$:

$$\omega = \frac{\frac{2 \cdot k'_{o.c}}{\pi T_1 T_2}}{2\left(2\xi + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}\right)} + \sqrt{\frac{\left(\frac{2 \cdot k'_{o.c}}{\pi T_1 T_2}\right)^2 - 4\left(2\xi + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}\right)\left[\xi^2\left(2\xi + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}\right)^2 - \frac{k}{T_1 T_2}\right]}{2\left(2\xi + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}\right)}}. \quad (2.12)$$

Графік даної залежності представлено на рисунку 2.2. перетворимо $Y(\alpha, \xi, \omega)$ (2.9) до наступного вигляду: $f_1(\omega, \xi) = f_2(\omega, \xi)$, де

$$f_1(\omega, \xi) = \frac{n}{2} \cdot \frac{T_1 T_2}{k'_{o.c}} \left[3\xi^2 - \omega^2 + 2 \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} \xi + \frac{1 + k_{o.c} - k'_{o.c}}{T_1 T_2} \right];$$

$$f_2(\omega, \xi) = \arctg \frac{\omega}{\xi}.$$

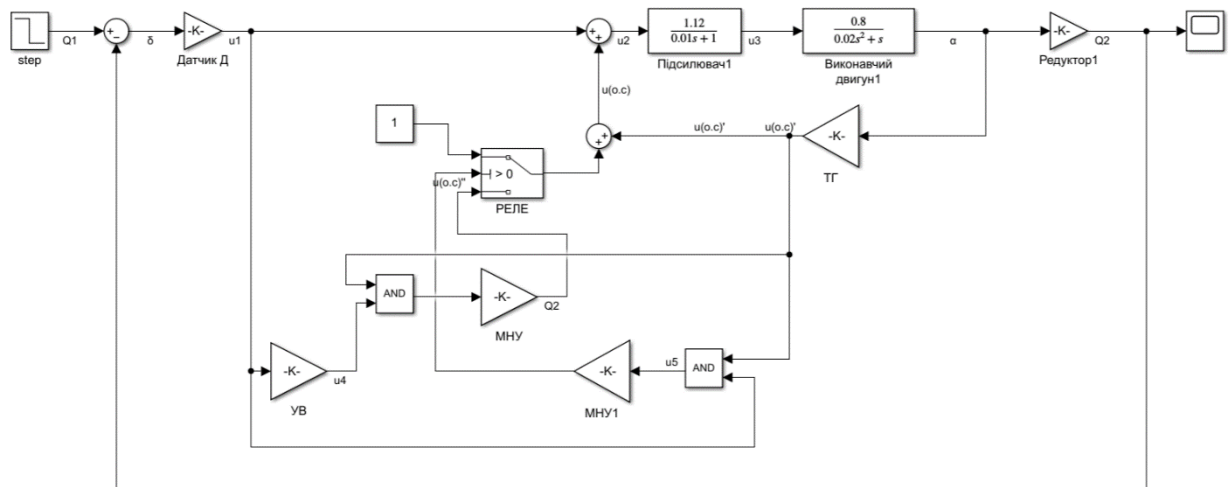


Рис. 2.2 – Моделювання електропривода з нелінійними елементами в програмі Matlab

Задаючись тепер різними значеннями ξ і знаходячи за графіком (рис. 2.3) відповідні їм значення ω можна побудувати графіки функцій $f_1[\omega(\xi), \xi] = g_1(\xi)$ і $f_2[\omega(\xi), \xi] = g_2(\xi)$ (рис. 2.4). Абсциси точки перетину цих графіків визначають значення ξ , що задовольняє системі (2.9). З рис. 2.3 знайдемо відповідне значення ω . Графіки $\xi(a)$ та $\omega(a)$ показані на рис. 2.5.

Особливістю даної системи є те, що коефіцієнт загасання і частота коливань ω не залежать від амплітуди коливань α , що до недавнього часу вважалося властивим тільки лінійним системам.

Знайдені значення ξ і ω дозволяють за відомою методикою побудувати графік перехідного процесу в системі.

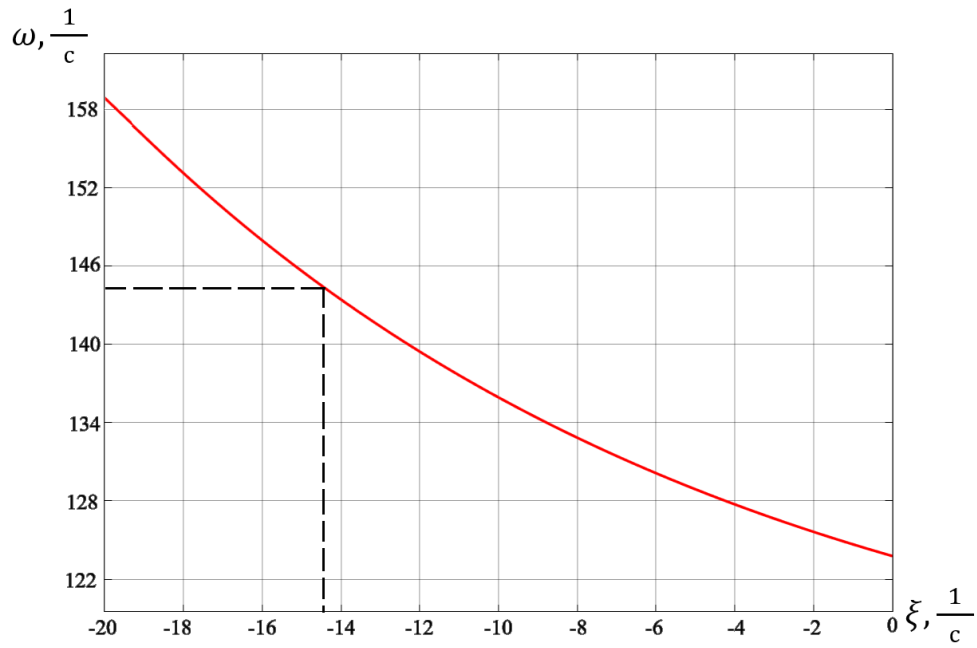


Рис. 2.3 – Графіки функцій ξ та ω

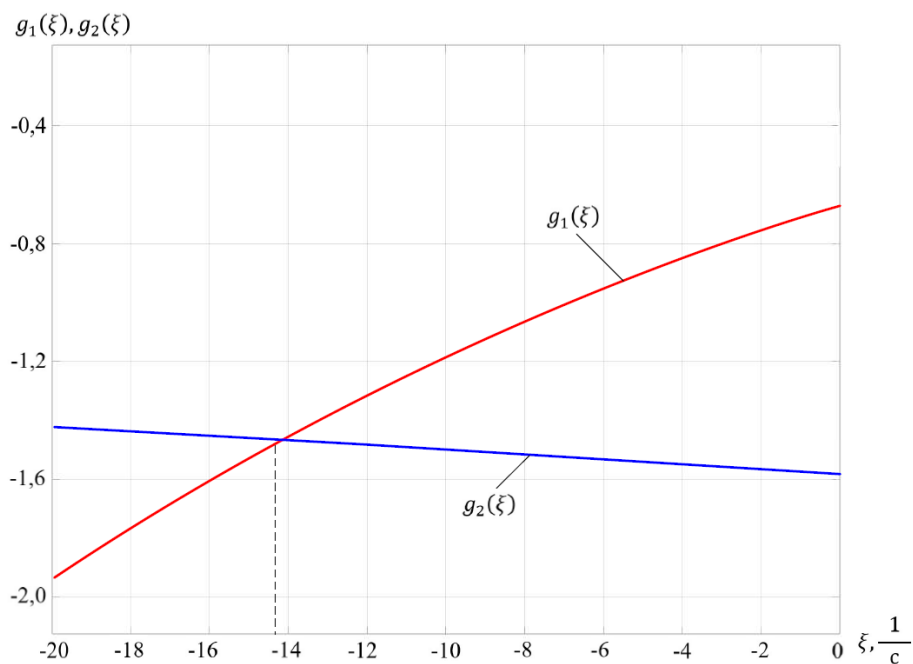


Рис. 2.4 – Графіки функцій $f_1[\omega(\xi), \xi] = g_1(\xi)$ і $f_2[\omega(\xi), \xi] = g_2(\xi)$

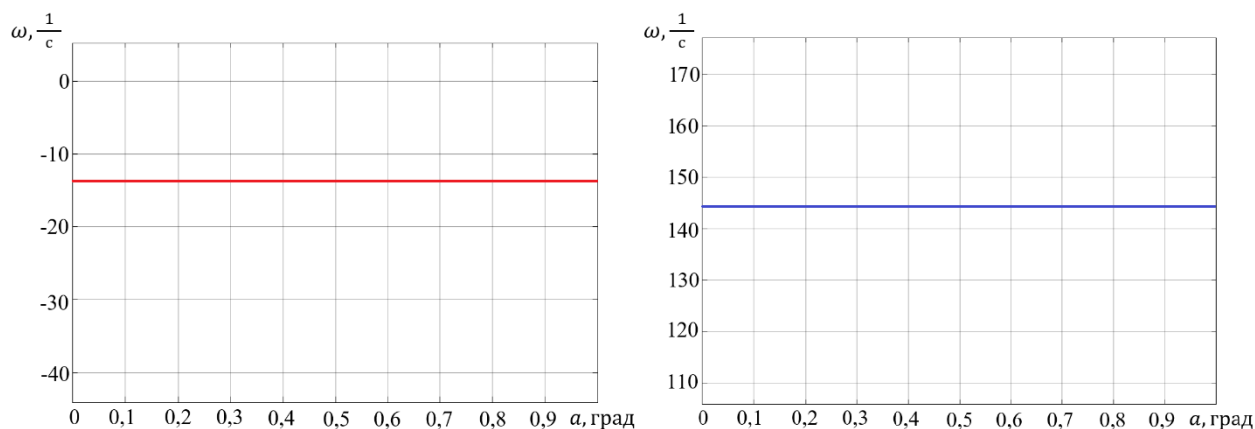


Рис. 2.5 - Графіки $\xi(a)$ та $\omega(a)$

Інша структурна схема електропривода наведена на рис. 2.6. Динамічні властивості системи описуються системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \delta &= \theta_1 - \theta_2; & v_1 &= k_1 \delta; & v_2 &= v_1 - v_{o.c}; \\ (T_1 p + 1)v_3 &= k_2 v_2; & (T_2 p + 1)v_4 &= k_3 v_3; \\ (T_3 p + 1)p\alpha &= k_4 v_4; & \theta_2 &= k_5 \alpha; & v_{o.c} &= v'_{o.c} - v''_{o.c}; \\ v'_{o.c} &= k_6 p\alpha; & v''_{o.c} &= k_7 v_1 v_4; & v_4 &= |v'_{o.c}|. \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

Шляхом перетворень з системи рівнянь 2.13 отримаємо повне диференціальне рівняння системи:

$$\begin{aligned} [T_1 T_2 T_3 p^4 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3)p^3 + (T_1 + T_2 + T_3)p^2 + (1 + k_{o.c})p + k]\delta + \\ k'_{o.c} \delta |pQ_2| = [T_1 T_2 T_3 p^3 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3)p^2 + (T_1 + T_2 + T_3)p + \\ (1 + k_{o.c})]pQ_1, \end{aligned} \quad (2.14)$$

або

$$\begin{aligned} [T_1 T_2 T_3 p^4 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3)p^3 + (T_1 + T_2 + T_3)p^2 + (1 + k_{o.c} - \\ k'_{o.c} \delta \operatorname{sign} pQ_2)p + k]\delta = [T_1 T_2 T_3 p^3 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3)p^2 + (T_1 + T_2 + T_3)p + \\ (1 + k_{o.c} - k'_{o.c} \delta \operatorname{sign} pQ_2)]pQ_1, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де

$$k = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5;$$

$$k_{o.c} = k_2 k_3 k_4 k_6;$$

$$k'_{o.c} = k_1 k_2 k_3 k_4 k_6 k_7.$$

$$[T_1 T_2 T_3 p^4 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) p^3 + (T_1 + T_2 + T_3) p^2 + (1 + k_{o.c}) p + k] \delta + k'_{o.c} \delta |p \delta| = 0. \quad (2.16)$$

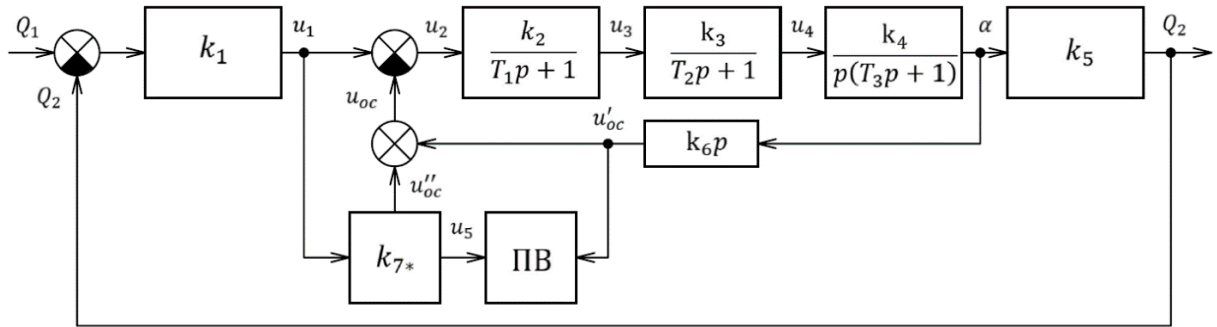


Рис. 2.6 – Структурна схема електропривода

Виробляючи (2.16) гармонійну лінеаризацію динамічної нелінійності за формулою:

$$\delta |p \delta| = \frac{4}{3\pi} a \sqrt{\omega^2 + \xi^2} \delta + \frac{4}{3\pi} a \frac{\xi}{\sqrt{\omega^2 + \xi^2}} p \delta, \quad (2.17)$$

отримаємо гармонійно лінеаризоване рівняння перехідного процесу

$$T_1 T_2 T_3 p^4 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) p^3 + (T_1 + T_2 + T_3) p^2 + \left(1 + k_{o.c} + 2k_{o.c}^* a \frac{\xi}{\sqrt{\omega^2 + \xi^2}}\right) p + k + 2k_{o.c} a \sqrt{\omega^2 + \xi^2} = 0, \quad (2.18)$$

$$k_{o.c}^* = \frac{2}{3\pi} k_{o.c}$$

Підставляючи в (2.18) $p = \xi + j\omega$ і розділяючи дійсні та уявні частини, знайдемо:

$$\left. \begin{aligned} X(\alpha, \xi, \omega) &= T_1 T_2 T_3 \xi^4 - 6T_1 T_2 T_3 \xi^2 \omega^2 + T_1 T_2 T_3 \omega^4 + \\ &+ (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \xi^3 - 3(T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \xi \omega^2 + \\ &+ (T_1 + T_2 + T_3) \xi^2 - (T_1 + T_2 + T_3) \omega^2 + \\ &+ \left(1 + k_{o.c} + 2k_{o.c}^* a \frac{\xi}{\sqrt{\omega^2 + \xi^2}}\right) \xi + k + 2k_{o.c}^* a \sqrt{\omega^2 + \xi^2} = 0; \\ Y(\alpha, \xi, \omega) &= 4T_1 T_2 T_3 \xi^3 \omega - 4T_1 T_2 T_3 \xi \omega^3 + 3(T_1 T_2 + \\ &+ T_1 T_3 + T_2 T_3) \xi^2 \omega - (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \omega^3 + \\ &+ 2(T_1 + T_2 + T_3) \xi \omega + \left(1 + k_{o.c} + 2k_{o.c}^* a \frac{\xi}{\sqrt{\omega^2 + \xi^2}}\right) \omega = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

Розділимо друге з рівнянь (2.19) на ω помножимо на ξ і віднімемо з першого:

$$\begin{aligned} &-3T_1 T_2 T_3 \xi^4 - 2T_1 T_2 T_3 \xi^2 \omega^2 + T_1 T_2 T_3 \omega^4 - 2(T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \xi^3 - \\ &2(T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \xi \omega^2 - (T_1 + T_2 + T_3) \xi^2 - (T_1 + T_2 + T_3) \omega^2 + k + \\ &2k_{o.c}^* a \sqrt{\omega^2 + \xi^2} = 0. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Після деяких перетворень з цього рівняння отримаємо:

$$a = \frac{T_1 T_2 T_3}{2k_{o.c}^* \sqrt{\omega^2 + \xi^3}} E(\omega, \xi). \quad (2.21)$$

З рівняння для Y в 2.19 знайдемо:

$$a = -\frac{T_1 T_2 T_3}{2k_{o.c}^*} \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 + \xi^2}}{\xi} G(\omega, \xi). \quad (2.22)$$

У виразах (2.21), (2.22) прийняті такі позначення:

$$E(\omega, \xi) = (\xi^2 + \omega) \left[(3\xi^2 - \omega^2) + 2 \frac{T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3}{T_1 T_2 T_3} \xi + \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_1 T_2 T_3} \right] - \frac{k}{T_1 T_2 T_3}; \quad (2.23)$$

$$G(\omega, \xi) = 4\xi(\xi^2 - \omega^2) + \frac{T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3}{T_1 T_2 T_3} (3\xi^2 - \omega^2) + 2 \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_1 T_2 T_3} \xi + \frac{1+k_{o.c.}}{T_1 T_2 T_3}. \quad (2.24)$$

Вирішуючи систему рівнянь (4-78), (4-79) графічним способом, можна знайти для вибраних параметрів системи залежності $\xi(a)$ і $\omega(a)$.

Для системи було обрано двигун BLDC-D5BLD500[124], параметри якого зведено в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Параметри двигуна BLDC-D5BLD500

U, В	M Н.м	n, об/хв	I, А	P, W	ККД %
24	2,4	2500	29,76	500	85

Результати розрахунків за наступних значень параметрів системи: $T_1 = 0,01$ с, $T_2 = 0,03$ с, $T_3 = 0,05$ с, $k = 50$ с⁻¹, $k_{o.c.} = 4$, $k'_{o.c.} = 7$ представлені на графіках, показаних на рис. 2.7. Графіки рис. 2.8 дозволяють визначити основні параметри перехідного процесу. Результати розрахунку деяких розглянутих систем з різними варіантами нелінійного зворотного зв'язку зведено в таблицю 2.3.

Таблиця 2.3 – Результати розрахунку деяких розглянутих систем з різними варіантами нелінійного зворотного зв'язку

Метод дослідження	Параметр	Лінійна система	Вид нелінійності			
			$ x px_2$	xpx_2	$ x px_2$ $xpx_2 > 0$ $xpx_2 < 0$	$x px_2 $
Експеримент	τ , с	0.12	0.06	0.064	0.065	0.067
	m	7	5	5	5	5
Розрахунок	σ , %	48.4	25.2	-	27.5	29.5
	τ , с	0.12	0.061	-	0.059	0.071
	m	7	5	-	5	7

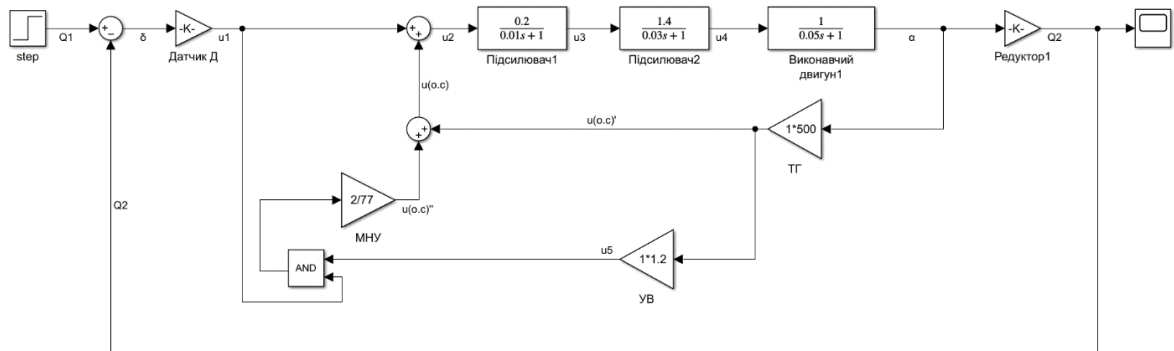


Рис. 2.7 – Структурна схема електропривода в програмі Matlab

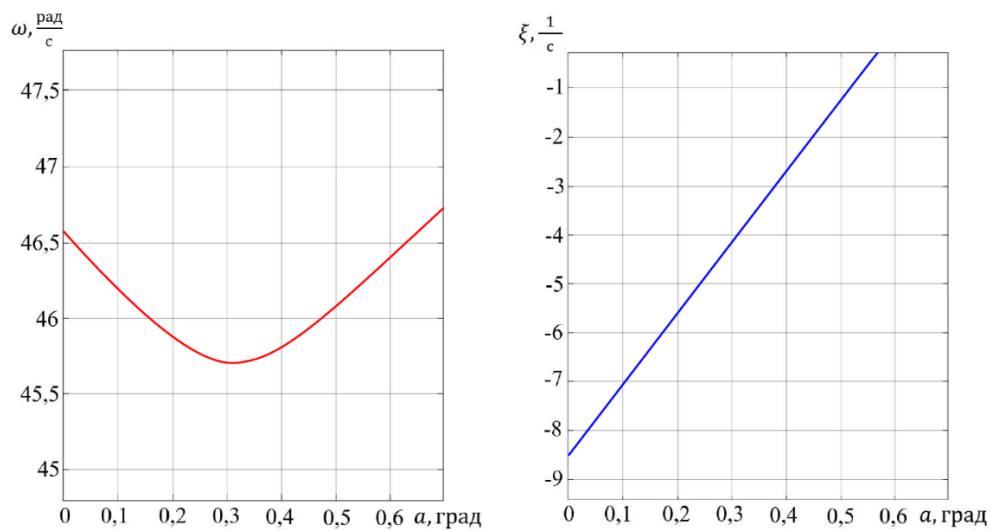


Рис. 2.8 – Результати розрахунків за: $T_1 = 0,01$ с, $T_2 = 0,03$ с, $T_3 = 0,05$ с, $k = 50$ с⁻¹, $k_{o.c} = 4$, $k'_{o.c} = 7$

У таблиці прийнято такі позначення:

σ - перерегулювання;

τ - час загасання перехідного процесу значення $x = 4\% x_0$;

m – число чвертей коливань.

Наведені в таблиці результати показують, що використання нелінійних коригуючих пристроїв розглянутого типу для вибраних параметрів системи дозволяє зменшити перерегулювання та час загасання перехідного процесу порівняно з лінійною системою вдвічі. При цьому стаціонарна динамічна помилка $x_{ск}$ у системі з нелінійною корекцією також значно менша, ніж у лінійній системі. Експериментальні дослідження дають аналогічні результати.

2.2 Врахування зони нечутливості схеми формування нелінійного зворотного зв'язку

Реалізувати схему, що забезпечує формування нелінійного коригуючого сигналу за результатами аналізу знаків різних сигналів, можна різними напівпровідниковими схемами. Однак через особливості реальних характеристик напівпровідникових елементів, більшість простих схем такого типу має зону нечутливості, яка, у свою чергу, впливає на параметри коригуючого пристрою.

Структурна схема нелінійного динамічного коригуючого пристрою з урахуванням його зони нечутливості представлена на рис. 2.9, а епюри напруги, що пояснюють його роботу показані на рис. 2.10. Як видно із рис. 2.9, для обліку реальних характеристик схеми нерівнозначності структурну схему введені дві ланки з характеристиками типу зони нечутливості. Тому формування коригуючого впливу відбувається на всьому інтервалі нерівнозначності коливач сигналів u_1 і u_2 . Коригуючий сигнал подається в момент часу $t_1 = \psi_1/\omega$, що визначається зоною нечутливості $\pm b_1$ схеми нерівнозначності по входу сигналу u_1 . Знімається зазначений сигнал у момент часу $t_2 = \psi_2/\omega$, який визначається чутливістю $\pm b_2$ схеми нерівнозначності по входу сигналу (рис. 2.10).

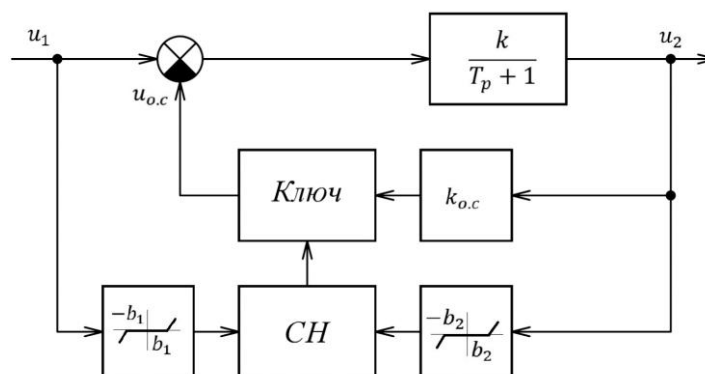


Рис. 2.9 – Структурна схема нелінійного динамічного коригуючого пристрою з урахуванням його зони нечутливості

Під час коливальних перехідних процесів на вхід аперіодичного ланки надходить сигнал $u_1 = u_{max} \sin \omega t$, де u_{max} - амплітуда нескоректованого сигналу керування, ω - частота коливач.

При цьому вихідний сигнал змінюється відповідно до таких рівнянь:

$$(Tp + 1)u_2 = \begin{cases} ku_1 - k_{o.c}u_2 & \text{на інтервалі } \psi_1 \div \psi_2; \\ ku_1 & \text{на інтервалі } \psi_2 \div (\pi + \psi_1), \end{cases} \quad (2.25)$$

де T і k - відповідно стала часу і коефіцієнт посилення аперіодичного ланки, $k_{o.c}$ - коефіцієнт зворотного зв'язку.

Рівняння (2.38) можна записати у такому вигляді:

$$(T'p + 1)u_2 = \begin{cases} k'u_1 & \text{при } \psi_1 \leq \psi \leq \psi_2; \\ ku_2 & \text{при } \psi_2 \leq \psi \leq (\pi + \psi_1), \end{cases} \quad (2.26)$$

де $T' = T/(1 + k_{o.c})$; $k' = k/(1 + k_{o.c})$.

Заміняючи u_1 , отримаємо:

$$(Tp + 1)u_2 = \begin{cases} k'u_{max} \sin \omega t & \text{при } \psi_1 \leq \psi \leq \psi_2; \\ ku_{max} \sin \omega t & \text{при } \psi_2 \leq \psi \leq (\pi + \psi_1), \end{cases} \quad (2.27)$$

Після розв'язання рівнянь (2.27)

$$u_2 = \begin{cases} k'u_{max} \cos \psi'_0 \sin(\omega t - \psi'_0) + C_1 e^{-\frac{t}{T'}} & \text{при } \psi_1 \leq \psi \leq \psi_2; \\ ku_{max} \cos \psi_0 \sin(\omega t - \psi_0) + C_2 e^{-\frac{t}{T}} & \text{при } \psi_2 \leq \psi \leq (\pi + \psi_1), \end{cases} \quad (2.28)$$

де $\psi'_0 = \arctg \omega T'$, $\psi_0 = \arctg \omega T$.

Для визначення постійних інтегрування C_1 і C_2 використовуємо умову припасовування ділянок кривої u_2 (рис. 2.10):

$$u_2|_{\psi=\psi_2} = -b_2.$$

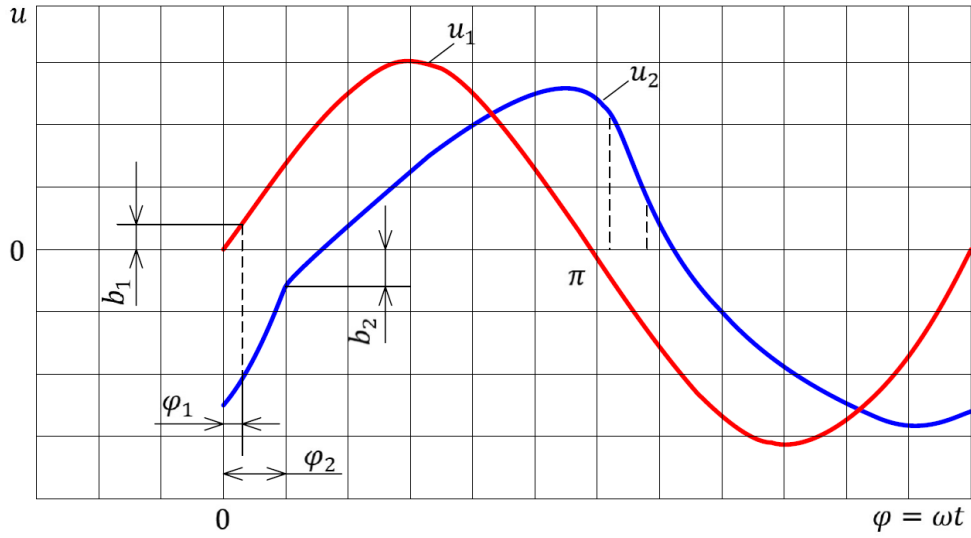


Рис. 2.10 – Епюри напруги, що пояснюють роботу динамічного коригуючого пристрою з урахуванням його зони нечутливості

У цьому замінюємо $\omega t = \psi$ і $\frac{t}{T} = \frac{\psi}{\omega T}$.

З рівнянь (4.4) отримуємо:

$$C_2 = -[b_2 + k u_{max} \cos \psi_0 \sin(\psi_2 - \psi_0)] e^{\frac{\psi_2}{\omega T}};$$

$$C_1 = -[b_2 + k' u_{max} \cos \psi'_0 \sin(\psi_2 - \psi'_0)] e^{\frac{\psi_2}{\omega T}}. \quad (2.29)$$

Підставимо вирази (2.29) у (2.28):

$$u_2 = \begin{cases} k' u_{max} \left\{ \cos \psi'_0 \sin(\psi - \psi'_0) - \left[\frac{b_2}{k' u_{max}} + \cos \psi'_0 \sin \times \right. \right. \\ \left. \left. \times (\psi_2 - \psi'_0) \right] e^{\frac{\psi_2 - \psi}{\omega T'}} \right\} \text{ при } \psi_1 \leq \psi \leq \psi_2; \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\begin{cases} k u_{max} \left\{ \cos \psi_0 \sin(\psi - \psi_0) - \left[\frac{b_2}{k u_{max}} + \cos \psi_0 \sin \times \right. \right. \\ \left. \left. \times (\psi_2 - \psi_0) \right] e^{\frac{\psi_2 - \psi}{\omega T}} \right\} \text{ при } \psi_2 \leq \psi \leq (\pi + \psi_1). \end{cases} \quad (2.31)$$

Для визначення величини ψ_2 використовуємо умову припасовування $u_2|\psi - \psi_0 = -|\psi = \pi + \psi_1$, розкриваючи яке отримаємо:

$$k \left\{ \cos \psi_0 \sin(\psi_1 - \psi_0) - \left[\frac{b_2}{ku_{max}} + \cos \psi_0 \sin(\psi_2 - \psi) \right] e^{\frac{\psi_2 - \pi - \psi_1}{\omega T}} \right\} - k' \left\{ \cos \psi'_0 \sin(\psi_1 - \psi'_0) - \left[\frac{b_1}{k'u_{max}} + \cos \psi'_0 \sin(\psi_2 - \psi'_0) \right] \times e^{\frac{\psi_2 - \psi_1}{\omega T}} \right\} = 0 \quad (2.32)$$

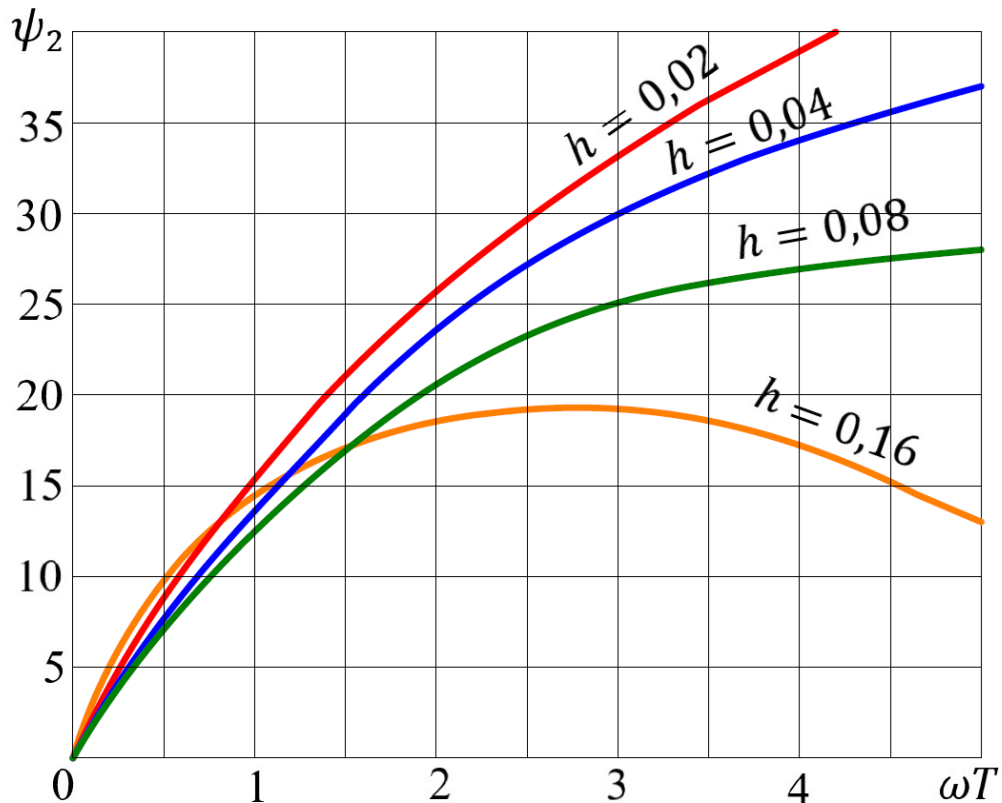


Рис. 2.11 – Графічні залежності $\psi_2(\omega T)$

Очевидно, що $\psi_1 = \arcsin \frac{b_1}{u_{max}}$.

Таким чином, рівняння (2.33) визначає залежність зміни кута ψ_2 від параметрів коригованої ланки (k, T), коливань (ω, u_{max}), зворотного зв'язку (k_0, c) і зони нечутливості коригувального пристрою (b_1, b_2). Графічні залежності $\psi_2(\omega T)$, $\left(\frac{b_2}{ku_{max}} = \frac{b_1}{u_{max}} = \text{const} \right)$ представлені на рис. 2.11. Дані графіки показують, що інтервал введення коригуючого сигналу ($\psi_2 - \psi_1$) зменшується зі збільшенням зони нечутливості. При відносній величині зони нечутливості $\left(\frac{b_1}{u_{max}}, \frac{b_2}{ku_{max}} \right)$,

більшої 0,15, інтервал $(\psi_2 - \psi_1)$ становить не більше 7% від напівперіоду коливань керуючого сигналу. Це свідчить про зниження ефективності корекції.

Для дослідження системи з аналізованим коригуючим пристроєм можна скористатися методом гармонійної лінеаризації. Визначимо коефіцієнти гармонійної лінеаризації при розкладанні в ряд Фур'є сигналу нелінійного зворотного зв'язку, яка включається в певні інтервали часу, що визначаються значеннями фазових кутів $(\psi_2 - \psi_1), (\pi + \psi_2 - \psi_1), \dots$. При цьому вважаємо, що вихідний сигнал аперіодичного ланки змінюється за синусоїдальним законом $u_2 = u_{2max} \sin \psi$. Вирази для коефіцієнтів гармонійної лінеаризації подаються у вигляді:

$$q = \frac{2}{\pi u_{2max}} \int_{\pi-\psi_2}^{\pi-\psi_1} u_{2max} \sin^2 \psi d\psi;$$

$$q' = \frac{2}{\pi u_{2max}} \int_{\pi-\psi_2}^{\pi-\psi_1} u_{2max} \sin \psi \cos \psi d\psi.$$

Після інтегрування та підстановки меж

$$q = \frac{1}{\pi} \left[\psi_2 - \psi_1 - \frac{1}{2} (\sin 2\psi_2 - \sin 2\psi_1) \right]; \quad (2.33)$$

$$q' = -\frac{1}{\pi} (\sin^2 \psi_2 - \sin^2 \psi_1).$$

Графічні залежності $q(\omega T)$ і $q'(\omega T)$ при різних значеннях $h = \frac{b_1}{u_{max}} = \frac{b_2}{ku_{max}}$ представлені на рис. 2.12, 2.13. Оцінимо, як у цьому випадку змінюються еквівалентні коефіцієнт посилення k^* та постійна часу T^* скоригованої ланки, рівняння якої записується наступним чином:

$$(Tp + 1)u_2 = ku_1 - k_{o.c} \left(q + \frac{q'}{\omega} p \right) u_2. \quad (2.34)$$

Звідси $(Tp + 1 + k_{o.c} q + k_{o.c} \frac{q'}{\omega}) u_2 = k u_1$ або $(T^* p + 1) u_2 = k^* u_1$,

$$T^* = \frac{T + k_{o.c} q' / \omega}{1 + k_{o.c} q}; \quad k^* = \frac{k}{1 + k_{o.c} q}. \quad (2.35)$$

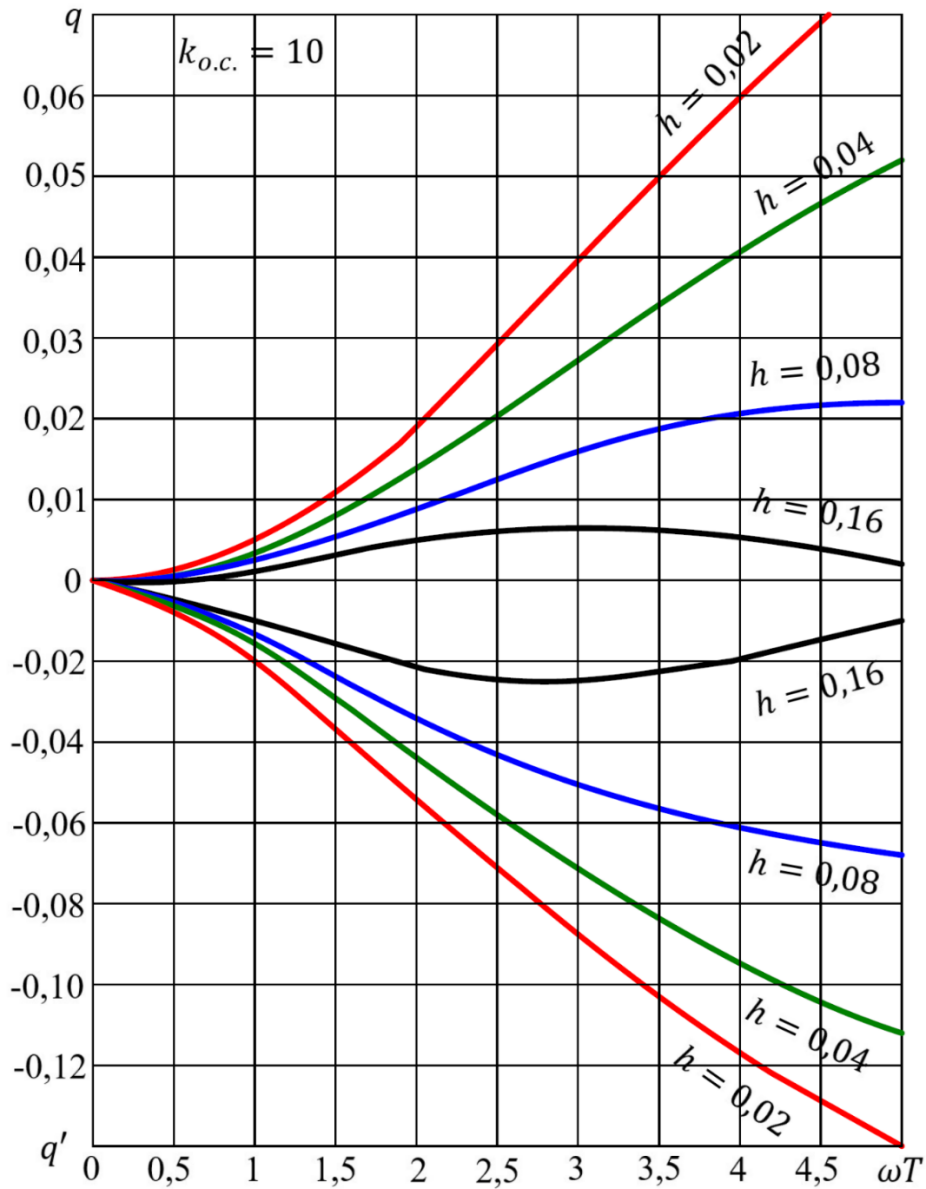


Рис. 2.12 – Графічні залежності $q(\omega T)$ і $q'(\omega T)$ при різних значеннях $h = \frac{b_1}{u_{max}} = \frac{b_2}{k u_{max}}$

Графічні залежності $\frac{T^*}{T}(\omega T)$ і $\frac{k^*}{k}(\omega T)$ при різних значеннях $\frac{b_1}{u_{max}} = \frac{b_2}{k u_{max}}$ представлені на рис. 2.13, 2.14. З цих графіків випливає, зміна еквівалентних

параметрів ланки істотно залежить від величини зони нечутливості схеми порівняння символів. При величині $h = \frac{b_1}{u_{max}} = \frac{b_2}{ku_{max}} \leq 0,05$ дані графіки несуттєво відрізняються від відповідних залежностей, наведених вище. При величинах $\frac{b_1}{u_{max}} = \frac{b_2}{ku_{max}} > 0,15$ параметри скоригованої ланки близькі до відповідних параметрів аперіодичного ланки. Інакше кажучи, запровадження коригуючого сигналу у разі не призводить до бажаного результату.

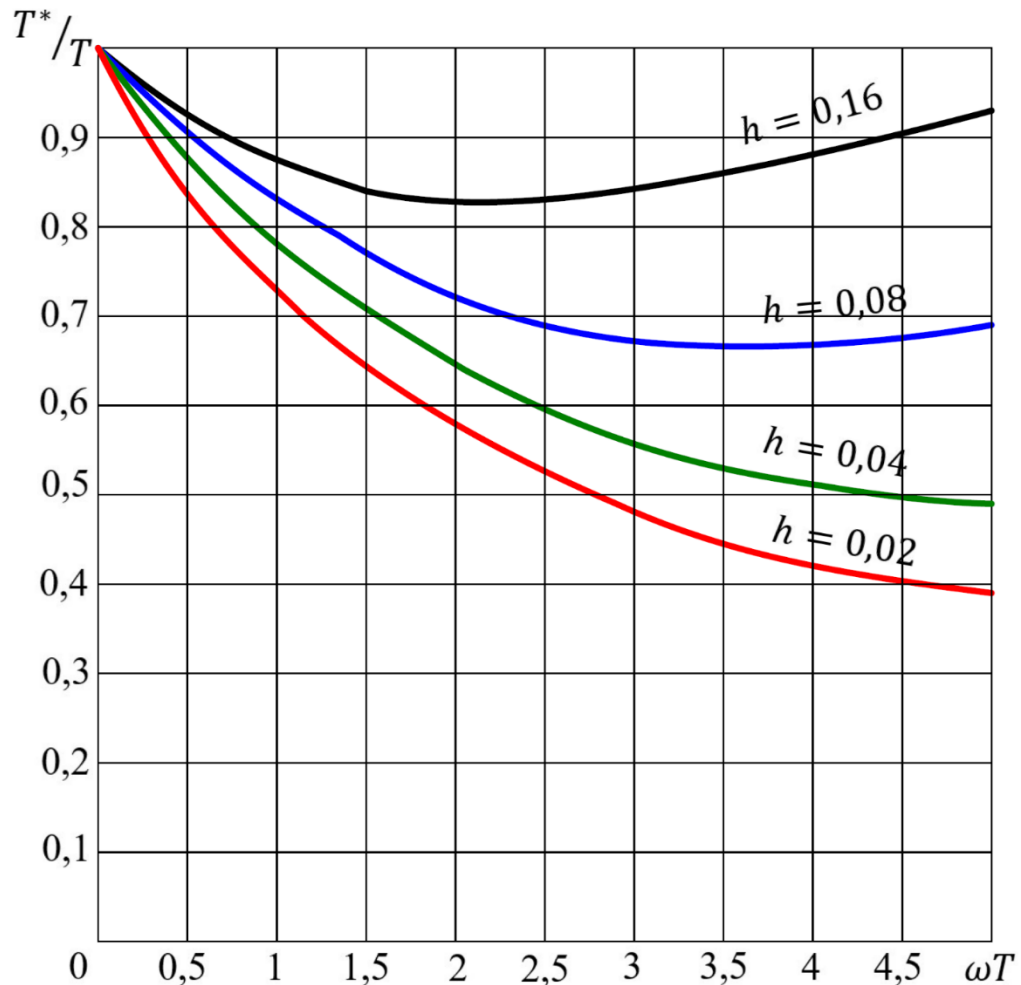


Рис. 2.13 – Графічні залежності $\frac{T^*}{T}(\omega T)$ при різних значеннях $\frac{b_1}{u_{max}} = \frac{b_2}{ku_{max}}$

Для ілюстрації методики синтезу нелінійних систем частотними методами з урахуванням реальних параметрів зони нечутливості нелінійного коригувального пристрою розглянемо систему, структурна схема якої представлена на рис. 2.15. Особливістю схеми є наявність великої кількості каскадів посилення, кожен з яких має інерційність. Системи з подібною структурою характерні для випадку, коли

виникає необхідність посилювати малі сигнали постійного струму (наприклад, в області біокібернетики). Щоб зменшити вплив на систему імпульсних перешкод, постійна часу другого каскаду підсилювача має значну величину.

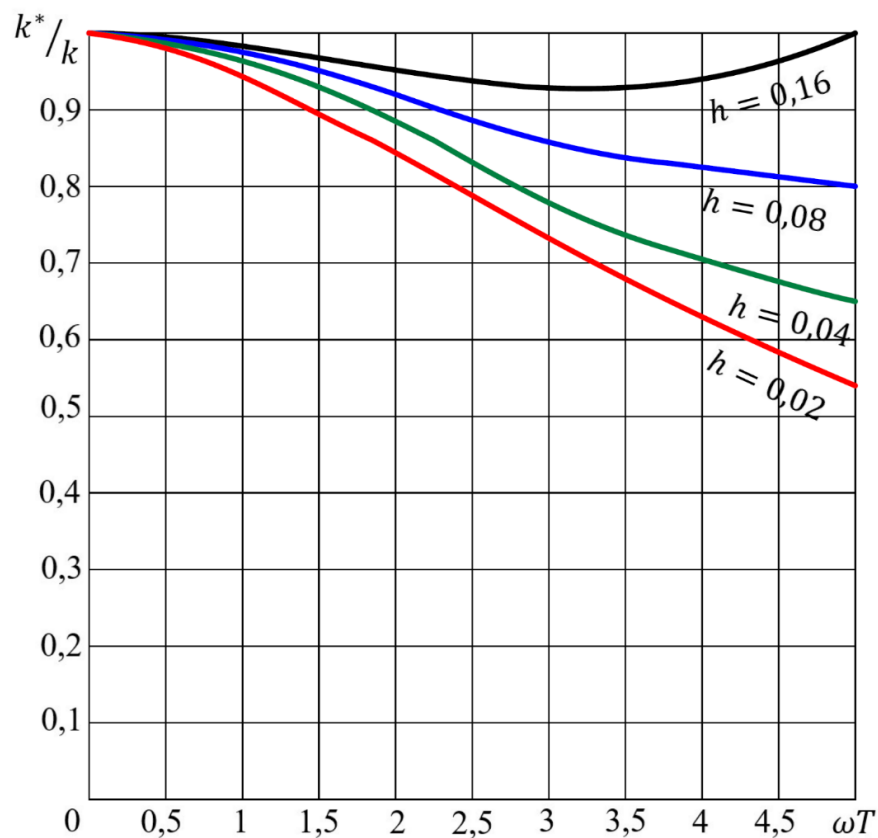


Рис. 2.14 - Графічні залежності $\frac{k^*}{k}(\omega T)$ при різних значеннях $\frac{b_1}{u_{max}} = \frac{b_2}{ku_{max}}$

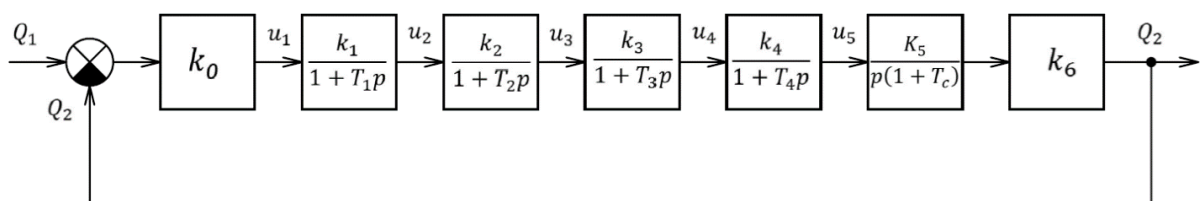


Рис. 2.15 – Ілюстрація методики синтезу нелінійних систем частотними методами

Наявність великої постійної часу T_2 значно погіршує параметри системи. Тому доцільно нелінійний коригуючий пристрій вводити систему таким чином, щоб зменшити еквівалентне значення постійної часу T_2 .

Спочатку розглянемо систему у лінійному наближенні. Динаміка системи (рис. 2.15) описується рівняннями:

$$\begin{aligned}
\delta &= Q_1 - Q_2; \quad u_3 = \frac{k_2}{1+T_2p} u_2; \quad u_5 = \frac{k_4}{1+T_4p} u_4, \\
u_1 &= k_0 \delta; \quad u_4 = \frac{k_3}{1+T_3p} u_3; \quad Q_2 = \frac{k_5 k_6}{p(1+T_5p)} u_5; \\
u_2 &= \frac{k_1}{1+T_1p} u_1.
\end{aligned} \tag{2.36}$$

Передатна функція розімкнутої системи має вигляд:

$$W(p) = \frac{k}{p(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)(1+T_4p)(1+T_5p)}. \tag{2.37}$$

Для зручності подальшого використання частотного підходу до дослідження системи виділимо з передатної функції системи (рис. 2.15) передатну функцію другого підсилювача каскаду. У цьому визначеності покладемо $k_2 = k$. Тоді передатна функція розімкнутої системи буде:

$$W(p) = \frac{k}{1+T_2p} \frac{1}{p(1+T_1p)(1+T_3p)(1+T_4p)(1+T_5p)}. \tag{2.38}$$

Відповідно до критерію Найквіста, система знаходиться на межі стійкості, якщо її амплітудно-фазова характеристика проходить через точку $(-1, j0)$. Використовуємо цю умову визначення граничних значень коефіцієнта посилення k і частоти коливань ω . Для цього в рівнянні зробимо підстановку $p = j\omega$ і прирівняємо його одиниці зі знаком мінус, отримаємо:

$$\frac{k}{1+T_2j\omega} \cdot \frac{1}{j\omega(1+T_1j\omega)(1+T_3j\omega)(1+T_4j\omega)(1+T_5j\omega)} = -1 \tag{2.39}$$

Для зручності подальшого використання рівняння (2.39) напишемо у вигляді:

$$\frac{1}{j\omega(1+T_1j\omega)(1+T_3j\omega)(1+T_4j\omega)(1+T_5j\omega)} = -\frac{(1+T_1j\omega)}{k}. \tag{2.40}$$

Для вирішення рівняння (2.40), на комплексній площині збудуємо ліву частину рівняння (2.40) та сімейство кривих, що описують праву частину, для різних значень k . Точка перетину однієї з кривих сімейства з побудованою кривою, в якій значення частоти обох кривих, що перетинаються, збігаються і визначатиме рішення рівняння (2.40). У цій точці отримаємо значення частоти коливань ω та коефіцієнта посилення k на межі стійкості. Для побудови кривих зручно визначити модуль M і фазовий кут φ лівої та правої частини рівняння. В результаті отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{л}} &= \frac{1}{\omega \sqrt{(1+T_1^2 \omega^2)(1+T_3^2 \omega^2)(1+T_4^2 \omega^2)(1+T_5^2 \omega^2)}}; \\ \varphi_{\text{л}} &= -\frac{\pi}{2} - \arctg \omega T_1 - \arctg \omega T_3 - \arctg \omega T_4 - \arctg \omega T_5; \\ M_{\text{п}} &= \frac{\sqrt{1+T_2^2 \omega^2}}{k}; \\ \varphi_{\text{п}} &= \pi + \arctg \omega T_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.41)$$

Значення модуля M визначають довжину вектора, що описує криву, а величина ω - кут повороту вектора. Вид кривих, побудованих відповідно до наведеної вище методики, представлений на рис. 2.24. Крива 1 – відповідає лівій частині рівняння, сімейство кривих 2 – правої. Зробимо оцінку якості перехідних процесів у системі. У цьому методика побудови дещо ускладнюється. У ліву та праву частини рівняння (2.40) робимо підстановку $p = \xi + j\omega$, отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{л}} &= \frac{1}{\sqrt{(\xi^2 + \omega^2)[(1+\xi T_1)^2 + \omega^2 T_1^2][(1+\xi T_3)^2 + \omega^2 T_3^2] \times \\ &\quad \times [(1+\xi T_4)^2 + \omega^2 T_4^2][(1+\xi T_5)^2 + \omega^2 T_5^2]}}; \\ \varphi_{\text{л}} &= -\arctg \frac{\omega}{\xi} - \arctg \frac{\omega T_1}{1+\xi T_1} - \arctg \frac{\omega T_3}{1+\xi T_3} - \\ &\quad - \arctg \frac{\omega T_4}{1+\xi T_4} - \arctg \frac{\omega T_5}{1+\xi T_5}; \\ M_{\text{п}} &= \frac{\sqrt{(1+\xi T_2)^2 + T_2^2 \omega^2}}{k}; \\ \varphi_{\text{п}} &= \pi + \arctg \frac{\omega T_2}{1+\xi T_2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

Потім задаємося необхідним значенням коефіцієнта згасання (маючи на увазі, що коефіцієнт згасання - це величина, зворотна постійної часу перехідного процесу) і будемо для цього значення ті ж криві, які будувалися при дослідженні межі стійкості. Якщо жодна з кривих сімейства, що описує праву частину рівняння не перетинається з кривою, що описує ліву частину, щоб у точці перетину частоти збіглися, значить необхідне значення ξ не можна отримати при даній структурі системи. При цьому, необхідно ввести коригуючий пристрій, або змінити величину ξ . Після того, як значення ξ визначено, необхідно уточнити, чи дійсно воно описує перехідний процес у системі. Сутність їх зводиться до того, що значення ξ за модулем має бути значно менше речових частин інших коренів характеристичного рівняння, що з урахуванням обмежень методу гармонійної лінеаризації часто задовольняється, якщо виконується умова $|\xi| \ll \frac{A_1}{A_0}$, де A_0, A_1 . З графіків можна отримати значення k, ξ, ω .

Отримані значення дозволяють визначити параметри перехідного процесу величину помилки системи при різних зовнішніх впливах. Зокрема, тривалість перехідного процесу буде:

$$t_{\text{пер}} \approx \frac{3}{|\xi|}$$

Період коливань $\tau = 2\pi/\omega$. Для визначення величини помилки системи δ використовуємо вираз $\delta = \frac{1}{1+W(p)} Q_1$. У нашому випадку

$$\delta = \frac{(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)(1+T_4p)(1+T_5p)}{p(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)(1+T_4p)(1+T_5p)+k} pQ_1. \quad (2.43)$$

Статична помилка системи при $Q_1 = \text{const}$ дорівнює нулю, оскільки $pQ_1 = 0$. Швидкісна помилка системи при $pQ_1 = \text{const}$ буде

$$\delta_{\text{ск}} = \frac{1}{k} pQ_1.$$

Тепер для порівняння розглянемо систему з введенням нелінійного пристрою коригування для зміни динамічних параметрів ланки $\frac{k}{Tp+1}$. Структурна схема введення нелінійної коригуючої ланки представлена на рис. 2.9.

Істотною особливістю даного випадку є те, що при розрахунку враховуються реальні нелінійності самого коригуючого пристрою, зокрема зони нечутливості схеми аналізу знаків сигналів (схеми нерівнозначності).

Методика розрахунків системи у принциповому відношенні змінюється несуттєво, проте потрібно застосування низки нових розрахункових прийомів. Передатна функція ланки $\frac{k}{Tp+1}$ після включення нелінійного коригувального пристрою, набуде вигляду: $W_2 = \frac{k^*}{1+T^*p}$. Тут k^* , T^* - еквівалентні значення коефіцієнта посилення та постійного часу ланки, які в даному випадку є функціями амплітуди та частоти коливань. Відповідні графіки k^* і T^* представлені на рис. 2.13, 2.14. Передатна функція розімкнутої системи в даному випадку матиме вигляд:

$$W(p) = \frac{k}{1+T^*p} \cdot \frac{1}{p(1+T_1p)(1+T_3p)(1+T_4p)(1+T_5p)}, \quad (2.44)$$

Вирази для модуля та зсуву фаз, що викликається ланкою після нелінійної корекції, будуть:

$$M_{\Pi} = \frac{\sqrt{(1+\xi T^*)^2 + (T^* \omega)^2}}{k^*}; \quad \varphi_{\Pi} = \pi + \arctg \frac{\omega T^*}{1+\xi T^*}. \quad (2.45)$$

Ліва частина рівняння (2.40) не змінилася. Для вирішення рівняння (2.40) при дослідженні стійкості системи ($\xi = 0$) в даному випадку необхідно на графіці будувати не одне сімейство кривих (при різних значеннях k), що описує нелінійну ланку, як у випадку лінійної ланки, а подібну побудову доводиться проводити для кожного значення амплітуди коливань в діапазоні змін h_0 . В результаті, у точках перетину кривих, з однаковими значеннями частоти, отримуємо відповідні значення k , a , ω .

При дослідженні перехідних процесів у нелінійній системі, коли необхідно визначати і значення ξ , побудови доводиться проводити для кожного із значень ξ . Тут ми також користуємося виразами (2.42), враховуючи однак змінність параметрів ланки.

За результатами побудови можуть бути отримані графіки $\xi(k)$, $\omega(k)$ при різних значеннях амплітуди α , за якими будується діаграма якості нелінійних перехідних процесів. Величина статичної помилки також дорівнює нулю, оскільки порядок астатизму системи змінився. Величина швидкісної помилки пропорційно лінійної системи зменшиться з допомогою підвищення коефіцієнта посилення k .

Проведений розрахунок показав, що навіть для систем високого порядку зі складним типом коригуючої ланки, вдається порівняно просто визначити параметри системи.

2.3 Системи з нелінійним елементом у прямому колі

Система зі змінним коефіцієнтом передачі диференціюючої ланки. У деяких випадках нелінійні коригувальні ланки доцільно використовувати не тільки у ланцюгах зворотного зв'язку, а й у прямому каналі. Методика розрахунку системи з таким випадком розглянуто з прикладу стежачої системи, структурна схема якої представлено на рис. 2.16.

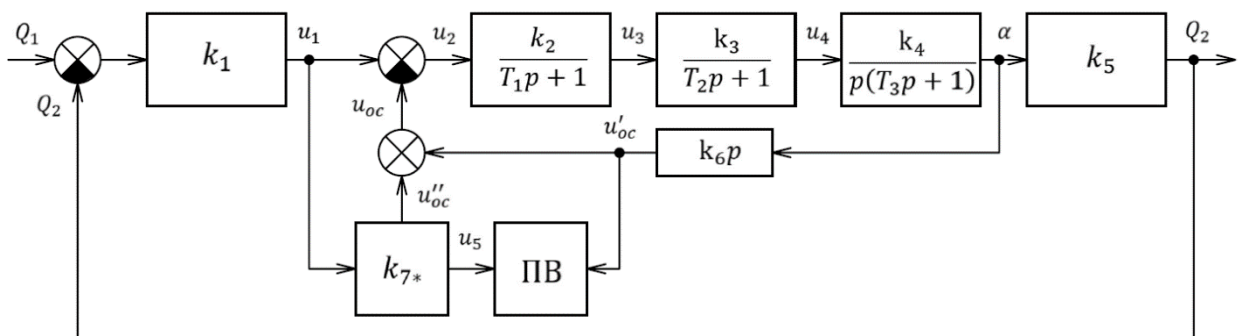


Рис. 2.16 – Система зі змінним коефіцієнтом передачі

Динаміка системи рис. 2.16 описується системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \delta &= Q_1 - Q_2; \\ u_k &= c_2 T_g p u'_k; \\ u_1 &= k_1 \delta; \\ u_3 &= F_2(u_2 + u_k); \\ u_2 &= k_2 u_1; \\ u_4 &= \frac{k_3}{1+T_1 p} u_3; \\ u'_k &= F_1(u_2); \\ \Omega &= \frac{k_4}{1+T_2 p} u_4; \\ Q_2 &= \frac{\Omega}{np}. \end{aligned} \right\} \quad (2.46)$$

Передбачається, що третій каскад підсилювача має нелінійну характеристику, що у зоні основних робочих режимів описується виразом:

$$u_3 = F_2(u_2 + u_k) = c_1(u_2 + u_k)^3. \quad (2.47)$$

Подібну характеристику, наприклад, може мати магнітний підсилювач під час роботи з малими початковими струмами.

Для підвищення якості перехідного процесу, збільшення критичного коефіцієнта посилення та підвищення якості стеження в системі рис. 2.16 використовується коригуючий сигнал, пропорційний похідній від величини помилки.

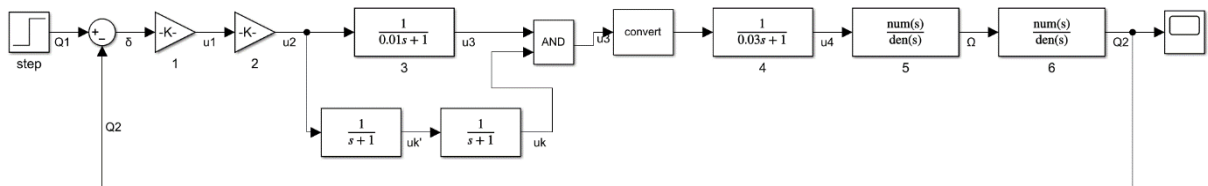


Рис. 2.17– Система зі змінним коефіцієнтом передачі в Matlab

Величина коригувального сигналу на відміну звичайних лінійних систем у разі є нелінійною функцією від сигналу помилки $u'_k = F_1(u_2)$.

В результаті розрахунку системи необхідно визначити доцільний різний вид нелінійної залежності $F_1(u_2)$ і основні параметри коригувального ланки.

Передбачається, що величина коефіцієнтів підсилення k_1, k_2, k_3, k_4 , визначається при статичному розрахунку, а постійні часу T_1, T_2 задані конструктивними міркуваннями. Оскільки визначається нелінійність $F_1(u_2)$ з фізичних міркувань не повинна мати петлевий характер, то її гармонійна лінеаризація буде проводитись за формулою:

$$u'_k = F_1(u_2) = c_1 q_1(a) u_2 . \quad (2.48)$$

Характер залежності з $c_1 q_1$ визначається конкретним видом нелінійності $F_1(u_2)$. Гармонійна лінеаризація нелінійності третього каскаду підсилювача F_2 , виробляється так само:

$$u_3 = c_2 q_2(a) (u_2 + u_k) . \quad (2.49)$$

В даному випадку для нелінійності виду (2.49):

$$c_2 q_2(a) = \frac{3c_2}{4} a^2 . \quad (2.50)$$

Використовуючи співвідношення (2.48), (2.50) та рівняння системи (2.46), вираз для помилки системи (2.46) отримаємо у вигляді:

$$\delta = \frac{p(1+T_1 p)(1+T_2 p)}{p(1+T_1 p)(1+T_2 p) + c_1 c_2 T_g k q_1(a) q_2(a) p + k c_2 q_2(a)} Q_1 , \quad (2.51)$$

отже, характеристичне рівняння системи рис. 2.16 має вигляд:

$$p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0 , \quad (2.52)$$

$$A_1 = \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} ;$$

$$A_3 = \frac{k c_2 q_2(a)}{T_1 T_2} ;$$

$$A_2 = \frac{1+c_1c_2kT_gq_1(a)q_2(a)}{T_1T_2};$$

$$k = \frac{k_1k_2k_3}{n}.$$

Для стійкості системи (рис. 2.16) необхідно, щоб при всіх значеннях амплітуди коливань a дотримувалася нерівність $A_1A_2 - A_3 > 0$, або в даному випадку:

$$\frac{T_1+T_2}{T_1T_2} + \frac{T_1+T_2}{T_1T_2} c_1c_2T_gkq_1(a)q_2(a) > \frac{kc_2q_2(a)}{T_1T_2}. \quad (2.53)$$

Оскільки права частина нерівності (2.53) при збільшенні амплітуди a , збільшується відповідно до виду функції F_2 (рис. 2.18), то для забезпечення стійкості системи у всьому робочому діапазоні та нормальної роботи в режимі стеження необхідно забезпечити відповідну зміну лівої частини нерівності (2.53).

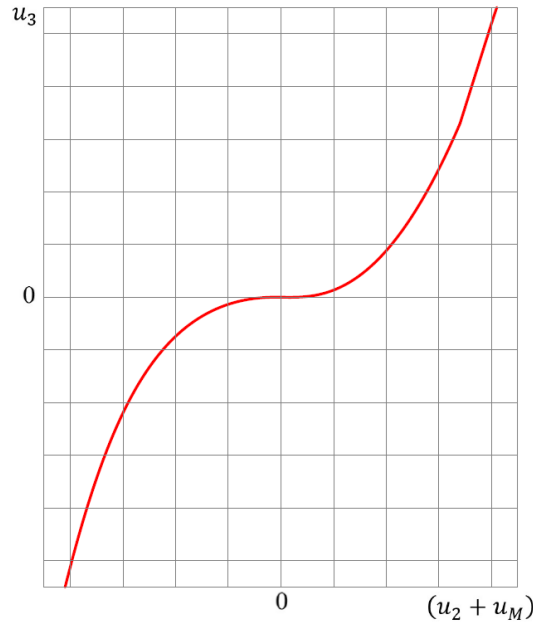


Рис. 2.18 – Залежність функції $F_2(a)$ від амплітуди коливань

Оскільки другий доданок практично невеликий, то для цього бажано, щоб нелінійність F_1 мала вигляд зростаючої кривої, наприклад такого ж виду, як і крива

F_2 , тобто описувалася рівнянням $u_k = c_1 u^3$, при цьому $q_1(a) = \frac{3}{4} a^2$. Якщо це необхідно для дослідження впливу нелінійності F_1 , що вводиться, на характер перехідних процесів, використовуємося рівняннями для ξ і ω . Підставляючи рівняння для ξ і ω значення коефіцієнтів і перетворюючи, отримаємо:

$$\dot{\xi} = -f(c_1, a, \xi); \quad (2.54)$$

$$\omega^2 = f_2(c_1, a, \xi). \quad (2.55)$$

Рівняння (2.54), (2.55) дозволяють побудувати діаграму якості згасання нелінійних перехідних процесів за параметром c_1 . Для цього рівняння (2.54) перетворюємо на вигляд:

$$c_1 = f'_1(a, \xi).$$

Підставляючи необхідні постійні значення коефіцієнта загасання ξ і задаючись величинами амплітуди коливань a , визначимо значення c_1 . В результаті на площині координатах c_1, a будуть побудовані лінії постійних значень $\xi = \text{const}$. Так само, користуючись рівнянням (2.55), будуються лінії постійних значень частоти коливань системи ω . Користуючись діаграмою подібно до того, як це робилося раніше, легко визначити параметри перехідного процесу.

Система зі змінними коефіцієнтами посилення, що інтегрує та диференціює ланки. Приклад конкретної автоматичної системи четвертого порядку (рис. 2.17) викладається спосіб поліпшення перехідних процесів. Система (рис. 2.17) може працювати як у режимі стеження, так і в режимі стабілізації.

На рис. 2.19 позначено: 1 – чутливий елемент; 2 - диференціююча ланка; 3 - інтегруюча ланка; 4 - підсилювальна ланка; 5 – виконавчий елемент; 6 – об'єкт регулювання; 7 і 8 - нелінійні коригувальні пристрої. Рівняння ланок системи мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= x_0 - x_6; \\ (T_3 p + 1)x_5 &= x_4; \\ x_2 &= (T_1 p + 1)x_1; \\ (T_4 T_5 p^2 + T_5 p)x_6 &= f(t) + x_5; \\ x_3 &= \frac{x_1}{T_2 p}; \\ x_4 &= k(x_2 + x_3) = k\left(1 + T_1 p + \frac{1}{T_2 p}\right)x_1. \end{aligned} \right\} \quad (2.56)$$

x_0 - керуючий вплив;

x_1 - помилка;

x_2 - вихідна величина диференційної ланки;

x_3 - Вихідна величина інтегруючої ланки;

x_4 - вихідна величина підсилювальної ланки;

x_5 - вихідна величина виконавчого елемента;

x_6 - регульована величина;

T_1 - постійна часу диференціює ланки;

T_2 - постійна часу інтегруючої ланки;

T_3 - постійна часу виконавчого елемента;

T_4 - постійна часу об'єкта регулювання;

T_5 - постійна часу демпфування об'єкта регулювання;

k - коефіцієнт посилення підсилювальної ланки;

$f(t)$ - зовнішнє вплив, що обурює;

p - символ диференціювання.

Особливістю лінійної частини схеми (рис. 2.17) є те, що в ній використовується інтегруюча коригувальна ланка. Введення штучних нелінійностей у схему (рис. 2.19) за рахунок зміни параметрів системи автоматичного регулювання, під час перебігу перехідного процесу, дозволяє покращити якість системи. Одним із змінних параметрів є коефіцієнт посилення диференціюючої ланки, стрибкоподібно змінюється під час перехідного процесу. Одне введення зміненого коефіцієнта посилення диференціює ланки відразу призводить до бажаних результатів у системах без інтегруючого ланки в ланці

корекції, але в системах з інтегруючою ланкою може дати пряме поліпшення перехідного процесу.

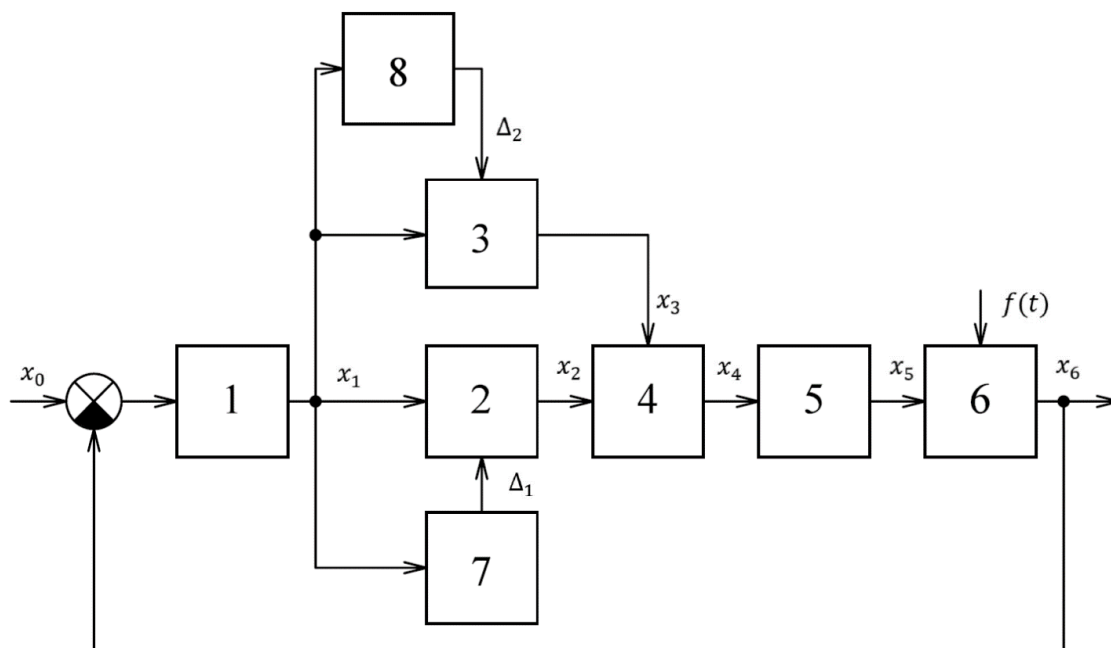


Рис. 2.19 – Система з нелінійними коригувальними пристроями

Наприклад, для системи рис. 2.20 при $T_1 = 0,7$ с, $T_2 = 0,2$ с, $T_4 = T_5 = 1$ с, $k = 2$, перехідний процес за відсутності нелінійних коригувальних пристроїв при стрибкоподібному керуючому впливі має вигляд, представлений пунктирною кривою на рис. 2.20. Тут перерегулювання становить $\sigma \approx 20\%$, а час перехідного процесу $t_n = 7,5$ с. При зменшенні постійної часу диференціює ланки до 0,35 с час перехідного процесу зменшується (крива А, рис. 2.20), а величина першого перерегулювання збільшується. Перше завдання полягає в тому, що необхідно стрибкоподібною зміною постійного часу T_1 під час перехідного процесу зменшити перерегулювання, не збільшуючи при цьому перехідного процесу.

Момент перемикавання можна визначити, враховуючи під час перехідного процесу співвідношення знаків швидкості та прискорення помилки x_1 . Нехай T_1 в такий спосіб залежить від співвідношення знаків першої та другої похідних:

$$T_1 = \begin{cases} T_{10} & \text{при } \frac{\dot{x}_1}{\ddot{x}} > 0 \text{ (розгін);} \\ k_{\Delta 1} T_{10} & \text{при } \frac{\dot{x}_1}{\ddot{x}} < 0 \text{ (гальмування),} \end{cases} \quad (2.57)$$

де T_{10} - основна постійна часу диференціюючого контуру ($T_{10} = 0,35$ с на ділянці розгону);

$k_{\Delta 1}$ - коефіцієнт стрибкоподібної зміни параметра T_1 на ділянці гальмування системи.

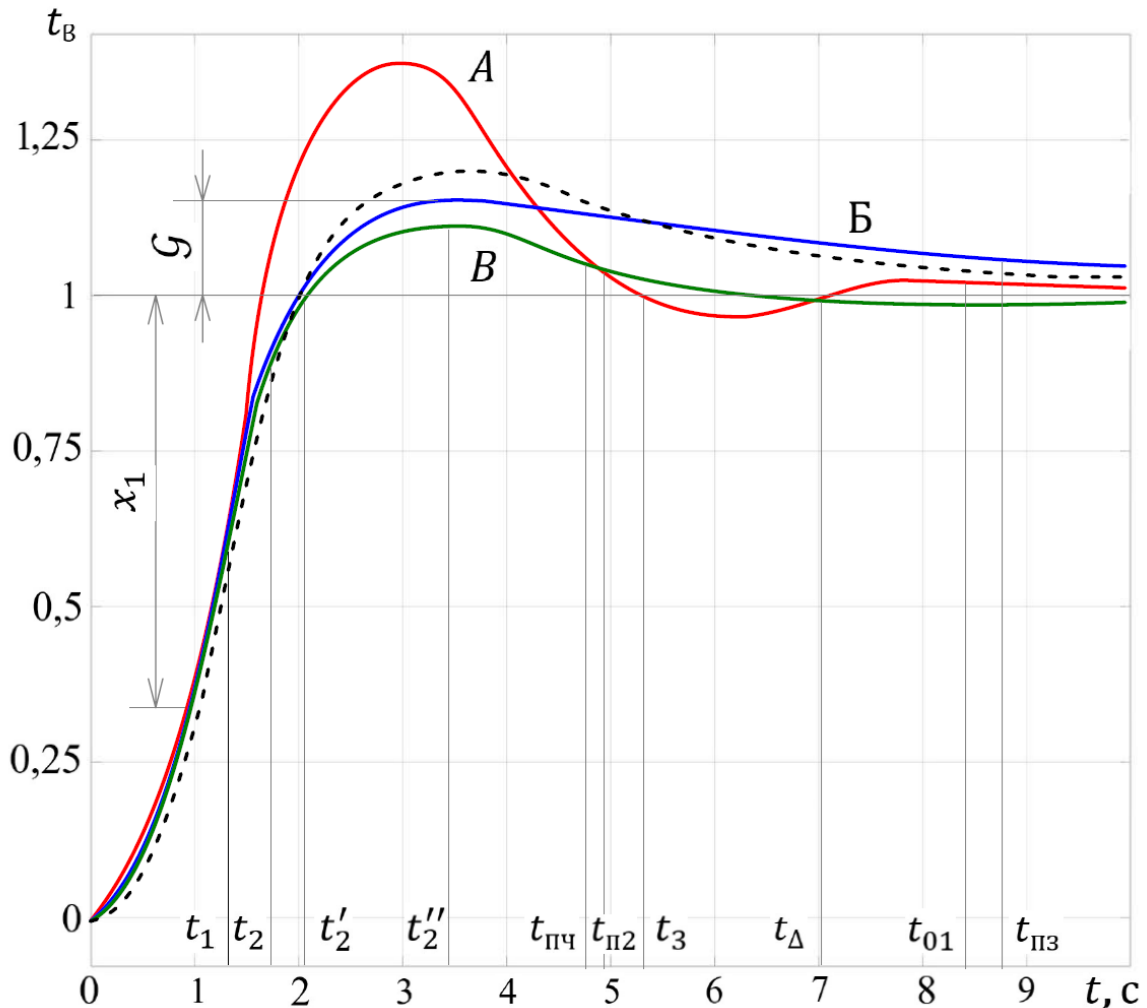


Рис. 2.20 – Перехідні процеси з коригувальними та без коригувальних пристроїв

Визначення знаків $\dot{x}_1$ і $\ddot{x}_1$ здійснюється ланкою 7 (рис. 2.19) - дискримінатором знаків похідних помилки, що впливає $\Delta 1$ на ланку 2, змінюючи параметр T_1 . При збільшенні T_1 на момент t_1 (рис. 2.20) перехідний процес протікає з меншим значенням перерегулювання (крива Б, рис. 2.20), але час перехідного процесу зростає.

Такий характер зміни форми кривої перехідного процесу часу регулювання для системи зі змінним параметром диференціювання властивий усім системам з двома і більше інтегруючими ланками.

Для зменшення часу перехідного процесу в момент t_2 (рис. 2.20) необхідно стрибкоподібно зменшити постійну часу інтегрування T_2 . Закон зміни величини T_2 доцільно ставити у вигляді:

$$T_2 = \begin{cases} T_{20} & \text{при } \frac{x_1}{\dot{x}_1} < 0; \\ \frac{T_{20}}{k_{\Delta 2}} & \text{при } \frac{x_1}{\dot{x}_1} > 0, \end{cases} \quad (2.58)$$

де T_{20} - основна стала часу інтегрування;

$k_{\Delta 2}$ - коефіцієнт зменшення постійної інтегрування на ділянці форсованого інтегрування.

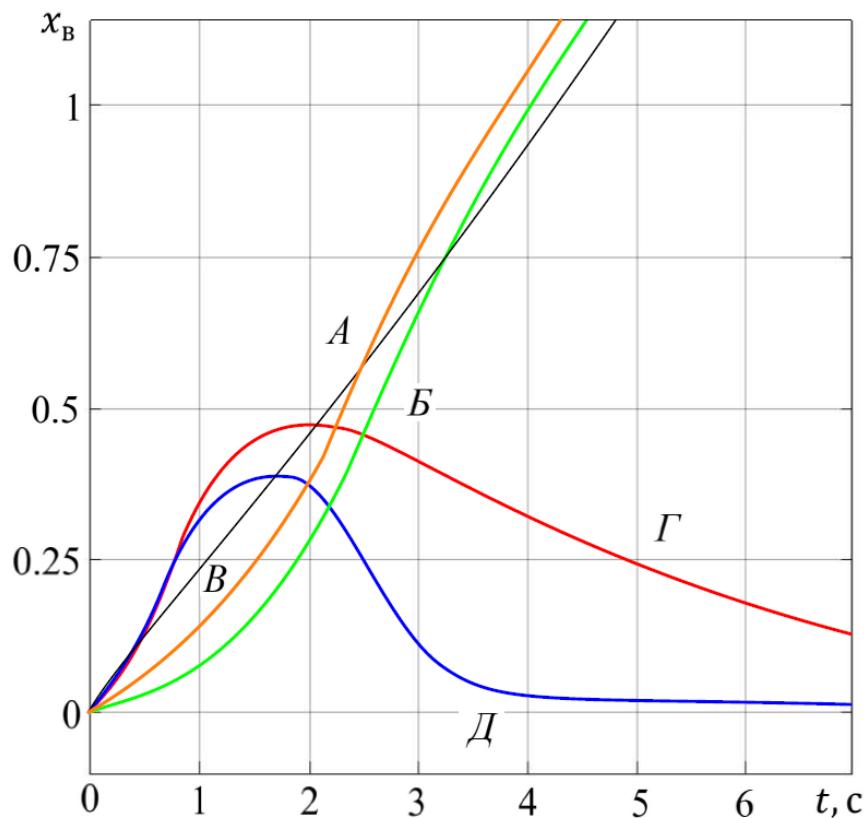


Рис. 2.21 – Графіки перехідних процесів системи з нелінійними параметрами

На рис. 2.20 крива представляє графік перехідного процесу системи з нелінійними параметрами T_1 і T_2 , заданими умовами (2.57) і (2.58). При $T_{10} = 0,35$ с, $k_{\Delta 1} = 3$, $T_{20} = 8$ с, $k_{\Delta 2} = 10$. При цьому час перехідного процесу $t_{п4}$ менший, ніж

тп2. Для визначення впливу $k_{\Delta 1}$ та $k_{\Delta 2}$ на характер перехідного процесу можуть бути побудовані криві залежності часу перехідного процесу та перерегулювання від $k_{\Delta 1}$ та $k_{\Delta 2}$. На рис. 2.21 наведена деяка область таких характеристик, що відповідає перехідним процесам з одним суттєвим перерегулюванням.

Істотне поліпшення перехідного процесу в системі з параметрами, що змінюються за законами (2.57) і (2.58), спостерігається як при лінійній зміні вхідної величини $x_0 = \omega t$, де ω - швидкість зміни вхідної величини), так і при стрибкоподібному впливі, коли система працює в режимі стабілізації. Відповідні криві перехідних процесів наведено на рис. 2.21, де А - графік задає величини; Б - перехідний процес у системі з постійними параметрами; В - перехідний процес у системі зі змінними параметрами; Г - перехідний процес у системі з постійними параметрами у разі стрибкоподібного збурення $f(t) = 1$; Д - у системі зі змінними параметрами.

2.4 Системи зі змінним коефіцієнтом передачі

Система із перемиканням напрямку сигналу. Збільшення точності систем з допомогою підвищення коефіцієнта посилення, зазвичай, обмежено динамічними властивостями системи.

Широкі можливості щодо цього мають системи автоматичного керування зі змінною структурою. Наприклад, проводиться дослідження системи автоматичного керування, структурна схема якої представлена на рис. 2.22. Для поліпшення динамічних властивостей у систему включено нелінійну коригуючу ланку типу «ключ». Рівняння цієї системи має вигляд:

$$\ddot{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}a + b\varepsilon = \ddot{f} + af + bf - ak\varepsilon,$$

де $\alpha = \text{sign } \varepsilon(T\dot{\varepsilon} + \varepsilon)$

a та b - коефіцієнти, що залежать від параметрів системи,

T - коефіцієнт при ε .

Сутність аналізованої в [125, 126] схеми введення коригуючого сигналу полягає в наступному. У схему введено логічний пристрій А, який безперервно вимірює знак похідної ε ($T\dot{\varepsilon} + \varepsilon$) і в залежності від цього знака змінює знак сигналу помилки в підсилювачі автоматичної системи. Аналізований член ε ($T\dot{\varepsilon} + \varepsilon$) підібраний таким чином, що при відпрацюванні неузгодженості та наближенні системи до положення рівноваги в певний момент добуток ε ($T\dot{\varepsilon} + \varepsilon$) змінює знак і логічний пристрій змінює знак помилки в основному каналі системи. У цьому система заздалегідь починає гальмуватися і зменшується можливість перерегулювання.

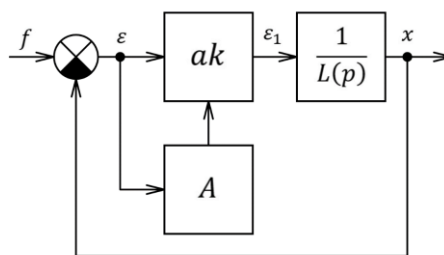


Рис. 2.22 – Система з нелінійною коригуючою ланкою типу «ключ»

Реалізацію закону керування та роботу системи можна роздивитись на графіках рис. 2.23. Довжина ділянки гальмування залежить від величини T .

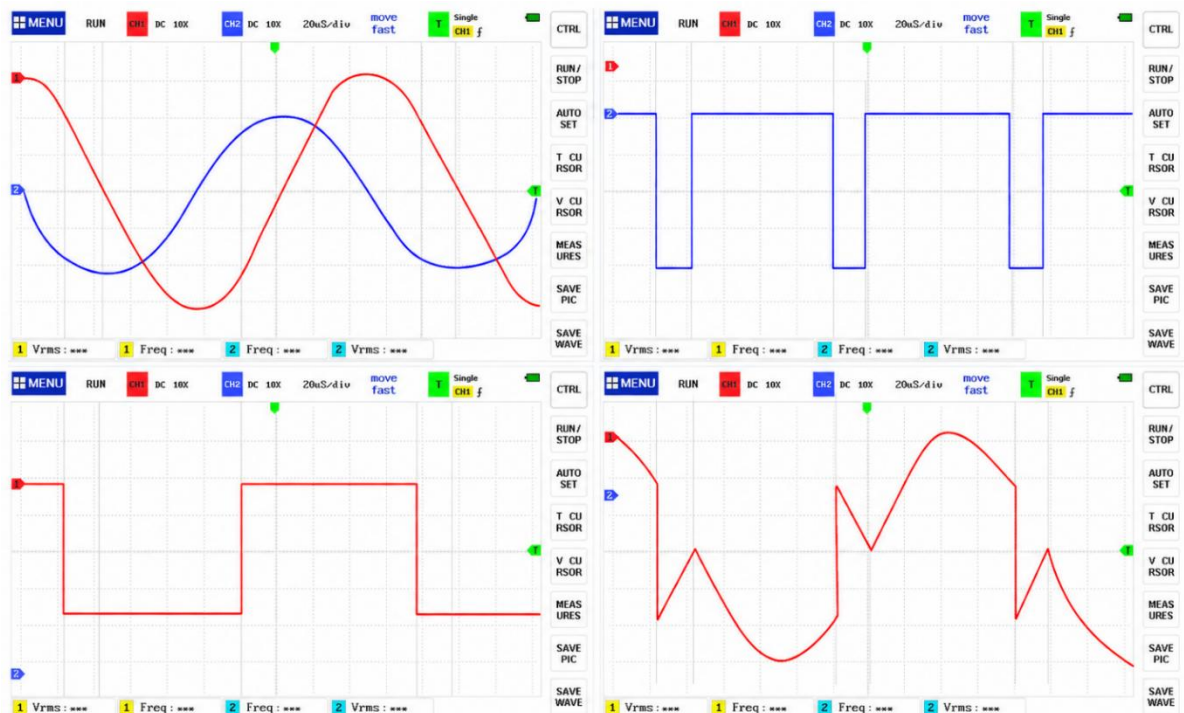


Рис. 2.23 – Графіки роботи системи

2.5 Корекція динамічних параметрів ланок зі змінною інерційністю

Існує велика група ланок, інерційність яких є змінною величиною. Величина інерційності може бути як складною функцією амплітуди сигналу, а й залежить від напрямку зміни сигналу. Подібний випадок подано на рис. 2.24. Тут інерційність схеми при включенні сигналу значно менше, ніж при виключенні. До таких ланкам відносяться різні схеми, в яких заряд і розряд ємностей відбувається через різні опори, магнітні підсилювачі за певних режимів роботи і т. д. Методика розрахунку автоматичних систем з подібними ланками була розглянута в [127, 128].

Нижче розглянуто деякі особливості розрахунку автоматичних систем, у яких здійснено корекцію динамічних параметрів ланок зі змінною інерційністю, та наведено необхідні розрахункові формули. В[127, 128] було наведено рівняння, отримане емпіричним шляхом і з достатньою точністю описує динаміку ланки зі змінною інерційністю

$$\{1 + [1 + c_1 \operatorname{sign}(p|u_2|) + c_2|u_2|]Tp\}u_2 = ku_1. \quad (2.59)$$

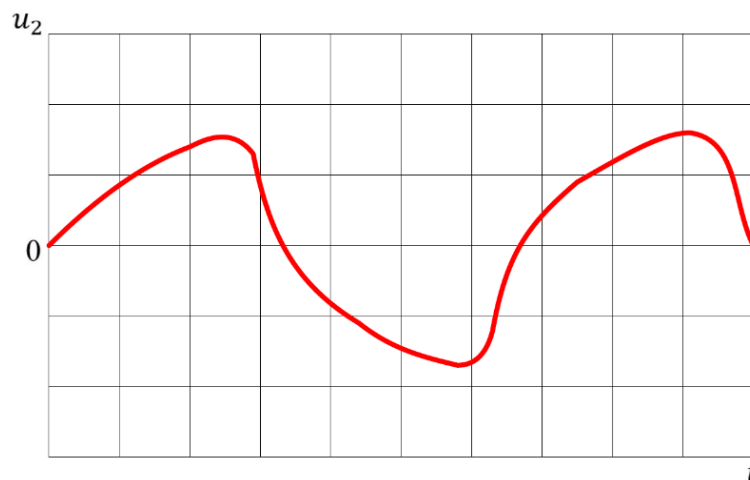


Рис. 2.24 – Ланка, інерційність якої є змінною величиною

Тут T - значення постійної часу, отримане при малих вихідних сигналах u_2 як середнє значення постійних часу на "включення" і "вимикання" $T = (T_1 + T_2)/2$, k - коефіцієнт посилення ланки; u_1 , u_2 - вхідний та вихідний сигнали; c_1 , c_2 -

коефіцієнти, що визначають зміну значень постійної часу ланки (як правило, $c_1 < 0$, $c_2 < 0$).

Складова $c_1 \text{sign}(p|u_2|)$ визначає залежність інерційності від напрямку зміни сигналу u_2 , коли сигнал зростає $\text{sign}(p|u_2|) = +1$, коли сигнал зменшується $\text{sign}(p|u_2|) = -1$. відповідно коефіцієнт c_1 додається до одиниці, то віднімається з неї. Друга складова $c_2|u_2|$ характеризує залежність інерційності від величини сигналу u_2 . Якщо нелінійності ланки неіснують, коефіцієнти c_1 і c_2 звертаються в нуль, і рівняння 2.59 описує звичайну лінійну ланку.

$$(1 + Tp)u_2 = ku_1.$$

Рівняння (2.59) є суттєво нелінійним. Після гармонійної лінеаризації нелінійного рівняння, його передатну функцію можна отримати у вигляді [127]:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{k}{1 + \frac{2Tc_1\omega}{\pi}} \frac{1}{1 + \frac{\pi + \frac{4}{3}c_2a}{\pi + 2Tc_1\omega}Tp}. \quad (2.60)$$

З наведеного виразу видно, що коефіцієнт підсилення та постійна часу лінеаризованого рівняння стали складними функціями частоти коливань. Зауважимо, що загалом схожий ефект ми раніше отримували при введенні динамічних нелінійних коригувальних сигналів.

Розглянемо методику нелінійної корекції подібної ланки сигналами типу $[0_{-\gamma}^{\psi}]$ і $[-1_{-\gamma}^{\psi}]$. Схема для запровадження нелінійних коригувальних сигналів представлена на рис. 2.25. У принциповому плані вона відрізняється від аналогічних схем, розглянутих раніше. Вхідний u_2^* і вихідний u_3' сигнали надходять на логічний пристрій, який формує керуючий сигнал на тих інтервалах часу, на яких u_2^* і u_3' мають різні знаки. Керуючий сигнал надходить на ключовий пристрій, що розриває ланцюг керування, або змінює знак сигналу u_3' на протилежний.

Для проведення подальших розрахунків необхідно визначити вирази для коефіцієнтів гармонійної лінеаризації. При цьому можливі два підходи. У першому випадку можна визначити характер точного рішення вихідного нелінійного рівняння (2.59) при гармонійному вхідному сигналі, а потім визначити інтервали часу, на яких u_1 і u_2 мають різні знаки. Такий спосіб дає точні результати, але його використання недоцільно, у зв'язку зі складністю розрахунків.

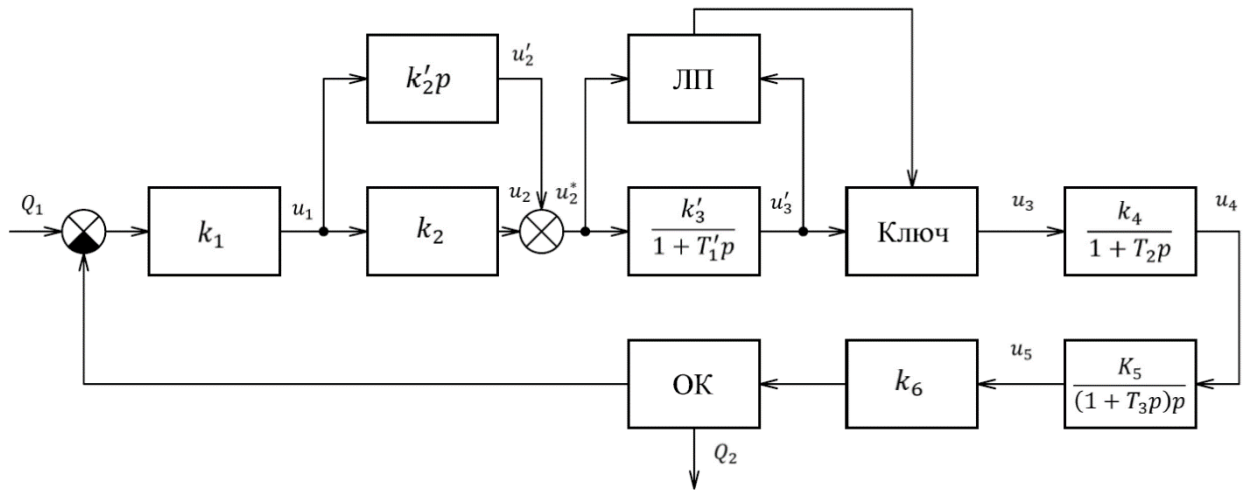


Рис. 2.25 – Схема для запровадження нелінійних коригувальних сигналів

Тому маючи на увазі наближеність методу гармонійної лінеаризації, використовуємо інший спосіб, який полягає в тому, що розглядається не сигнал u_2 , яке перша гармоніка[128, 129]. У цьому випадку відразу можна використовувати отримані раніше формули для еквівалентних значень коефіцієнта посилення k^* і постійного часу T^* стосовно розглянутих типів коригувальних сигналів. При цьому доцільною є наступна послідовність обчислень.

1. Упорядкування передавальної функції, характеристичного рівняння, висловлювання для помилки системи тут виробляється так само, як це робилося раніше. Передаточна функція ланки зі змінною інерційністю записується як:

$$W(p) = \frac{k^*}{1+T^*p}.$$

Тут слід пам'ятати, що значення k^* та T^* є функціями частоти та амплітуди коливань.

2. Записується умова, у якому система перебуває на межі стійкості. Отримаємо систему рівнянь:

$$X(\omega, a, k) = 0;$$

$$Y(\omega, a, k) = 0.$$

Тут a, ω - амплітуда і частота коливань, k - параметр, що визначається. З кожного рівняння визначаємо вираз параметра k та отримаємо:

$$k = f_1(a, \omega);$$

$$k = f_2(a, \omega). \quad (2.61)$$

Розв'язання рівнянь робимо наступним чином.

а. Користуючись рівняннями для значень коефіцієнта посилення та постійного часу ланки після гармонійної лінеаризації будемо залежності $k'(\omega)$ и $T'(\omega)$ при $a_i = \text{const}$, де значення амплітуди коливань вибираємо в діапазоні реальної роботи ланки. Сімейства кривих будуються всім значень коефіцієнтів c_1 та c_2 , характеризуючих вихідну нелінійність ланки.

$$k' = \frac{k}{1 + \frac{2Tc_1\omega}{\pi}};$$

$$T' = \frac{\pi + \frac{4}{3}c_2a}{\pi + 2Tc_1\omega}T,$$

б. На одному графіку будуємо залежності $k = f_1(\omega)$ і $k = f_2(\omega)$. Для цього задаємо значення частоти коливань ω . За графіком визначаємо величини k' і T' . Потім звертаємося до графіків k^* і T^* для цікавить нас типу коригувального сигналу, наприклад $\begin{bmatrix} 0 \\ \psi \\ -\gamma \end{bmatrix}$ або $\begin{bmatrix} -1 \\ \psi \\ -\gamma \end{bmatrix}$.

Для того ж значення частоти, для якого визначені значення k' і T' , за графіками визначаємо значення k^* , T^* і підставляємо їх у вирази для $f_1(\omega)$ і $f_2(\omega)$. Цю операцію повторюємо для різних значень частоти ω . В результаті отримаємо на графіку дві криві. Точка перетину кривих відповідає сумісному рішенню рівнянь (2.61). У цій точці отримуємо значення критичного коефіцієнта посилення $k_{кр}$, частоти коливань і амплітуди коливань α . Якщо у системі передбачається використовувати коригувальні сигнали з упередженням γ , беруться відповідні криві на графіках k^* , T^* . В результаті будуть отримані залежності критичного коефіцієнта підсилення від амплітуди коливань та залежність частоти коливань від коефіцієнта підсилення.

в. Оцінку якості перехідних процесів виробляємо так само з тією лише різницею, що в характеристичному рівнянні робимо підстановку не $p = j\omega$, а $p = \xi + j\omega$. Потім так само розділяємо речові і уявні члени, визначаємо вирази для k і повторюємо всю розглянуту вище процедуру для різних постійних значень коефіцієнта загасання ξ . Тут потрібно будувати стільки графіків, скільки різних значень коефіцієнта згасання нас цікавить.

г. Проводимо оцінку помилок системи при різних типах вхідного сигналу. Оскільки цей процес для випадку не має істотних особливостей, тут ми на ньому не зупиняємося.

Наведена методика може бути використана при розрахунку систем з різною структурою та параметрами[130]. Для ілюстрації методики розрахунку систем у разі корекції динамічних параметрів ланок зі змінною інерційністю розглянемо систему, структурна схема якої представлена на рис. 2.25. Відмінність схеми рис. 2.25 полягає в тому, що як лінійний коригувальний засіб використовується сигнал, пропорційний похідної від помилки системи. Для нелінійної корекції

використовуємо сигнал типу $\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix}^\psi$. Вибір такого типу сигналу обумовлений тим, що такий коригуючий пристрій має достатню ефективність і за відсутності попередження, оскільки стосовно схеми рис. 2.25 сформувавши попереджувальний сигнал складно. Як ланка зі змінною інерційністю у схемі рис. 2.25 використовується магнітний підсилювач з позитивним зворотним зв'язком. Подібний підсилювач добре керується постійним струмом, тому на нього зручно подавати сигнали, що коректують, як у даному випадку. Оскільки підсилювач працює лише в області малих значень сигналів u_2 , залежність інерційності від амплітуди не істотна, тому $c_2 = 0$. Методика розрахунків у своїй змінюється мало. Перехідні процеси в системі описуються системою рівнянь:

$$\begin{aligned} \delta &= Q_1 - Q_2; \\ u_2 &= k_2 u_1; \\ u'_2 &= k'_2 p u_1; \\ u_2^* &= u_2 + u'_2; \\ u_3 &= \frac{k^*}{1 + T^* p} u_2^*; \\ u_4 &= \frac{k_4}{1 + T_2 p} u_3; \\ u_5 &= \frac{k_5}{(1 + T_3 p)p} u_4; \\ Q_2 &= k_6 u_5; \quad u_1 = k_1 \delta. \end{aligned} \tag{2.62}$$

Передатна функція розімкненої системи має вигляд:

$$W(p) = k_1 (k'_2 p + k_2) \frac{k^*}{1 + T^* p} \frac{k_4}{1 + T_2 p} \frac{k_5}{(1 + T_3 p)p} k_0.$$

Характеристичне рівняння буде

$$W(p) + 1 = 0 \text{ або } A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4 = 0.$$

де $A_0 = T^* T_2 T_3$; $A_1 = T^* T_2 + T^* T_3 + T_2 T_3$; $A_2 = T^* + T_2 + T_3$; $A_3 = 1 + k_1 k_4 k_5 k_6 k^* k'_2$; $A_4 = k_1 k_4 k_5 k_6 k^* k_2$.

Визначимо в системі параметри межі стійкості. Зробимо підстановку в характеристичному рівнянні $p = j\omega$ і розділимо речові та уявні члени, тоді отримаємо:

$$X(\omega) = A_0 \omega^4 - A_2 \omega^2 + A_4 = 0;$$

$$Y(\omega) = -A_1 \omega^3 + A_3 \omega = 0.$$

Специфіка аналізованого прикладу полягає в тому, що цікаве значення коефіцієнта посилення k_2 входить тільки в рівняння $X(\omega) = 0$. Тоді з рівняння $Y(\omega) = 0$ визначимо значення квадрата частоти функції коефіцієнтів характеристичного рівняння $\omega^2 = f(\omega) = A_3/A_1$. Однак, члени T^* , k^* , що входять у праву частину рівняння для ω^2 , також є функцією частоти коливань. Тому рішення рівняння зробимо в такий спосіб. Побудуємо залежності k і T від ω , наприклад, для наступних значень параметрів системи в табл. 2.3.

Таблиця 2.4 – Приклад параметрів системи

T_1	T_2	T_3	c_1	c_2	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6
0,2	0,1	0,1	-0,5	0	1	0,2	1	10	400	0,001

Задаймо значення частоти коливань ω . Наприклад, $\omega = 8 \text{ c}^{-1}$. Для цього значення визначимо значення k'_3, T'_1 . Отримаємо $k'_3 = 2,04$, $T'_1 = 0,408$. За графіками k^*, T^* (рис. 2.26, 2.27) для значення $\omega = 8 \text{ c}^{-1}$, визначимо величини $k = 0,426$, $T = 0,0342$. Підставимо ці значення праву частину рівняння для ω^2 . Отримаємо значення $f(\omega) = 79,6$. Повторимо цю процедуру для інших значень ω . Наприклад, $\omega = 9 \text{ c}^{-1}, 10 \text{ c}^{-1}$. В результаті отримаємо криву (рис. 2.28). На цьому

ж графіку завдамо залежність ω^2 . Точка перетину кривих ω^2 і $f(\omega)$ визначає частоту автоколивань в системі.

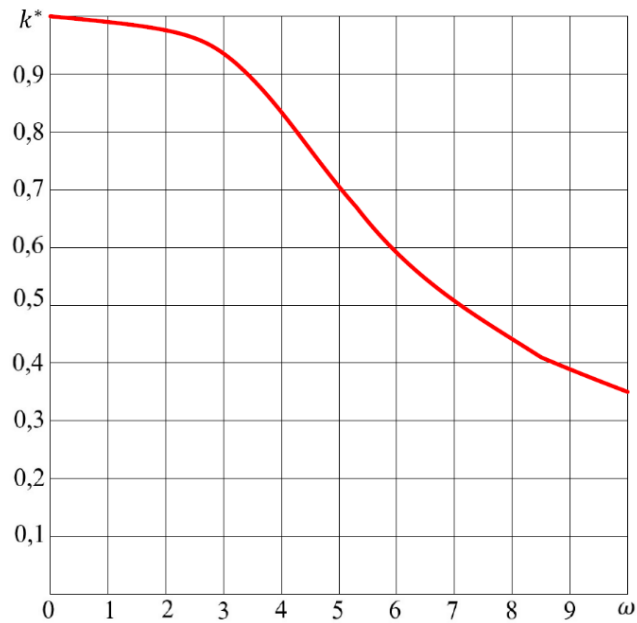


Рис. 2.26 – За графіками k^* для значення $\omega = 8 \text{ c}^{-1}$

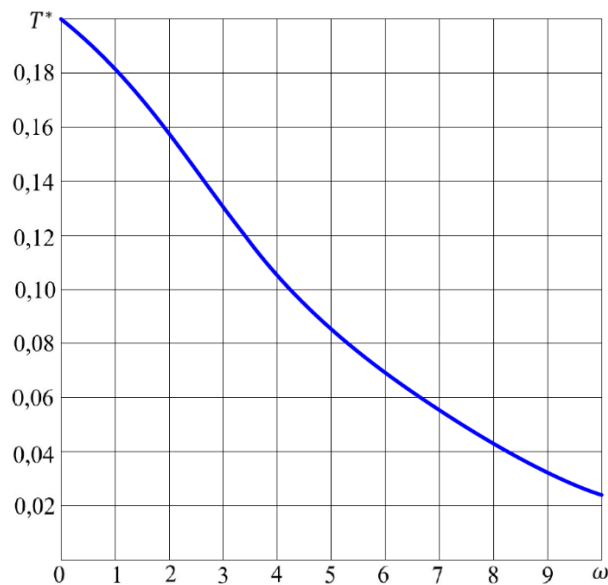


Рис. 2.27 – За графіками T^* для значення $\omega = 8 \text{ c}^{-1}$

Зокрема, для вищенаведених параметрів буде $\omega_{\text{кр}} = 9,55 \text{ Гц}$. Підставивши це значення рівняння $X(\omega) = 0$, визначимо значення критичного коефіцієнта підсилення $k_{2\text{кр}} = 13,2$. Визначимо параметри перехідного процесу. Зробимо в характеристичному рівнянні підстановку $p = \xi + j\omega$. Отримаємо систему рівнянь:

$$X(\omega, \xi, k_2) = 0;$$

$$Y(\omega, \xi) = 0.$$

Для цього випадку

$$X(\omega, \xi, k_2) = B_0 \omega^4 + B_1 \omega^2 + B_2 = 0;$$

$$Y(\omega, \xi) = B_3 \omega^3 + B_4 \omega = 0, \quad (2.63)$$

де $B_0 = A_0$; $B_1 = -6\xi^2 A_0 - 3\xi A_1 - A_0$; $B_2 = A_0 \xi^4 + A_1 \xi^2 + A_2 \xi^2 + A_3 \xi + A_4$; $B_3 = -4\xi A_0 - A_1$; $B_4 = 4\xi^3 A_0 + 3\xi^2 A_1 + 4\xi A_2 + A_3$.

Задаймося різними постійними значеннями коефіцієнта загасання ξ , наприклад $\xi = -1 \text{ с}^{-1}$; -2 с^{-1} ; -3 с^{-1} , й у цих значень визначимо значення коефіцієнта посилення k_2 і частоти коливань. В результаті отримаємо криві $\xi(k_2), \omega(k_2)$ (рис. 2,29). За цими кривими можемо оцінити якість перехідних процесів.

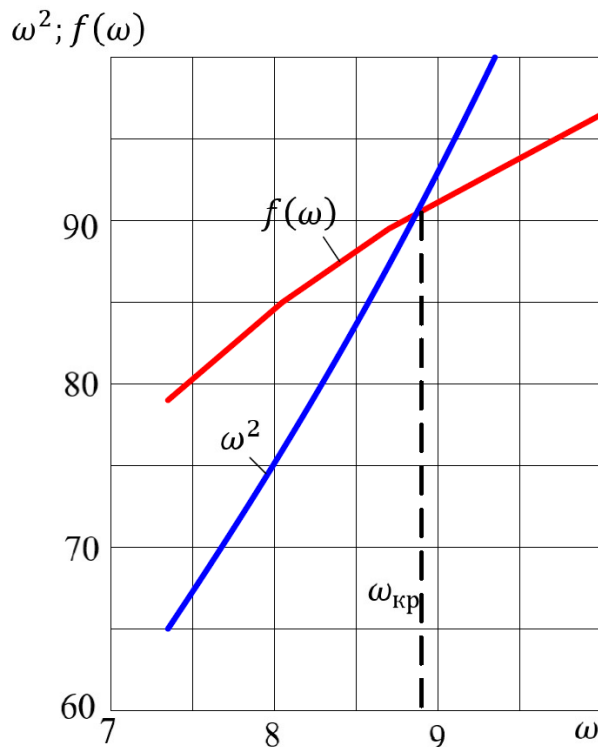


Рис. 2.28 – Точка перетину кривих ω^2 і $f(\omega)$ визначає частоту автоколивань в системі

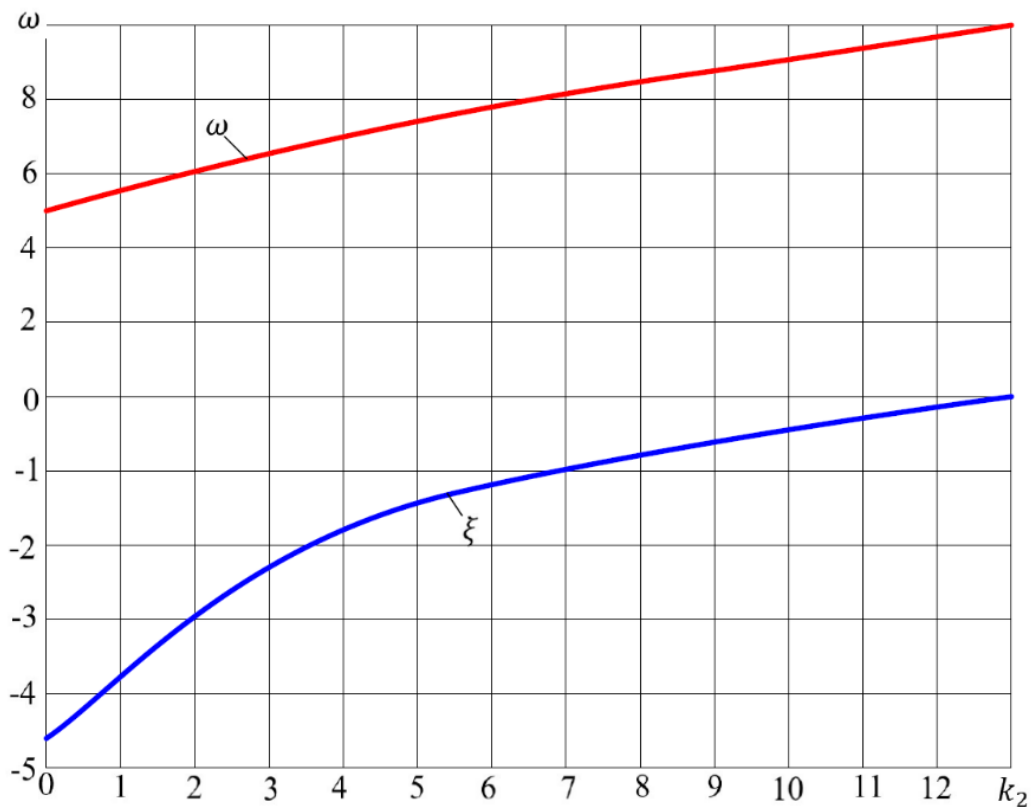


Рис. 2.29 – Значення коефіцієнта посилення k_2 і частоти коливань

Наприклад, при $k_2 = 3$ тривалість перехідного процесу складатиме $t_{\text{пер}} \approx \frac{3}{|2|} = 1,5$ с, величина першого перколивання $\sigma = 32,8$ %.

Статична помилка у разі дорівнює нулю, оскільки система є астатичною. Помилка в режимі стеження з постійною швидкістю при $pQ_1 = 40$ град/с, дорівнює

$$\delta_{\text{сл}} = \frac{40}{12} = 3,3.$$

Розрахунок показав, що параметри системи недостатньо високі.

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{k_1}{1+T_1p} \delta; \quad \Omega = \frac{k_4 u_3}{1+T_3p}; \\ u_2 &= \frac{k^*}{1+T^*p} u_1; \quad Q_2 = \frac{k_5 \Omega}{p}; \quad u_{o.c} = c \frac{Q_2 p}{k_5}. \end{aligned} \quad (2.64)$$

Після гармонійної лінеаризації передатна функція скоригованої інерційної ланки може бути представлена у вигляді:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{k^*}{1+T^*p}$$

Еквівалентні значення k^* та T^* є складними функціями частоти. Після перетворень вираз сигналу помилки системи отримуємо у вигляді:

$$\delta = \frac{(1+T_1p)(1+T^*p)(1+T_3p)+k_{o.c}(1+T_1p)(1+T^*p)}{p(1+T_1p)(1+T^*p)(1+T_3p)+k_{o.c}p(1+T_1p)(1+T^*p)+k} p Q_1, \quad (2.65)$$

$$k_{o.c} = c k_3 k_4; \quad k = k_1 k^* k_3 k_4 k_5.$$

Характеристичне рівняння системи має вигляд:

$$L(p) = A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4 = 0. \quad (2.66)$$

$$\text{Тут} \quad A_0 = T_1 T_3 T^*; \quad A_1 = T_3 T^* + T_1 T_3 + T_1 T^*; \quad A_2 = T_1 + T_3 + T^* + (T_1 + T^*) k_{o.c}; \quad A_3 = 1 + k_{o.c}; \quad A_4 = k.$$

$$A_1 A_2 A_3 - A_0 A_3^2 - A_1^2 A_4 = 0.$$

Що стосується аналізованої системи, умова стійкості набуває вигляду:

$$(T_3 T^* + T_1 T_3 + T_1 T^*)(1 + k_{o.c})[(T_1 + T^* + T_3) + (T_1 + T^*) k_{o.c}] - T_1 T_3 T^* (1 + k_{o.c})^2 - (T_3 T^* + T_1 T_3 + T_1 T^*)^2 k = 0. \quad (2.67)$$

З останнього рівняння може бути визначений критичний коефіцієнт підсилення, тобто значення коефіцієнта підсилення, при якому система знаходиться на межі стійкості

$$k_{кр} = \frac{(1+k_{o.c})\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T^*} + \frac{1}{T_3}\right)[T_3 + (T_1 + T^*)(1+k_{o.c})] - (1+k_{o.c})^2}{T_1 T^* T_3 \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T^*} + \frac{1}{T_3}\right)}. \quad (2.68)$$

Оскільки еквівалентна стала часу T^* є функцією частоти ω , для визначення $k_{кр}$ необхідно додатково використовувати рівняння для частоти коливань системи, наприклад:

$$\omega^2 = \frac{A_3}{A_1} = \frac{1+k_{o.c}}{T_1 T^* + T^* T_3 + T_3 T_1}. \quad (2.69)$$

Для розв'язання рівняння (2.68) доцільно використати метод послідовних наближень. В якості першого наближення, при розрахунку, можна використовувати значення частоти коливань, яке визначається з рівняння (2.69) при нескоректованому значенні постійної часу $T^* = T_2 = 0,05$ с.

Визначаємо перше наближення величини ω_1 та знаходимо по рис. 2.30 перше наближення еквівалентної постійної часу $T^* = f(\omega_1 T_2)$. Тут можна враховувати, що кут запобігання також є функцією частоти. За значенням постійного часу T^* визначаємо друге наближення значення частоти ω_2 , уточнюємо T^* і знову повторюємо всі обчислення до достатнього збігу наступного наближення з попереднім. Оскільки у вираз для ω (2.69) не входить критичний коефіцієнт посилення, при визначенні частоти автоколивань рівняння (2.68) враховувати не треба. Отримане значення T^* підставляємо рівняння (2.68).

В результаті розрахунку отримуємо значення частоти автоколивань і критичний коефіцієнт посилення (під час перехідного процесу): $\omega = 140$ с⁻¹; $k_{кр. дин} = 600$ с⁻¹. Нормований еквівалентний коефіцієнт передачі нелінійної ланки дорівнює $\frac{1}{k_2} k^* \approx 0,1$, а еквівалентна стала часу $T^* \approx 0$ при попередженні $\gamma = 3^\circ$.

Як зазначалося, динамічний критичний коефіцієнт підсилення характеризує коефіцієнт посилення системи у перехідному процесі. За відсутності коливань у системі, критичний коефіцієнт посилення системи буде:

$$k_{\text{кр. ст}} + \frac{k_{\text{кр. дин}}}{\frac{1}{k_2} k^*} = 6000 \text{ с}^{-1}.$$

Найбільш важливим етапом дослідження системи, є визначення основних параметрів перехідного процесу: коефіцієнта згасання, частоти коливань, часу перехідного процесу, перерегулювання тощо. У цій системі, при введенні попередження $\gamma = 3^\circ$ вдалося повністю компенсувати постійну часу T_2 . Відношення $\frac{T^*}{T_2}$ при $\gamma = 3^\circ$ близьке до нуля широкому діапазоні частот. Тому при дослідженні перехідного процесу постійного часу T^* можна знехтувати і досліджувати систему як лінійну третього порядку. Величини згасання ξ та частоти ω визначаються для вибраного коефіцієнта підсилення k за такими формулами:

$$\xi = - \frac{\frac{A_1 A_2}{A_0^2} - \frac{A_3}{A_0}}{2 \left[\frac{A_2}{A_0} + \left(\frac{A_1}{A_0} + 2\xi \right)^2 \right]}; \quad (2.70)$$

$$\omega^2 = \frac{\frac{A_3}{A_0}}{\frac{A_1}{A_0} + 2\xi} - \xi^2. \quad (2.71)$$

Рівняння (2.70) і (2.71) найбільш доцільно вирішувати методом послідовних наближень. Як перше наближення частоти коливань системи візьмемо частоту $\omega = 140 \text{ с}^{-1}$ при $k_{\text{ст}} = k_{\text{кр}} = 6000 \text{ с}^{-1}$, цій частоті відповідає $\gamma = 3^\circ$. Вважаючи, що у правій частині рівняння (2-20) $\xi = 0$ і підставляючи значення коефіцієнтів характеристичного рівняння A_1, A_2, A_3 , обчислені з характеристичного рівняння при $T^* = 0$, знаходимо перше наближення значення коефіцієнта загасання ξ_1 . Потім підставляємо отримане перше наближення коефіцієнта загасання у формулу

ω і визначаємо друге наближення частоти коливань ω_2 . Потім уточнюється значення ω і т. Д. До досягнення необхідної точності збігу наближень. У більшості практичних випадків досить 2-3 наближення. В результаті рішення системи (2.70) та (2.71) отримуємо при $k_{cm} = 3000 \text{ с}^{-1}$; $\xi = -15 \text{ с}^{-1}$; $\omega = 100 \text{ с}^{-1}$.

Якість перехідного процесу вважатимуться задовільним. Тривалість перехідного процесу становить $t_{пр} \approx \frac{3}{|\xi|} = 0,2 \text{ с}$. Якщо потрібно, щоб час згасання перехідного процесу був менше, необхідно зменшити коефіцієнт підсилення системи. Розмір перерегулювання $\sigma = 60\%$. Система є астатичною, так як ми не враховуємо зони нечутливості, то статична помилка дорівнює нулю. Помилка при постійній швидкості зміни вхідного сигналу $pQ_1 = \text{const}$ визначається з виразу (2.65), що приводиться до вигляду:

$$\delta_{ск} = \frac{1+k_{o.c}}{k_{ст}} pQ_1. \quad (2.72)$$

Зокрема, при $Q_1 = 20 \text{ град/с}$; $\delta_{ск} = 1,0 \cdot 10^{-2} \text{ град}$.

Іншим важливим режимом є гармонійний характер зміни вхідного сигналу $Q_1 = Q_0 e^{-j\omega_1 t}$. Щоб визначити величину помилки, необхідно у виразі для δ (2-15) замінити оператор $\ll \rho \gg$ на $j\omega_1$, де ω_1 частота зміни вхідного сигналу.

Розв'язуючи таким чином рівняння (2.65), отримуємо при $\omega_1 = 10 \text{ с}^{-1}$ и $Q_0 = 2^\circ$; $\delta = 0,01^\circ$.

При розгляді методики розрахунку у попередньому прикладі, величина попередження при формуванні нелінійного коригуючого сигналу була взята такої величини, щоб інерційність ланки, що коригується, прагнула до нуля. При цьому отримане значення $\gamma = 3^\circ$ відносно мало, так що ефект від використання нелінійних коригувальних пристроїв реалізується не повною мірою.

Розглянемо тепер інший випадок, коли в розглянутій вище системі (рис. 2.64) нелінійний коригуючий сигнал, буде вводиться зі значним випередженням. Коефіцієнт гармонійної лінеаризації $q'(a)$ при цьому стає позитивним $q'(a) > 0$.

Отже, передатна функція нелінійної гармонійної лінеаризованої ланки повинна записуватися у вигляді ланки зі складовою, що випереджає на 90° вхідний сигнал.

$$\frac{u_2}{u_1} = k^*(1 + T^*p), \quad (2.73)$$

де $k^* = q(a, \omega)$; $T^* = \frac{1}{\omega} \frac{q'}{q}(a, \omega)$. При цьому всі розрахункові формули та методика дослідження системи суттєво змінюються, оскільки змінюється порядок характеристичного рівняння системи. Розглянемо це докладніше. Передатна функція частини схеми, охопленої зворотним зв'язком за швидкістю, має вигляд:

$$\frac{\Omega}{u_2} = \frac{k_3 k_4}{1 + k_{o.c} + T_3 p}.$$

Передатна функція розімкнутої системи має вигляд:

$$\frac{Q_2}{\delta} = \frac{k(1 + T^*p)}{p(1 + T_1 p)(1 + k_{o.c} + T_3 p)}. \quad (2.74)$$

Характеристичне рівняння системи:

$$A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0,$$

де $A_0 = T_1 T_3$; $A_2 = kT^* + 1 + k_{o.c}$;

$$A_1 = T_3 + T_1(1 + k_{o.c}); \quad A_3 = k. \quad (2.75)$$

Умова стійкості в даному випадку набуде вигляду:

$$\begin{aligned} A_1 A_2 - A_0 A_3 &= 0, \\ [T_3 + T_1(1 + k_{o.c})](k_{кр} T^* + 1 + k_{o.c}) - k_{кр} T_1 T_3 &= 0. \end{aligned} \quad (2.76)$$

Визначимо вираз для критичного коефіцієнта підсилення і частоти коливань:

$$k_{кр} = \frac{(1+k_{0.c})[T_3+T_1(1+k_{0.c})]}{T_1T_3-T^*T_3-T^*T_1(1+k_{0.c})}. \quad (2.77)$$

$$\omega^2 = \frac{A_2}{A_0} = \frac{k_{кр}T^*+1+k_{0.c}}{T_1T_3}. \quad (2.78)$$

Використовуючи криві рис. 2.31 для значення $\gamma = 20^\circ$ і вирішуючи останні два рівняння методом послідовних наближень для зазначених вище параметрів системи, отримаємо значення частоти коливань на межі стійкості та $k_{кр\text{ дин}}$: $\omega = 390 \text{ с}^{-1}$; $k_{кр\text{ дин}} = 2400 \text{ с}^{-1}$. Для цієї частоти значення коефіцієнтів гармонійної лінеаризації будуть $q/k_2 = 0,06$; $q'/k_2 = 0,05$. Еквівалентна стала часу $T^* = 0,05$; $T_2 = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$; відповідно $k^* = 0,07 k_2$. Значення статичного коефіцієнта посилення на межі стійкості буде

$$k_{кр.ст} = \frac{k_{кр.дин}}{\frac{k^*}{k_2}} = 34000 \text{ с}^{-1}.$$

Оцінимо якість перехідних процесів системи за формулами:

$$\xi = -\frac{\frac{A_1A_2}{A_0^2} - \frac{A_3}{A_0}}{2\left[\frac{A_2}{A_0} + \left(\frac{A_1}{A_0} + 2\xi\right)^2\right]};$$

$$\omega^2 = \frac{\frac{A_3}{A_0}}{\frac{A_1}{A_0} + 2\xi} - \xi^2. \quad (2.79)$$

Розв'язуючи ці рівняння методом послідовних наближень так само, як це робилося в попередньому випадку для системи четвертого порядку, отримаємо значення $\xi = -11$; $\omega = 200$, $k = 1200$. Тривалість перехідного процесу дорівнюватиме $t_{пр} = 0,27 \text{ с}$. Величина перерегулювання $\sigma = 85 \%$. При $k_{вип} =$

600 с^{-1} величина $\sigma = 70 \%$. Помилка при постійній швидкості зміни вхідної величини $Q_1 = 20 \text{ град/с}$.

$$\delta_{\text{ск}} \approx \frac{1 + k_{0.с}}{k_{\text{ст}}} p Q_1 = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ град.}$$

Помилка при гармонійному характері зміни вхідного сигналу з амплітудою $Q = 2^\circ$ і частотою $\omega_1 = 10 \text{ с}^{-1}$.

$$\delta_{\sim} \approx 0,001 \text{ град.}$$

Порівнюючи отримані результати при різних значеннях попередження γ , можна зробити висновок про те, що в тих випадках, коли при введенні нелінійного коригуючого сигналу на виході ланки, з'являється форсуюча складова ($q' > 0$), ефективність нелінійної корекції виявляється дуже істотною. Помилка системи, що встановилася, при цьому може бути зведена до вкрай малої величини. Для порівняльної ефективності різних засобів лінійної та нелінійної корекції у табл. 2.5 наведено основні розрахункові данні.

Таблиця 2.5 – Ефективність різних лінійної та нелінійної корекції

Тип системи	Границя стійкості		Перехідний процес		Швидкісна помилка, град.	Синусна помилка, град.
	$k_{\text{кр}}$	$\omega'_{\text{кр}}, \text{с}$	$\omega, \text{с}^{-1}$	$\xi, \text{с}^{-1}$		
Нелінійна система з коригуючим сигналом типу $[-1_{\gamma}^{\psi}]$	$k_{\text{ст}} = 600$ $k_{\text{дин}} = 600$	140	100	-15	0.01	0,01
$\gamma = 3^\circ$	$k_{\text{дин}} = 250$					
Нелінійна система з коригуючим сигналом типу $[0_{-\gamma}^{\psi}]$	$k_{\text{ст}} = 860$	103	50	-5,5	0,1	0,12

Тип системи	Границя стійкості		Перехідний процес		Швидкісні помилки, град.	Синусна помилка, град.
	$k_{кр}$	$\omega'_{кр}, c$	ω, c^{-1}	ξ, c^{-1}		
Лінійна система зі зворотним зв'язком по швидкості $k_{o.c} = 13$	900				0,62	0,41
Система з введенням похідної	100	35,4	27	-5	0,4	0,68
Система зі зворотним зв'язком по прискоренню	168	45,5	27	-4,2	0,235	0,42

З табл. 2.5 видно, що запровадження нелінійних динамічних коригувальних пристроїв є найефективнішим засобом поліпшення якості системи серед розглянутих випадків. При однаковій тривалості перехідного процесу помилки нелінійної системи приблизно набагато менше, ніж у лінійних систем. Нелінійна система виявляється більш швидкодією, ніж лінійна. Якщо ж порівнювати різні способи нелінійної корекції, то перевагу слід віддати тому способу, який забезпечує більше значення випереджальної складової сигналу, тобто схемою, що реалізує сигнал типу $\left[-1_{-\gamma}^{\psi}\right]$ (ми тут не розглядаємо ту обставину, що такого типу сигнал складніше, ніж сигнал $\left[0_{-\gamma}^{\psi}\right]$).

Слід також зазначити, що з практичної реалізації розглянутої схеми нелінійної корекції необхідно враховувати негативний вплив різних чинників, якими ми знехтували під час розрахунку: зон нечутливостей, зазорів у передачах тощо.

2.7 Висновки по розділу 2

Розроблено математичну модель для синтезу нелінійних електроприводів. Апробація моделі здійснена на підставі чисельного експерименту. Отриманні

великі для електропривода максимальні перерегулювання виникли тому, що не ставилася задача синтеза, яка буде розв'язана у наступних розділах.

В результаті проведеного дослідження виконано порівняльний аналіз лінійних та нелінійних систем автоматичного керування з різними варіантами коригувальних пристроїв. Отримані результати дозволяють зробити висновок про високу ефективність застосування спільної лінійної та нелінійної корекції в електромеханічних системах керування для підвищення точності та покращення динамічних характеристик.

Встановлено, що застосування лише нелінійного коригуючого сигналу, що реалізує закон перемикавання виду $\begin{bmatrix} 0 \\ \psi_1 \end{bmatrix}$, не забезпечує істотних переваг у порівнянні з традиційною лінійною корекцією за швидкістю. Однак спільне використання лінійної та нелінійної корекції дозволяє значно підвищити точність системи. Для даного типу коригувального пристрою досягнуто зменшення синусної та швидкісної помилок приблизно вдвічі порівняно з лінійною системою при збереженні необхідної якості перехідних процесів. Дослідження впливу коефіцієнта зворотного зв'язку за швидкістю показало, що найбільш істотне зниження помилок спостерігається при збільшенні коефіцієнта $k_{o.c}$ до значення 3. Подальше підвищення коефіцієнта зворотного зв'язку практично не впливає на точність системи, що дозволяє вважати значення ($k_{o.c} = 3$) раціональним з точки зору співвідношення між точністю та параметрами.

Найбільш значний ефект отримано при використанні спільної лінійної та нелінійної корекції з коригуючим пристроєм, що реалізує закон перемикавання $\begin{bmatrix} -1 \\ \psi_1 \end{bmatrix}$. Проведений аналіз показав, що ця структура дозволяє забезпечити суттєве підвищення точності без погіршення якості перехідних процесів. У порівнянні з лінійною системою, синусна помилка зменшується приблизно на два порядки, а швидкісна помилка – на три порядки. При оптимальному значенні коефіцієнта зворотний зв'язок за швидкістю $k_{o.c} = 1,5$ нелінійна система характеризується високими значеннями статичного і динамічного коефіцієнтів підсилення, і навіть значно меншими значеннями помилок регулювання.

Проведені дослідження підтвердили суттєвий вплив структури нелінійного коригувального пристрою та параметрів лінійного зворотного зв'язку на показники якості системи керування. Отримані результати свідчать, що використання нелінійних коригувальних пристроїв дозволяє значно розширити можливості традиційних методів синтезу систем автоматичного керування та забезпечити досягнення високої точності регулювання при збереженні необхідних динамічних характеристик.

Таким чином, поставленої мети дослідження досягнуто. Доведено можливість ефективного застосування електромеханічних систем керування з нелінійними коригуючими пристроями, а також встановлено, що найкращі показники точності, швидкодії та якості перехідних процесів забезпечує система із спільною лінійною та нелінійною корекцією, що реалізує закон перемикавання $\begin{bmatrix} -1 \\ \psi_1 \end{bmatrix}^{\psi_2}$. Отримані результати можуть бути використані при проектуванні високоточних електроприводів та інших автоматичних систем керування, що працюють в умовах підвищених вимог до якості регулювання та стійкості.

РОЗДІЛ 3

КОРЕКЦІЯ ДИНАМІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ВИКОНАВЧИХ ДВИГУНІВ НЕЛІНІЙНИМИ ЗАСОБАМИ

Виходячи з важливості врахування нелінійностей при проектуванні сучасних систем керування, метою розділу є дослідження компенсації нелінійностей електропривода за рахунок введення коригувальних сигналів в коло помилки системи. Розрахунки робляться у порівнянні ефектів такої компенсації з використанням тормозної і прослизаючої муфт.

Оскільки вище доведено ефективність використання перемикаючих сигналів, а також враховуючи, що найбільш ефективно при компенсації нелінійностей двигуна є муфта, ставляться наступні завдання:

1. Проаналізувати математичні моделі корекції інерційності двигуна муфтами.
2. Довести ефективність використання корекції перемикаючими сигналами.

3.1 Застосування гальмівної муфти для компенсації інерційності двигунів

Компенсація інерційності двигунів введенням коригуючих сигналів на гальмівну муфту. Розглянутий спосіб введення нелінійних динамічних коригувальних сигналів доцільно застосовувати в системах з малопотужним виконавчим двигуном. Гальмівна муфта встановлюється безпосередньо на валу виконавчого двигуна. На обмотку керування гальмівної муфти подається напруга з логічної схеми, що аналізує знаки напруги керування двигуна та швидкості його обертання. На інтервалах часу, коли сигнали не збігаються, двигун загальмовується. Коли знаки сигналів збігаються, навантаження на двигун зменшується і його рух передається об'єкту керування.

Як буде показано нижче, наявність муфти дозволяє значно зменшити вплив електромеханічного постійного часу двигуна на поведінку системи. Фізично це

зумовлено тим, що коли напруга на двигуні змінює знак, муфта загальмовує двигун і запобігає перерегулюванню в системі. З конструктивних міркувань, для компенсації інерційності великих двигунів складно використовувати гальмівні муфти. Однак подібний результат може бути отриманий при використанні електронних схем, що замикають обмотку керування двигуна на тих інтервалах часу, на яких потрібне різке гальмування двигуна. При цьому виникає ефект динамічного гальмування двигуна і, зрештою, це призводить до зниження «еквівалентної» постійного часу. Характер коливальних процесів (КП) у системі даного випадку представлений на рис. 3.1.

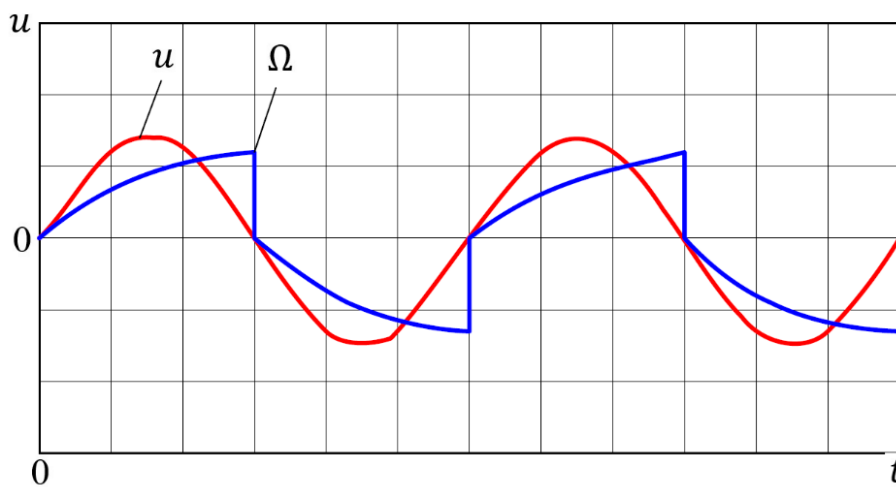


Рис. 3.1 – Характер коливальних процесів у системі з гальмівною муфтою

Розкладаючи функцію, що описує криву рис. 3.1 в ряд Фур'є, визначимо коефіцієнти гармонійної лінеаризації. Зокрема для даного типу коригувального сигналу вираз коефіцієнта гармонійної лінеаризації $q(\alpha)$ має вигляд:

$$q(\alpha) = \frac{2k}{\pi(1+\omega^2 T^2)} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\omega^2 T^3}{1+\omega^2 T^2} (1 + e^{-\pi/\omega T}) \right]. \quad (3.1)$$

Так само визначимо вираз для коефіцієнта $q''(\alpha)$:

$$q'(\alpha) = \frac{2k\omega T}{\pi(1+\omega^2 T^2)} \left[-\frac{\pi}{2} + \frac{\omega T}{1+\omega^2 T^2} (1 + e^{-\pi/\omega T}) \right]. \quad (3.1)$$

Графіки залежностей коефіцієнтів гармонійної лінеаризації (a, ω) та $q'(a, \omega)$, а також k^*, T^* представлені на рис. 3.2 - 3.4.

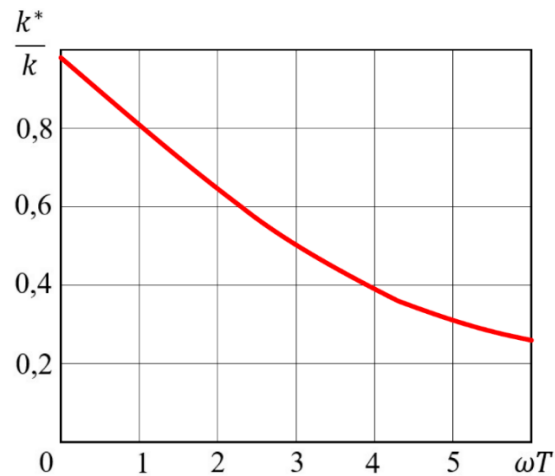


Рис. 3.2 – Графік залежності коефіцієнту гармонійної лінеаризації k^*/k від T

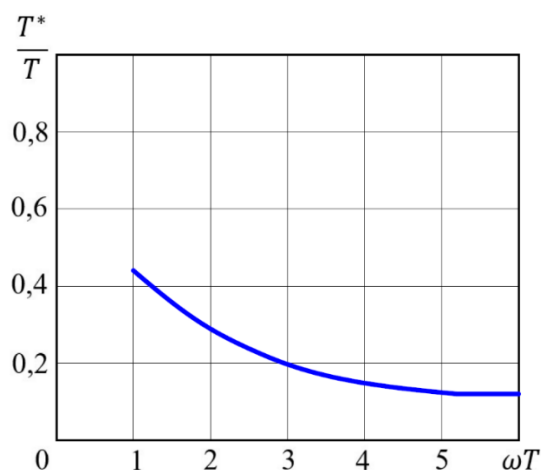


Рис. 3.3 – Графік залежності коефіцієнту гармонійної лінеаризації T^*/T від T

Очевидно, що в даному окремому випадку, коефіцієнти гармонійної лінеаризації не залежать від амплітуди коливань системи. Однак, якщо врахувати величину напруги спрацьовування муфти та можливу інерційність пристроїв керування муфтою, така залежність з'явиться.

Розглянемо на конкретних прикладах особливості розрахунку системи керування двигуном, на валу якого є керована гальмівна муфта або використовується ефект динамічного гальмування двигуна.

1-й випадок. Розглянемо спочатку лінійну систему, структурна схема якої представлена на рис. 3.5. Сигнал, пропорційний розбіжності, надходить з

перетворювача k_1 на підсилювачі. Постійна часу підсилювача з коефіцієнтом посилення k_2 дорівнює нулю. Підсилювач з коефіцієнтом посилення k_3 має постійну часу T_1 .

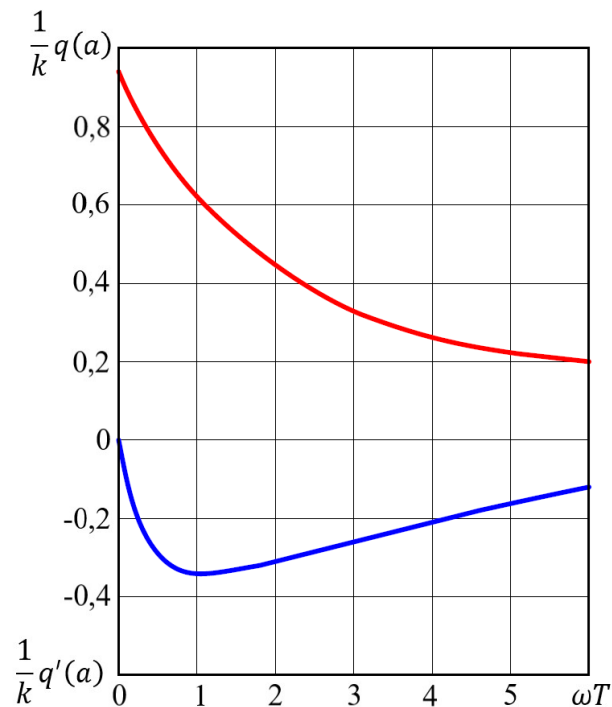


Рис. 3.4 – Графік залежності коефіцієнту гармонійної лінеаризації (a, ω) та $q'(a, \omega)$

З виходу підсилювача напруга надходить на виконавчий двигун, який через редуктор з'єднаний з приймачем електропривода. Для підвищення параметрів системи, двигун та підсилювач охоплені зворотним зв'язком за швидкістю.

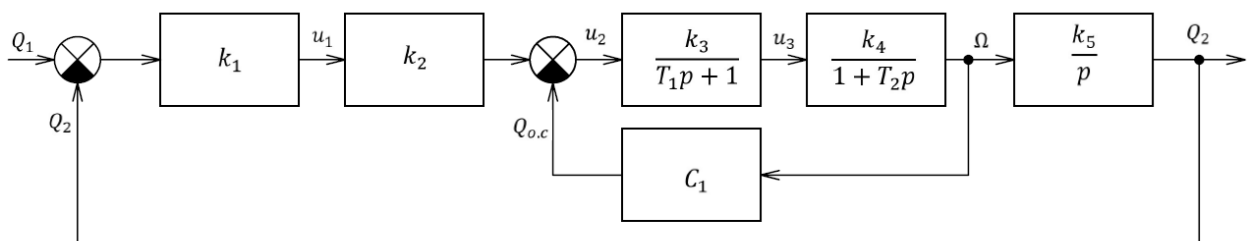


Рис. 3.5 – Система з гальмівною муфтою

Перехідні процеси у системі рис. 3.5 описуються системою рівнянь:

$$\delta = Q_1 - Q_2; \Omega = \frac{k_4}{1+T_2p} u_3; Q_2 = k_5 \frac{1}{p} \Omega; u_1 = k_1 \delta; u_{o.c} = c_1 \Omega; u_3 = \frac{k_3}{1+T_1p} (u_2 - u_{o.c}); u_2 = k_1 k_2 \delta. \quad (3.3)$$

Передатна функція частини схеми, охопленої зворотним зв'язком за швидкістю, має вигляд:

$$\frac{\Omega}{u_2} = \frac{k_3 k_4}{p[(1+T_1p)(1+T_2p)] + k_3 k_4 c_1} \quad (3.4)$$

Передатна функція розімкнутої системи буде:

$$W(p) = \frac{k}{p[(1+T_1p)(1+T_2p)] + k_3 k_4 c_1};$$

$$k = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5. \quad (3.5)$$

Вираз для помилки системи:

$$\delta = \frac{1}{1+W(p)} Q_1. \quad (3.6)$$

Після нескладних перетворень, вираз для помилки системи отримаємо у наступному вигляді:

$$\delta = \frac{p(1+T_1p)(1+Tp) + k_3 k_4 c_1 p}{p(1+T_1p)(1+Tp) + k_3 k_4 c_1 p + k} Q_1. \quad (3.7)$$

Отже, характеристичне рівняння системи буде:

$$A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0. \quad (3.8)$$

де $A_0 = T_1 T_2$; $A_2 = 1 + k_3 k_4 c_1$; $A_1 = T_1 + T_2$; $A_3 = k$.

Відповідно до критерію Гурвіца, система рис. 3.5 знаходиться на межі стійкості, якщо коефіцієнти характеристичного рівняння (3.8) пов'язані між собою співвідношенням $A_1 A_2 - A_0 A_3 = 0$. Зокрема, система перебуватиме на межі стійкості, якщо

$$\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T}\right) (1 + k_3 k_4 c_1) - k = 0. \quad (3.9)$$

З рівняння (3.9) можна визначити вираз для критичного коефіцієнта посилення системи $k_{кр}$:

$$k_{кр} = \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T}\right) (1 + k_3 k_4 c_1). \quad (3.10)$$

Подальші розрахунки перевіряємо для чисельних значень параметрів системи: $T_1 = 0,1 \text{ с}^{-1}$; $k_1 = 1 \text{ в/град}$; $k_4 = 200 \text{ град}/(\text{с}^{-1} \cdot \text{в})$; $T = 0,1 \text{ с}^{-1}$; $k_3 = 1$; $k_5 = 4 \cdot 10^{-3}$; $c_1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ в} \cdot \text{с}^{-1}/\text{град}$. Визначимо з рівняння (3.10) значення максимально допустиме значення коефіцієнта посилення системи $k_{\max} = 40 \text{ с}^{-1}$. Отриманий результат свідчить у тому, що система рис. 3.5 має порівняно низьку якість.

2-й випадок. Визначимо параметри системи рис. 3.5 після введення динамічних коригувальних сигналів, розглянутим вище способом зменшення інерційності виконавчого двигуна. На обмотку керування гальмівної муфти подаватимемо напругу зі схеми, що аналізує сигнали напруги керування двигуна та його швидкості. Передавальна функція двигуна в даному випадку подається у вигляді передавальної функції еквівалентної інерційної ланки:

$$\frac{\Omega}{a} = \frac{k^*}{1 + T^* p}. \quad (3.11)$$

(тут $q'(a) < 0$). Використовуючи рівняння двигуна (3.11) разом із рівняннями інших ланок системи, характеристичне рівняння гармонійно лінеаризованої системи отримаємо у вигляді:

$$A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0. \quad (3.12)$$

де $A_0 = T_1 T^*$; $A_2 = 1 + k_3 k^* c_1$; $A_1 = T_1 + T^*$; $A_3 = k_1 k_2 k_3 k^* k_5$.

Умови стійкості за критерієм Гурвіца в даному випадку матимуть вигляд:

$$(T_1 + T^*)(1 + k_3 k^* c_1) - T_1 T^* k_1 k_2 k_3 k^* k_5 = 0. \quad (3.13)$$

Критичний коефіцієнт посилення можна визначити із рівняння (3.13)

$$k_1 k_2 k_3 k^* k_5 = \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T^*} \right) (1 + k_3 k^* c_1). \quad (3.14)$$

Оскільки k^* і T^* є функціями частоти ω , визначення чисельних значень параметрів системи додатково необхідно використовувати рівняння для частоти коливань системи:

$$\omega^2 = \frac{A_3}{A_1} = \frac{k_1 k_2 k_3 k^* k_5}{T_1 + T^*}. \quad (3.15)$$

Розв'язання системи рівнянь (3.14) та (3.15) зробимо методом послідовних наближень. В якості першого наближення можна взяти значення частоти коливань, яке виходить з рівняння (3.15), якщо розглядати вихідне некориговане значення постійного часу двигуна $T_2 = 0,1 \text{ с}^{-1}$.

Якість перехідних процесів у системі можна оцінити, використовуючи формули для коефіцієнта згасання ξ та частоти коливань ω :

$$\xi = - \frac{(T_1 + T^*)(1 + k_3 k^* c_1) - k_1 k_2 k_3 k^* k_5 T_1 T^*}{2[(1 + k_3 k^* c_1)T_1 T^* + (T_1 + T^* + 2T_1 T^* \xi)^2]}, \quad (3.16)$$

$$\omega^2 = \frac{k_1 k_2 k_3 k^* k_5}{T_1 + T^* + 2\xi} - \xi^2. \quad (3.17)$$

Для побудови з рівнянь (3.16) та (3.17) визначимо значення коефіцієнта посилення системи $k_L = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5$, отримаємо:

$$k_L = \frac{k_4}{k^*} T_1 T^* \left\{ 2\xi \left[\frac{1 + k_3 k^* c_1}{T_1 T^*} + \left(\frac{T_1 + T^*}{T_1 T^*} + 2\xi \right)^2 + \frac{(T_1 + T^*)(1 + k_3 k^* c_1)}{(T_1 T^*)^2} \right] \right\}, \quad (3.18)$$

$$k_L = \frac{k_4}{k^*} (\omega^2 + \xi^2) (T_1 + T^* + 2\xi T_1 T^*). \quad (3.19)$$

Аналізуємо різні значення частоти ω , для цих значень за графіками рис. 3.4 визначаємо значення k^* і T^* , підставляємо значення k^*, T^* в праву частину рівнянь (3.18), (3.19) і за кожним рівнянням на одному графіку будуємо залежність $k_L(\omega)$. Точки перетину кривих відповідають спільному розв'язанню рівнянь (3.18), (3.19). Вказану побудову проводимо для різних фіксованих значень ξ .

На рис. 3.6 представлені отримані залежності коефіцієнта затухання ξ і частоти коливань ω від коефіцієнта посилення k , побудовані за результатами розрахунків для зазначених вище чисельних значень параметрів системи. При більших значеннях коефіцієнта посилення значення коефіцієнта згасання ξ позитивне, тобто система нестійка. При малих значеннях k значення ξ стає негативним, тобто система стає стійкою.

Як і слід очікувати, зі збільшенням коефіцієнта підсилення, частота коливань підвищується. Наочною є діаграма нелінійних перехідних процесів, наведена на рис. 3.7. Крива $\xi = 0$ є лінією розділу. Оскільки коефіцієнти гармонійної лінеаризації не залежать від амплітуди коливань, лінії $\xi = \text{const}$ і $\omega = \text{const}$ є вертикальними прямими.

Аналізуючи діаграму рис. 3.7, можна дійти висновку у тому, що критичний коефіцієнт підсилення системи рис. 3.7 при введенні нелінійних динамічних коригувальних сигналів може бути збільшений приблизно в 3 рази у порівнянні з

коефіцієнтом підсилення розглянутої вище лінійної системи. Це збільшення є досить суттєвим. Якість перехідного процесу, як впливає з діаграми, може бути прийнятною. Наприклад, при $k = 20 \text{ c}^{-1}$, тривалість перехідного процесу дорівнюватиме $t = 1 \text{ c}^{-1}$, а перерегулювання становить близько $\sigma = 30\%$.

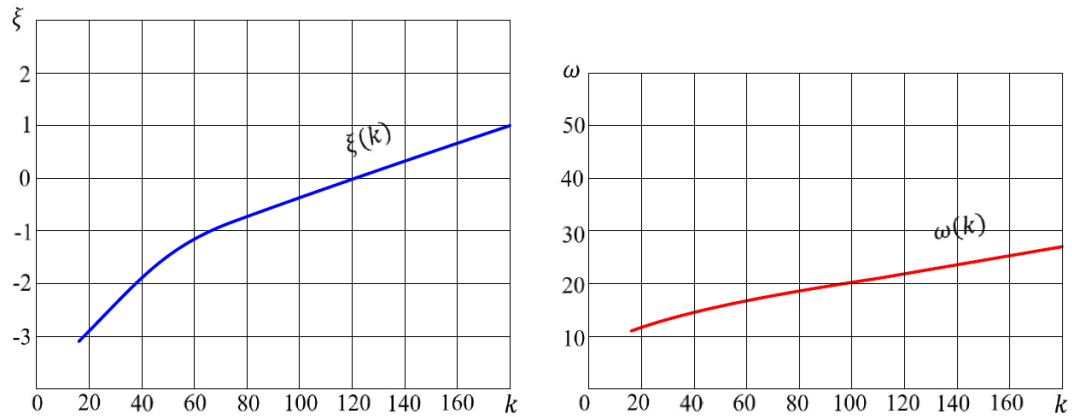


Рис. 3.6 – Залежності коефіцієнта затування ξ і частоти коливань ω від коефіцієнта посилення k

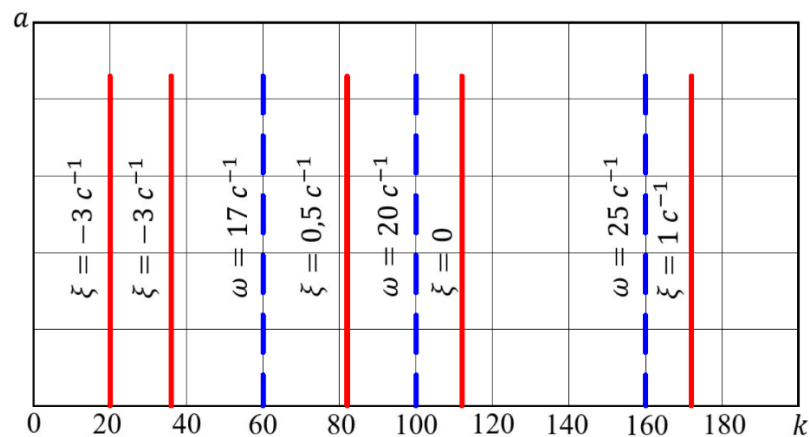


Рис. 3.7 – Критичний коефіцієнт посилення системи

3.2 Компенсація інерційності двигунів прослизуючими муфтами

Оскільки розглянутий вище спосіб компенсації інерційності за допомогою гальмівних муфт, може використовуватися тільки в малопотужних системах, так як режим роботи з різкими гальмуваннями, для потужних двигунів недоцільний, розглянемо спосіб формування нелінійних динамічних сигналів з використанням ковзних муфт. На відміну від розглянутого вище способу, в даному випадку немає

важких для двигуна режимів роботи. Сутність способу полягає в наступному. При синусоїдальній керуючій напрузі на двигуні його швидкість відстає від керуючої напруги на кут ψ (рис. 3.8) $\psi = \arctg \omega T$. Для компенсації інерційності двигуна необхідно в інтервали часу, що відповідають куту ψ , подати один з розглянутих вище типів коригуючого сигналу.

Формування сигналу може бути здійснено за допомогою ковзної муфти. У [131] розглянуто випадок, коли на осі виконавчого двигуна встановлюється ковзна муфта, керування якої відбувається напругою керування двигуна (або напругою з одного з проміжних каскадів підсилювача). Поки напруга на муфті не досягне порога її спрацювання, двигун від'єднаний від приймача електропривода, і обертання двигуна не викликає перерегулювання в системі. Однак розглянутий у [131, 132] спосіб має недолік, який полягає у появі в системі статичної помилки, обумовленої наявністю порога спрацьовування у муфти. Тому нижче розглянуто новий спосіб, позбавлений зазначеного недоліку.

В даному способі керування ковзною муфтою, встановленою на валу виконавчого двигуна, проводиться логічною схемою, що аналізує знаки сигналу, пропорційного швидкості обертання двигуна, і напруги керування двигуна (рис. 3.9). На тих інтервалах часу, де ці сигнали мають різні знаки, муфта відключає об'єкт керування від двигуна. Це призводить до того, що при зміні напрямку керуючого сигналу, двигун не викликає перерегулювання в системі. Характер зміни швидкості електропривода (після муфти) показаний на рис. 3.9, а моделювання системи з ковзною муфтою в програмі Matlab показано на рис. А.2. Коли напруга керування вже змінила знак, а двигун обертається в попередній бік, його рух об'єкту керування не передається [134 - 138].

Для проведення подальшого аналізу визначимо формули гармонійної лінеаризації $q(a)$ і $q'(a)$ для кривої швидкості двигуна рис. 3.8. В даному випадку вирази для коефіцієнтів гармонійної лінеаризації мають вигляд:

$$q(a) = \frac{k}{\pi} \cos \psi [\cos \psi (\pi - \psi) + \sin \psi]; \quad (3.20)$$

$$q'(a) = \frac{k}{2\pi} \sin 2\psi(\psi - \pi) \quad (3.21)$$

Тут $\psi = \arctg \omega T$. Вирази для еквівалентних значень коефіцієнта посилення k^* та постійного часу T^* будуть:

$$k^* = \frac{k}{\pi} \cos \psi \left[\cos \psi (\pi - \psi) + \sin \psi + \sin^2 \psi \frac{(\psi - \pi)^2}{\cos \psi (\pi - \psi) + \sin \psi} \right] \quad (3.22)$$

$$T^* = \frac{\pi - \psi}{\pi - \psi + \omega T} T; \quad \psi = \arctg \omega T. \quad (3.23)$$

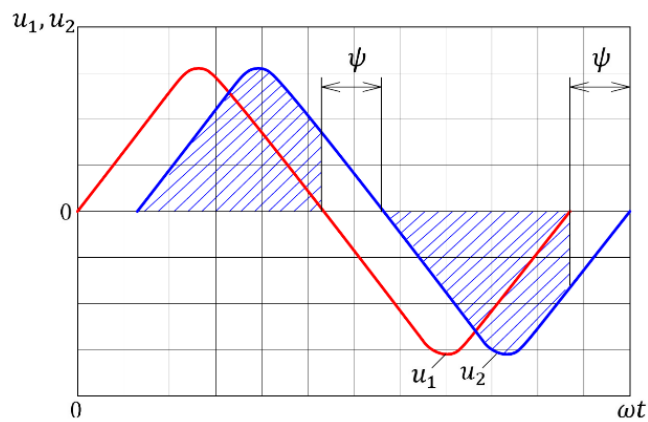


Рис. 3.8 - Компенсації інерційності двигуна

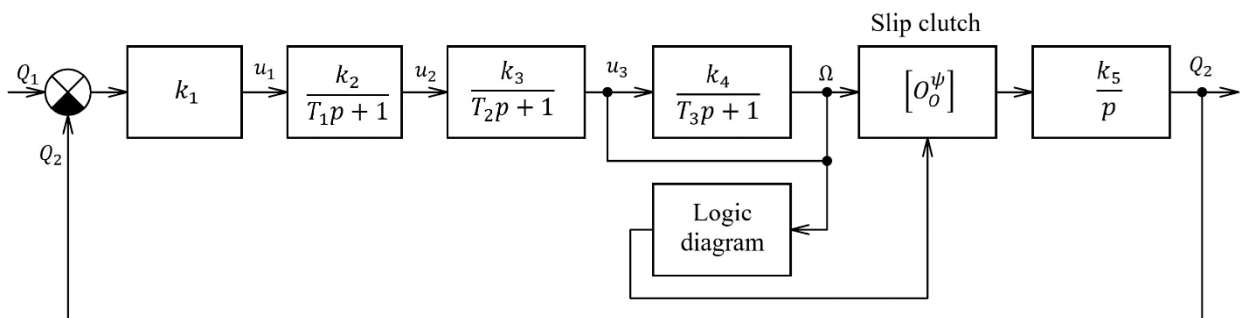


Рис. 3.9 Система з ковзною муфтою

На рис. А.3 додатку А побудовані залежності коефіцієнтів гармонійної лінеаризації (a) , $q'(a)$, еквівалентних значень коефіцієнта посилення k^* і постійного часу T^* від частоти коливань.

З рис. А.3 видно, що, наприклад, значення $\omega = 2/T$, постійна часу двигуна, в порівнянні з вихідною зменшується в 2 рази. Для більших значень частоти, зменшення постійного часу двигуна, ще більш значне. При зменшенні частоти коливань системи $\omega \rightarrow 0$ еквівалентна постійна часу двигуна T^* і еквівалентний коефіцієнт посилення k^* прагнуть вихідних даних.

Формули (3.22), (3.23) та графіки рис. А.3 є досить загальними і можуть бути використані не тільки для наведених нижче розрахунків, але і при аналізі системи з будь-якою структурною схемою та майже будь-якими параметрами.

Якщо для корекції використовуються попереджувальні сигнали, сигнал на схему аналізу знаків подається з однієї із проміжних каскадів підсилювача. При цьому напруга на муфті випереджає на кут напруги керування двигуна. Для регулювання величини попередження у схему включається допоміжний підсилювач ПЗ з постійною T_b . Змінюючи співвідношення цієї постійної та постійної часу підсилювача П2 (рис. 3.10) можна змінювати γ . Графіки швидкості двигуна при керуванні муфтою попереджувальним сигналом представлені на рис. 3.11. Формули гармонійної лінеаризації для випадку, зображеного на рис. 3.11, мають вигляд:

$$q(\alpha) = \frac{k}{\pi} \cos \psi [\cos \psi (\pi - \psi - \gamma) + \sin \gamma \cos \gamma + \sin \psi \cos^2 \gamma]$$

$$q'(\alpha) = \frac{k}{\pi} \cos \psi [\sin \psi (\psi + \gamma - \pi) + \sin \gamma \sin(\psi + \gamma)]. \quad (3.24)$$

Тут γ - кут попередження, $\psi = \arctg \omega T$. Вирази для еквівалентних значень k^* і T^* мають вигляд:

$$k^* = \frac{k}{\pi} \cos \psi \left[\cos \psi (\pi - \psi - \gamma) + \sin \gamma \cos \gamma + \sin \psi \cos^2 \gamma + \frac{\sin \psi (\psi + \gamma - \pi) + \sin \gamma \sin(\psi + \gamma)}{\cos \psi (\pi - \psi - \gamma) + \sin \gamma \cos \gamma + \sin \psi \cos^2 \gamma} \right],$$

$$T^* = \frac{\pi - \psi - \gamma + \sin \gamma \cos \gamma + \omega T \cos^2 \gamma}{\psi - \gamma - \pi + \sin \gamma \cos \gamma + \frac{1}{\omega T} \sin^2 \gamma}. \quad (3.25)$$

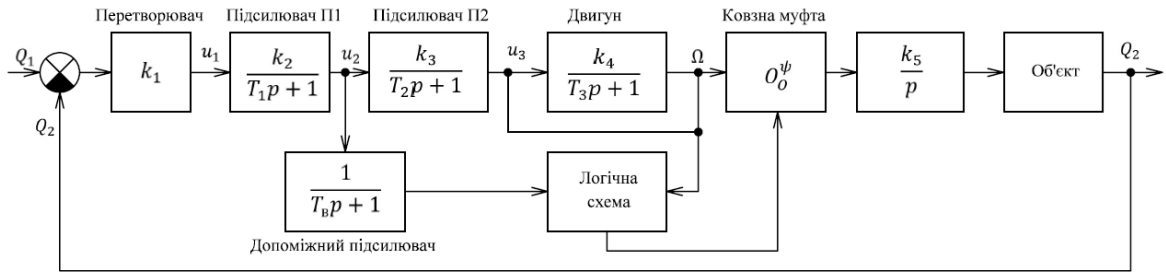


Рис. 3.10 – Система з ковзною муфтою і допоміжним підсилювачем

На рис. Б.2 додатку Б побудовано залежність коефіцієнтів $q(a)$, $q'(a)$ постійної часу T^* і коефіцієнта посилення k^* від величини ωT , що визначає частоту коливань системи.

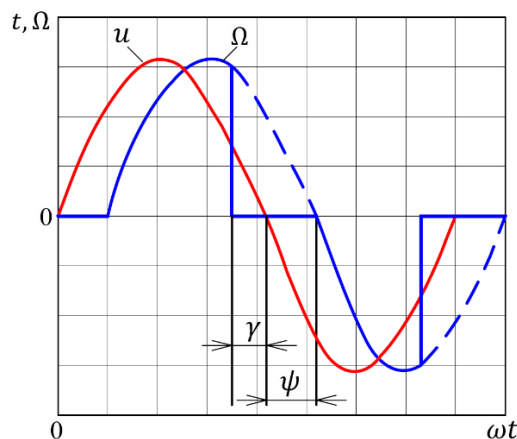


Рис. 3.11 – Графіки швидкості двигуна при керуванні муфтою попереджувальним сигналом

Графіки можна використовувати для аналізу автоматичних систем. Для ілюстрації методики розрахунку систем розглянемо електропривод (рис. 3.12), в якій корекція інерційності двигуна здійснювалася за допомогою ковзної муфти. Призначення елементів системи наведено на рис. 3.12. Оскільки аналогічні структурою системи вже розглядалися вище, зупинятися на описі цієї системи не будемо. Передатна функція системи рис. 3.12 у розімкнутому стані буде:

$$\delta = Q_1 - Q_2;$$

$$u_3 = \frac{k_3}{1 + T_2 p} u_2;$$

$$Q_2 = \frac{k_c}{p} \Omega;$$

$$u_1 = k_1 \delta;$$

$$\Omega = \frac{k_4^*}{1 + T_3^* p} u_3;$$

$$k^* = q(a) + \frac{q'(a)^2}{q(a)};$$

$$u_2 = \frac{k_2}{1 + T_1 p} u_1;$$

$$T^* = -\frac{1}{\omega} \frac{q'(a)}{q(a)}$$

$$W(p) = \frac{k'_l k^*}{p(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)(1 + T_3^* p)};$$

$$k_0 = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5$$

$$k_{\text{л}} = k_1 k_2 k_3 k_5$$

$$k = k_1 k_2 k_3 k_4^* k_5.$$

Характеристичні рівняння системи $W(p) + 1 = 0$ мають четвертий порядок. Для оцінки параметрів системи, визначення межі стійкості та характеристик

перехідного процесу в характеристичному рівнянні системи зробимо заміну $p = \xi + j\omega$. При цьому отримаємо

$$A_0(\xi + j\omega)^4 + A_1(\xi + j\omega)^3 + A_2(\xi + j\omega)^2 + A_3(\xi + j\omega) + A_4 = 0. \quad (3.26)$$

де $A_0 = T_1 T_2 T_3^*$; $A_2 = T_1 + T_2 + T_3^*$; $A_4 = k'_L k_4^*$; $A_1 = T_1 T_2 + T_1 T_3^* + T_2 T_3^*$; $A_3 = 1$.

Для спрощення розрахунків скористаємося тим, що методом гармонійної лінеаризації можуть досліджуватися лише досить коливальні процеси. Як зазначалося вище, наприклад, при $\left|\frac{\xi}{\omega}\right| = \frac{1}{4}$ коливання згасають майже за період. Тож у характеристичному рівнянні (3.26) можна зробити значні спрощення. Зокрема, із достатньою для практики точністю можна покласти

$$\begin{aligned} (\xi + j\omega)^4 &= \omega^4 - j4\omega^3\xi, \\ (\xi + j\omega)^3 &= -3\xi\omega^2 - j\omega^3, \\ (\xi + j\omega)^2 &= -\omega^2 + j2\xi\omega. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Зробивши цю підстановку в рівняння і поділяючи речові та уявні члени, отримаємо систему двох рівнянь

$$\begin{aligned} X(\xi, \omega) &= A_0\omega^4 - 3A_1\xi\omega^2 - A_2\omega^2 + A_3\xi + A_4 = 0, \\ Y(\xi, \omega) &= -4A_0\omega^2\xi - A_1\omega^2 + 2A_2\xi + A_3 = 0. \end{aligned} \quad (3.28)$$

У цих рівняннях параметри виконавчого двигуна k^* і T^* визначаються графіками рис. Б.2.

Зробимо розв'язання рівнянь для чисельних значень параметрів системи: $T_1 = 0,01 \text{ с}^{-1}$; $T_2 = 0,1 \text{ с}^{-1}$, $T_3 = 0,3 \text{ с}^{-1}$.

Найбільш зручно спільне розв'язання рівнянь проводити наступним чином. Визначимо з першого рівняння (3.28) будь-який параметр. В даному випадку як такий параметр зручно взяти, наприклад, k_0 . Отримаємо

$$k_0 = \frac{k_4}{k_4^*} [-T_1 T_2 T_3^* \omega^4 + 3(T_1 T_2 + T_1 T_3^* + T_2 T_3^*) \xi \omega^2 + (T_1 + T_2 + T_3^*) \omega^2 - \xi] \quad (3.29)$$

з другого рівняння (3.28) визначаємо ξ

$$\xi = \frac{(T_1 T_2 + T_1 T_3^* + T_2 T_3^*) \omega^2 - 1}{4 T_1 T_2 T_3^* \omega^2 + 2(T_1 + T_2 + T_3^*)} \quad (3.30)$$

за рівнянням (3.30) будемо залежність $\xi = f(\omega)$ (рис. 3.15).

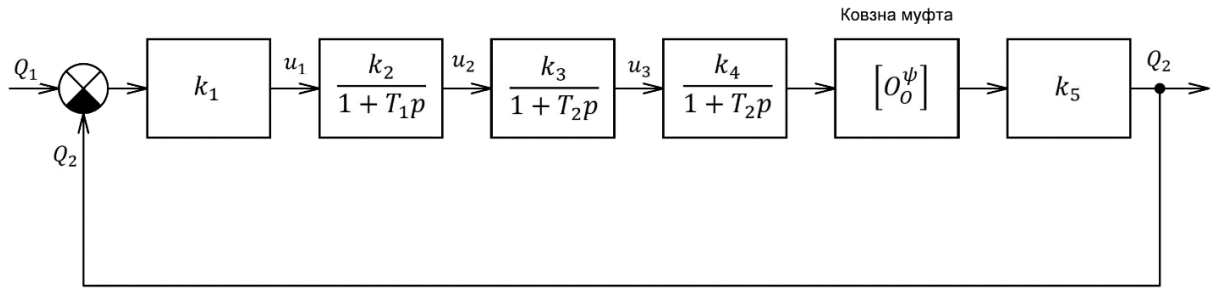


Рис. 3.12 – Електропривод, в якому корекція інерційності двигуна здійснювалася за допомогою ковзної муфти

Потім дивимося значення частоти ω по графікам рис. Б.2 визначаємо відповідні значення T^* , k^* , з графіка рис. В.3 додатку В для даного значення частоти визначаємо значення ξ , підставляємо всі ці значення в рівняння для k_0 (3.29) і визначаємо величину k_0 . Всі ці обчислення робимо для постійного значення кута запобігання γ . Отримані результати дають можливість побудувати графіки залежності коефіцієнта загасання ξ_k і частоти коливань від величини цікавлячого нас параметра. Такі залежності для кута запобігання $\gamma = 30^\circ$ побудовані на рис. В.4 та В.5. Діаграма якості нелінійних перехідних процесів представлена на рис. 3.13. Оскільки параметри перехідного процесу ξ і ω не залежать від амплітуди коливань, лінії $\xi_i = \text{const}$ і $\omega_i = \text{const}$ є вертикальними прямими. Визначимо деякі параметри перехідного процесу для значення коефіцієнта посилення системи $k_g =$

100 с^{-1} . У цьому тривалість перехідного процесу буде $t_{\text{пер}} = 3 \text{ с}^{-1}$. Розмір перерегулювання становить: $\sigma = 75\%$.

Визначимо величину помилок системи за різних зовнішніх впливів. Для цього оцінимо значення статистичного коефіцієнта підсилення системи, що визначає величину помилок, що встановилися. Значення $k_g = 100 \text{ с}^{-1}$ відповідає частота власних коливань системи $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$. При цьому коефіцієнт посилення двигуна зменшується в 6,3 рази порівняно зі значенням при $\omega = 0$.

Отже, значення коефіцієнта підсилення системи, після припинення коливань дорівнюватиме $k_{\text{ст}} = 630 \text{ с}^{-1}$. Величина помилки в режимі руху з постійною швидкістю при $pQ_1 = 100 \text{ град/с}^{-1}$ буде:

$$\delta = \frac{1}{k_{\text{ст}}} pQ_1 = \frac{100}{630} = 0,17$$

Помилка при гармонійному входньому сигналі $Q_1 = Q_{10} \sin \omega_1$ при $Q_{10} = 20^\circ$, $\omega_1 = 10 \text{ с}^{-1}$ буде:

$$\delta \approx \frac{1}{k_{\text{ст}}} \omega_1 Q_{10} = 0,33$$

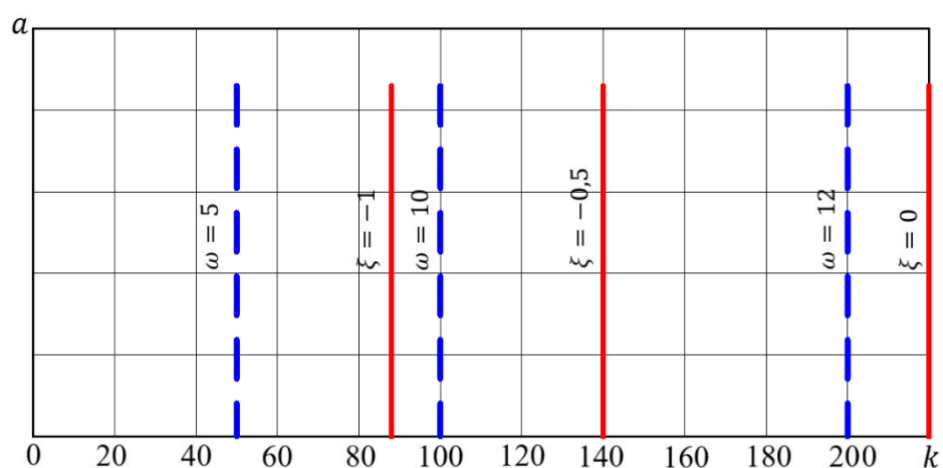


Рис. 3.13 – Діаграма якості нелінійних перехідних процесів

Аналізуючи результати, отримані в даному випадку, можна зробити висновок про те, що застосування муфти, що прослизає, дозволяє формувати ефективні нелінійні коригувальні сигнали. В результаті синтезу вдалося отримати прийнятну якість перехідних процесів та малі значення помилок. Слід зазначити, що отримані теоретичні результати можуть суттєво уточнитись у процесі проектування. Це зумовлено як наближеністю використовуваного методу гармонійної лінеаризації, а й тим фактом, що у проведених розрахунках не враховувався ряд параметрів системи, зокрема і параметрів нелінійного коригуючого пристрою - малі постійні часу, додаткові нелінійності тощо.

3.3 Корекція інерційності двигунів перемиканням у ланці помилки системи

У ряді випадків з конструктивних або інших міркувань включення в силовий ланцюг системи гальмівних або ковзних муфт, небажано. При цьому коригування параметрів двигунів зручно здійснювати шляхом перемикання ланцюга помилки системи. Фізична сутність даного способу введення динамічних коригувальних сигналів полягає в тому, що з керування системою, виключаються частини сигналів помилки, які відповідають інтервалам часу, на яких швидкість двигуна відстає від керуючого напрути. Більш докладно це питання розглянуто в [133, 139, 140], де з використанням критерію Гурвіца досліджено ефективність коригувального сигналу типу $[0_{-\gamma}^{\psi}]$.

Нижче розглянуто складніший випадок нелінійної корекції системи високого порядку. Розглянемо систему стабілізації рухомого об'єкта, за напрямом (рис. 3.14). Сигнали, пропорційні куту неузгодженості між стабілізованим простором, гіроскопом і віссю об'єкта u_1 , надходять на вхід підсилювального тракту, що складається з підсилювача з коефіцієнтом посилення k_y та постійного часу T_y . Після підсилення сигнал неузгодженості надходить на виконавчий пристрій з передатною функцією $W_{\text{дв}}(p) = k_{\text{рм}}/p(1 + T_2 p)$. Як такий пристрій може

використовуватися, наприклад, пневматичний, гідравлічний або електричний двигун, який через редуктор з передавальною функцією k_p переміщує керма рухомого об'єкта. Передатну функцію об'єкта приймемо у спрощеному вигляді $W_{об}(p) = k_T/p(1 + T_T p)$.

Як це видно із структурної схеми, особливістю аналізованої системи є те, що в неї входять послідовно дві ланки, двигун і рухомий об'єкт. Як відомо з лінійної теорії, така система є структурно нестійкою, тобто вона не може бути працездатною за будь-яких поєднань її параметрів. Тому в систему включені два типи лінійних коригуючих сигнал пристроїв, пропорційний швидкості зміни кута неузгодженості, що знімається з датчика, і зворотний зв'язок по швидкості обертання виконавчого двигуна.

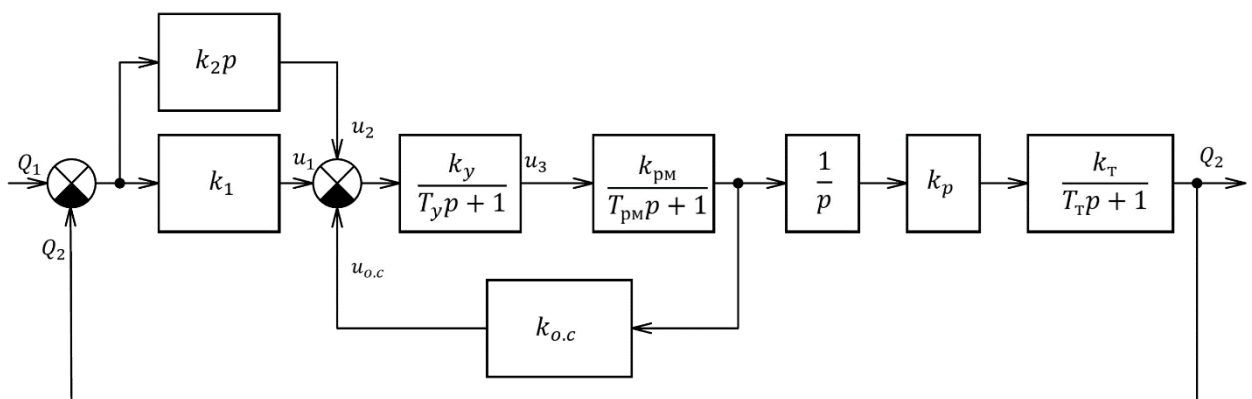


Рис. 3.14 – Система стабілізації об'єкта, що рухається за напрямом

Для порівняльної оцінки ефективності запровадження нелінійного коригуючого сигналу розглянемо два приклади побудови системи рис. 3.14. Спочатку розглянемо систему лише з лінійними коригуючими ланками та визначимо її можливі параметри. При цьому визначимо, які з параметрів системи найбільше погіршують її якість з тим, щоб ефективно використовувати нелінійні коригувальні пристрої. А потім виберемо тип і місце включення нелінійного коригуючого пристрою, і проведемо необхідний аналіз.

Приклад 1. Складемо рівняння динаміки системи, що розглядається, і визначимо характеристичне рівняння і вираз для помилки. Перехідні процеси у системі описуються рівняннями:

$$\begin{aligned}
\delta &= Q_1 - Q_2; \quad u_3 = \frac{k_y}{1 + T_y p} (u_1 + u_2 - u_{o.c}); \quad \beta = \frac{k_p}{p} \Omega_{pm}; \\
u_1 &= k_1 \delta; \quad \Omega_{pm} = \frac{k_{pm}}{1 + T_{pm} p} u_3; \quad Q_2 = \frac{k_T}{(1 + T_{tp}) p} \beta; \\
u_2 &= k_2 p \delta; \quad u_{o.c} = k_{o.c} \Omega_{pm}.
\end{aligned} \tag{3.31}$$

Передатна функція частини схеми, охопленої від'ємним зворотнім зв'язком за швидкістю, має вигляд:

$$W_{33}(p) = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_{oc}(p)}. \tag{3.32}$$

Тут $W_1(p)$ - передатна функція частини схеми, охопленої зворотним зв'язком, $W_{oc}(p)$ - передавальна функція ланки зворотного зв'язку. У цьому випадку

$$W_{33}(p) = \frac{k_y k_{pm}}{(T_y p + 1)(T_{pm} p + 1) + k_y k_{pm} k_{o.c}}. \tag{3.33}$$

Передатна функція розімкнутої системи

$$W(p) = \frac{(k_1 + k_2 p) k_p k_T k_y k_{pm}}{p^2 (T_T p + 1) [T_y T_{pm} p^2 + (T_y + T_{pm}) p + 1 + k_y k_{pm} k_{o.c}]}. \tag{3.34}$$

Характеристичне рівняння системи $W(p) + 1 = 0$ або

$$A_0 p^5 + A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5 = 0, \tag{3.34}$$

де

$$A_0 = T_y T_{pm} T_T;$$

$$A_1 = T_y T_T + T_{pm} T_T + T_y T_{pm};$$

$$A_2 = T_y + T_{pm} + T_T(1 + k_y k_{pm} k_{o.c});$$

$$A_3 = k_y k_{pm} k_{o.c} + 1;$$

$$A_4 = k_y k_{pm} k_p k_T k_2;$$

$$A_5 = k_1 k_y k_{pm} k_p k_T.$$

Вираз для помилки системи має вигляд:

$$\delta = \frac{1}{1 + W(p)} Q_1$$

або

$$\delta = \frac{(T_T p + 1)[T_y T_{pm} p^2 + (T_y + T_{pm})p + 1 + k_y k_{pm} k_{o.c}]}{p^2 (T_T p + 1)[T_y T_{pm} p^2 + (T_{yT} + T_{pm})p + 1 + k_y k_{pm} k_{o.c}] + A} p^2 Q_1, \quad (3.35)$$

де $A = (k_1 + k_2 p) k_p k_T k_y k_{pm}$.

Для визначення параметрів системи, за яких вона знаходиться на межі стійкості. Підставимо в характеристичний рівняння $p = j\omega$ і прирівняємо його нулю. Розділяючи речові та уявні члени, отримаємо

$$X(\omega) + jY(\omega) = 0.$$

Звідси отримуємо систему двох рівнянь для межі стійкості

$$X(\omega) = (T_y T_T + T_{pm} T_T + T_y T_{pm}) \omega^4 - k_y k_{pm} k_{o.c} \omega^2 - \omega^2 + k_1 k_y k_{pm} k_p k_T = 0, \quad (3.36)$$

$$Y(\omega) = T_y T_{pm} T_T \omega^4 - k_y k_{pm} k_{o.c} T_T \omega^2 - \omega^2 (T_T + T_y + T_{pm}) + k_y k_{pm} k_p k_T k_2 = 0$$

Спільне рішення рівнянь (3.36) вироблятимемо графо-аналітичним методом. Введемо позначення $k_0 = k_1 k_y k_{pm} k_p k_T$. Визначимо з кожного рівняння величину коефіцієнта посилення системи $k'_{o.c} = k_y k_{pm} k_{o.c}$. Отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} k'_0 &= \omega^2 [k'_{o.c} + 1 - (T_y T_T + T_{pm} T_T + T_y T_{pm}) \omega^2, \\ k''_0 &= \omega^2 \frac{k_1}{k_2} [(k'_{o.c} + 1) T_T + T_y T_{pm} - T_y T_{pm} T_T \omega^2]. \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

Потім за кожним рівнянням на графіку побудуємо залежності $k_0(\omega)$. Точки перетину відповідають спільному рішенню рівнянь (3.36). Такі графіки побудовано на рис. Г.3 - Г.4 додатку Г для чисельних значень параметрів $k_1 = 0,4$ в/град; $T_T = 0,4$ с⁻¹, $0,6$ с⁻¹; $k_2 = 0,4$ в · с⁻¹/град; $T_{pm} = 0,2$ с⁻¹; $k'_{o.c} = 2,49$; $T_y = 0,1$ с⁻¹.

За вказаними вище графіками побудуємо результуючі криві, що ілюструють залежність критичних значень коефіцієнта посилення та частоти коливань системи від різних параметрів системи. Такі графіки наведено на рис. Г-5 – Г.8.

У характеристичному рівнянні зробимо підстановку $p = \xi + j \omega$, внаслідок малості ξ/ω знехтуємо членами, в які коефіцієнт загасання ξ входить у ступеня вище за першу і розділимо речові та уявні члени. Як це робилося вище, визначимо з кожного рівняння параметр k_0 . Отримаємо

$$\begin{aligned} &\omega^2(1 + k'_{o.c}) + 3\xi\omega^2[(1 + k'_{o.c})T_T + T_y + T_{pm}] - \\ &k_0 = \frac{-5T_y T_{pm} T_T \omega^4 \xi - (T_y T_T + T_{pm} T_T + T_y T_{pm}) \omega^4}{(1 + \frac{k_2}{k_1} \xi)}, \\ &k_0 = \frac{k_1}{k_2} \{ 4\xi\omega^2 (T_y T_T + T_{pm} T_T + T_y T_{pm}) + \omega^2 [(k'_{o.c} + 1)T_T + T_y + T_{pm}] - \\ &\quad T_y T_{pm} T_T \omega^4 - 2\xi(1 + k'_{o.c}) \}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

На рис. Г.9 представлена методика розв'язання рівнянь, але в рис. Г.10 та Г.11 показані результати рішення. З рис. Г.9 та Г.10 видно, що ξ і ω є суттєвими функціями коефіцієнта посилення системи та інших її параметрів. При $k_0 =$

$30, k'_{0.c} = 4$ тривалість перехідного процесу становить $t_{\text{пер}} = 15 \text{ с}^{-1}$; а при $k = 35, k'_{0.c} = 4, t_{\text{пер}} \approx 50$.

Величина статичної помилки тут дорівнює нулю, оскільки система має астатизм другого порядку. З цієї причини дорівнює нулю помилка у режимі руху з постійною швидкістю $pQ_1 = \text{const}$. Значення модуля помилки при гармонійному характері зовнішнього збурення з частотою $\omega_1 = 1 \text{ с}^{-1}, Q_{10} = 20$ приблизно дорівнює $\delta \approx 1 + k'_{0.c}/(k_0 \omega^2 Q_{10}) = (1 + 4/30)20 \approx 3,3$.

У зв'язку з викладеним представляється доцільним нелінійний динамічний коригуючий сигнал формувати таким чином, щоб коригувати інерційність рухомого об'єкта. Однак очевидно, що даний випадок хоча і має деяку аналогію з методами корекції інерційності виконавчих двигунів, розглянутими вище і в [131 - 133], має деякі характерні особливості. Природно, що тут використовувати гальмівну або ковзну муфту, принципово неможливо. Тому природним є розгляд методу корекції рухомого об'єкта, шляхом перемикавання ланки помилки систем. Розглянемо цей випадок.

Приклад 2. Нелінійний коригуючий пристрій включається в систему таким чином, як показано на рис. 3.15. На вхід логічного пристрою надходить сигнал, пропорційний відхилення рухомого об'єкта, і сигнал з гіротахOMETра, пропорційний швидкості руху об'єкта. На тих інтервалах, на яких знаки цих сигналів не збігаються, формується коригувальний сигнал, який після затримки на чверть періоду власних коливань системи подається на ключовий пристрій, що перериває або інвертує ланку керування системи. Характер процесів у системі у разі представлений на рис. 3.16. З рис. 3.16 видно, що фізичний ефект від подібного введення коригуючого сигналу аналогічний тому, який мав би місце, якби постійна часу об'єкта зменшилася. Якщо коригуючий сигнал зрушувати на проміжок часу, менший за чверть періоду власних коливань, то це буде еквівалентно введенню попередження схему.

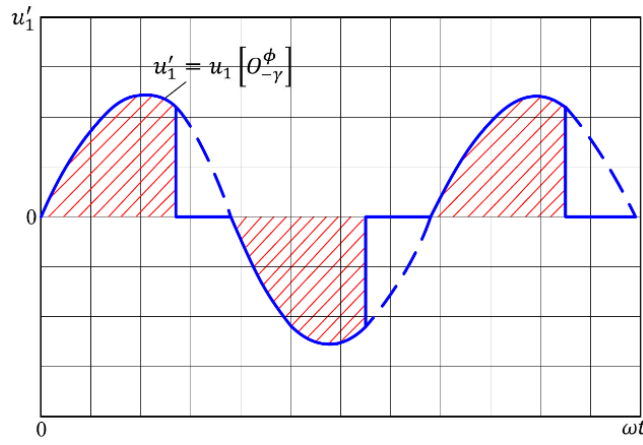


Рис. 3.16 – Коефіцієнти гармонійної лінеаризації

Записуючи коефіцієнти гармонійної лінеаризації як $q(a)$, $q'(a)$, ми підкреслюємо те що, що є змінними величинами, хоча у разі вони від амплітуди коливань не залежать. Вираз для помилки системи (рис. 3.14) після введення нелінійного коригувального пристрою набуває вигляду:

$$\delta = \frac{(T_T^* p + 1)[T_y T_{pm} p^2 + (T_y + T_{pm})p + 1 + k'_{o.c}]p^2 Q_1}{p^2 (T_T^* p + 1)[T_y T_{pm} p^2 + (T_y + T_{pm})p + 1 + k'_{o.c}] + A}, \quad (3.40)$$

де $A = (k_1 + k_2 p)k_p k_y k_{pm} k_T$. Характеристичне рівняння буде:

$$A_0 p^5 + A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5 = 0, \quad (2-147)$$

де $A_0 = T_y T_{pm} T_T^*$; $A_1 = T_y T_T^* + T_{pm} T_T^* + T_y T_{pm}$; $A_2 = T_y + T_{pm} + T_T^*(1 + k'_{o.c})$;

$A_3 = k'_{o.c} + 1$; $A_4 = k_2 k_y k_{pm} k_p k_T^*$; $A_5 = k_1 k_y k_{pm} k_p k_T^*$;

$$X(\omega) = (T_y T_T^* + T_{pm} T_T^* + T_y T_{pm})\omega^4 - k'_{o.c}\omega^2 - \omega^2 - k_0 \frac{k_T^*}{k_T} = 0.$$

$$Y(\omega) = T_y T_{pm} T_T^* \omega^4 - k'_{o.c} T_T^* \omega^2 - \omega^2 (T_T^* + T_y + T_{pm}) + k_0 \frac{k_2}{k_1} \frac{k_T^*}{k_T} = 0. \quad (3.42)$$

Результати розрахунків наведено на графіках рис. Д.3 – Д.6. Визначимо з кожного рівняння k_0 і розв'яжемо рівняння спільно. Тут при розв'язанні рівнянь для кожного значення частоти коливань буде значення T^* і k^* .

У результаті рішення отримаємо значення $k_{кр}$, $\omega_{кр}$ для прийнятих при розгляді лінійної системи чисельних параметрах: для $k'_0 = 4$ при $\gamma = 0$ $k_{кр} = 165$, $\omega_{кр} = 6,9$; при $\gamma = 20^\circ$ $k_{кр} = 380$, $\omega_{кр} = 7,3$.

Потім так само, як і вище, визначимо якість перехідних процесів і визначимо помилки системи.

3.4 Висновок до розділу 3

Аналіз отриманих результатів дослідження дозволяє зробити такі узагальнення. Встановлено, що введення нелінійного коригувального сигналу типу перемикання сигналів в систему автоматичного керування приводить до істотного покращення її динамічних характеристик. Зокрема, спостерігається значне зростання критичного коефіцієнта підсилення, що при куті випередження $\gamma = 20^\circ$ досягає десятикратного збільшення. Це свідчить про розширення області стійкої роботи системи.

Показано, що підвищення коефіцієнта підсилення супроводжується зростанням частоти коливань, що вказує на підвищення швидкодії системи. При цьому перехідний процес залишається задовільним за основними показниками якості (час перехідного процесу становить близько 3,5 с, перерегулювання - близько 22 %), що підтверджує доцільність застосування нелінійної корекції.

Доведено, що точність системи істотно підвищується, оскільки вона прямо залежить від величини коефіцієнта підсилення. Це є важливим фактором при проектуванні систем керування виконавчими двигунами з підвищеними вимогами до точності.

Отримані результати також підтверджують універсальність запропонованого підходу. Використана методика дослідження може бути застосована для аналізу та

синтезу інших систем автоматичного керування з нелінійними коригувальними зв'язками, що розширює сферу її практичного використання.

РОЗДІЛ 4

СИНТЕЗ ЕЛЕКТРОПРИВОДА З СУХИМ ТЕРТЯМ

Компенсація сухого тертя є одним із важливих завдань при розробці систем автоматичного керування електроприводом. Тому, метою роботи є синтез електропривода з сухим тертям шляхом розробки та дослідження методів його компенсації, що забезпечують підвищення плавності руху, точності позиціонування та стійкості системи керування.

4.1 Сухе тертя в автоматичних системах

Сухе тертя належить до найскладніших видів нелінійностей. Воно істотно впливає на динаміку процесів в автоматичних системах, причому цей вплив може бути і позитивним і негативним.

Типова залежність моменту тертя $M_{тр}$ від відносної швидкості px переміщення частин, що труться, показана на 4.1. В теорії автоматичного регулювання прийнято розрізняти такі складові моменту тертя:

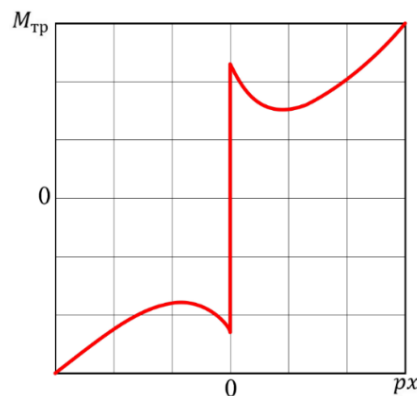


Рис. 4.1 – Типова залежність моменту тертя $M_{тр}$ від відносної швидкості px

1. Момент тертя, що лінійно залежить від швидкості px (рис. 4.2). Таке тертя прийнято називати лінійним або в'язким. У рівнянні ланки лінійне тертя враховується як демпфуючий момент і не порушує лінійності передавальної функції.

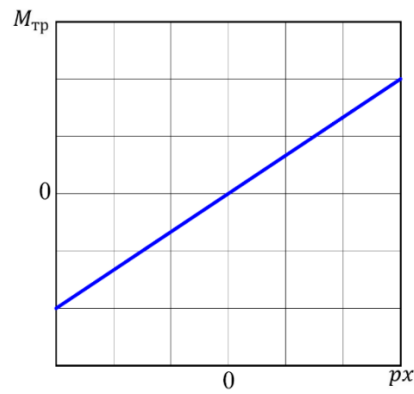


Рис. 4.2 – Момент тертя, що лінійно залежить від швидкості px

$$M_{\text{тр}} = k_1 px.$$

2. Нелінійна складова моменту тертя, що називається сухим або кулонівським тертям (рис. 4.5), $M_{\text{тр}} = c_1 \text{sign } px$.

Уточнену характеристику сухого тертя іноді представляють у вигляді (рис. 4.4 або 4.6. Тут $M_{\text{тр}}$ - момент тертя руху $M'_{\text{тр}}$ - момент тертя спокою. Часто приймають $M_{\text{тр}} = M'_{\text{тр}}$.

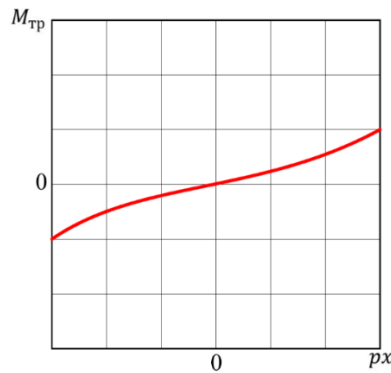


Рис. 4.3 – Квадратична залежність моменту тертя від відносної швидкості переміщення частин, що труться

3. При великих швидкостях взаємного переміщення частин, що труться, іноді враховують квадратичну (рис. 4.3),

$$M_{\text{тр}} = c_2 (px)^2 \text{sign } px.$$

Таким чином, типову залежність моменту тертя від px (рис. 4.1) можна описати наступним рівнянням:

$$M_{\text{тр}}(px) = k_1 px + c_1 \text{sign } px + c_2 (px)^2 \text{sign } px.$$

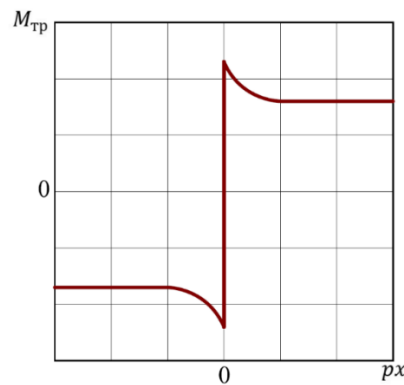


Рис. 4.4 – Момент тертя руху

Розрахувати лінійну складову моменту тертя в передатній функції ланки не становить труднощів. Квадратична складова залежності $M_{\text{тр}}(px)^2$ в аналізованих автоматичних пристроях мала і в цій роботі не враховується. На відміну від релейної характеристики слід пам'ятати, що $M_{\text{тр}}(px)$ може набувати як значення $+c$ і $-c$ (рис. 4.5), а й значення $-c \leq M_{\text{тр}} \leq +c$, коли протягом деякого часу швидкість $px = 0$. При миттєвому проходженні значення швидкості через нуль момент сухого тертя стрибком змінює знак.

У тому випадку, коли можна знехтувати інерційністю рухомих частин, що труться, а в нелінійній ланці відсутня відновлююча сила за наявності лінійного і сухого тертя, рівняння нелінійної ланки набуває вигляду:

$$\left. \begin{aligned} kpx_2 + c \text{sign } px_2 &= k_1 x_1 \text{ при } px_2 \neq 0; \\ -c < k_1 x_1 < +c &\text{ при } px_2 = 0. \end{aligned} \right\}$$

З цих рівнянь випливає, що до нелінійної сили сухого тертя $c \text{sign } px_2$ додається лінійна kpx_2 . У тому випадку, коли немає зміни вихідної величини,

вхідна величина може приймати будь-яке значення від $+c/k_1$ до $-c/k_1$ залежно від інших сил, що діють у ланці, що розглядається.

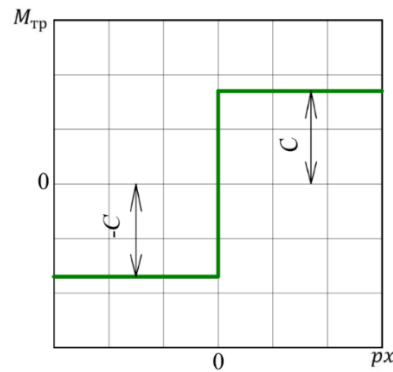


Рис. 4.5 – Нелінійна складова моменту тертя, що називається сухим або кулонівським тертям

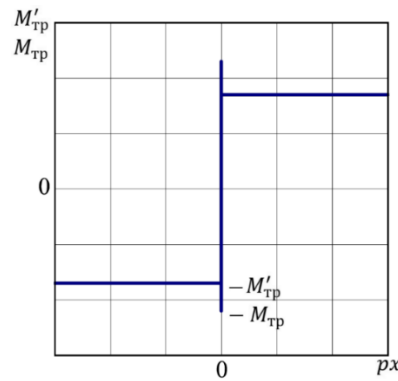


Рис. 4.6 – Момент тертя спокою

Таке рівняння нелінійної ланки еквівалентно нелінійній функції $px_2 = F_2(x_1)$, зображеної на рис. 4.7. Отже, вплив сухого тертя зводиться до виникнення зони нечутливості, залежно швидкості на виході ланки від вхідної величини. У тому випадку, коли можна знехтувати інерційністю рухомих частин, що труться, причому є чисте сухе тертя і лінійна відновлююча сила, рівняння нелінійної ланки набуває вигляду:

$$\left. \begin{aligned} c \operatorname{sign} px_2 + k_2 x_2 &= k_1 x_1 \text{ при } px_2 \neq 0; \\ (k_2 x_m - c) < k_1 x_1 &\leq (k_2 x_m + c) \text{ при } px_2 = 0. \end{aligned} \right\}$$

де x_m - значення x_2 , що вийшло в момент зупинки. У цьому випадку від значення вихідної величини x_2 залежить другий член лівої частини першої рівності, який обумовлений наявністю відновлювальної сили. Вираз $c \operatorname{sign} px_2$, як і раніше, показує залежність сили тертя від знаку швидкості вихідної величини. Швидкість вихідної величини дорівнює нулю, якщо вхідна величина x_1 менше, ніж c/k_1 , по абсолютній величині.

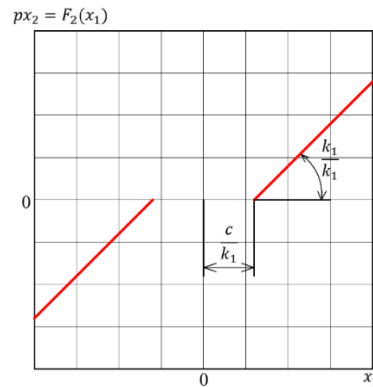


Рис. 4.7 – Рівняння нелінійної ланки $px_2 = F_2(x_1)$,

Таке рівняння нелінійної ланки еквівалентно нелінійній функції, зображеної на рис. 4.8, де горизонтальні лінії відповідають різним значенням x . У разі впливу сухого тертя виявилось еквівалентним зазору в механічній передачі. Такими рівняннями часто описуються чутливі та керуючі елементи систем автоматичного керування з легкими рухомими частинами.

$$x_2 = F_3(x_1)$$

Таким чином, ланки систем автоматичного керування із сухим тертям можуть бути описані простими нелінійними характеристиками (рис. 4.5, 4.7, 4.8).

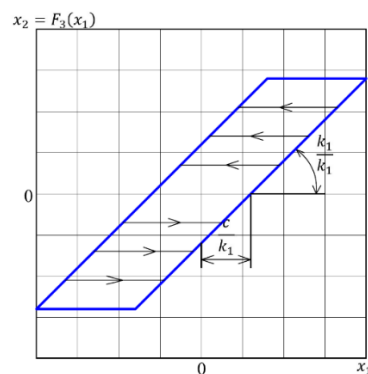


Рис. 4.8 – Ланки систем автоматичного керування із сухим тертям

4.2 Дослідження впливу сухого тертя на статичні та динамічні властивості електроприводів

Вплив сухого тертя на стійкість систем. Розглянемо вплив сухого тертя на стійкість астатичної системи третього порядку. На рис. 4.9 зображено структурну схему типових астатичних систем автоматичного курування третього порядку, у яких момент сухого тертя діє різних ланках.

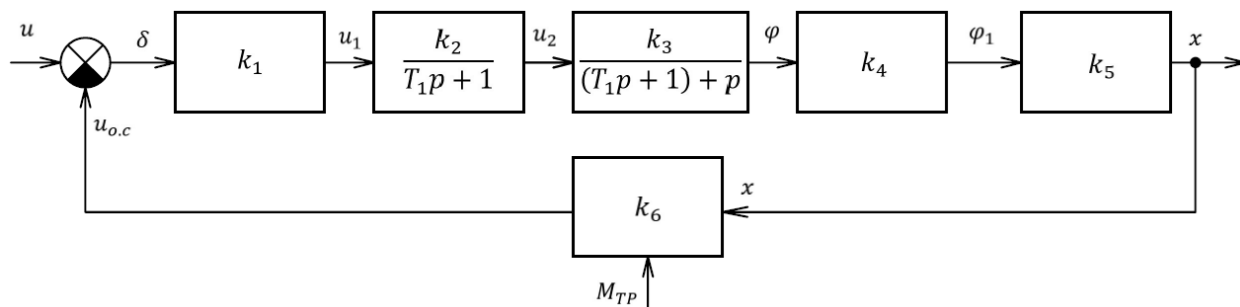


Рис. 4.9 – Структурна схема типових астатичних систем автоматичного курування

Для зручності порівняння поставимо однакові значення параметрів всіх систем, що розглядаються. Припустимо, кожна система має одну нелінійну ланку, нелінійна характеристика якого зумовлена наявністю моменту сухого тертя.

Запишемо рівняння системи рис. 4.9 у наступному вигляді:

$$\delta = u - u_{o.c};$$

$$u_1 = k_1 \delta;$$

$$(T_1 p + 1) u_2 = k_2 u_1;$$

$$(T_2 p + 1) p \varphi = k_3 u_2;$$

$$\varphi_1 = k_4 \varphi;$$

$$x = k_5 \varphi_1;$$

$$u_{o.c} = k_6 x - k'_6 M_{тр}(px).$$

Характеристичне рівняння системи рис. 4.9 без урахування моменту сухого тертя має вигляд:

$$T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p + k = 0$$

де $k = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6$ - коефіцієнт посилення всієї системи.

Критичний коефіцієнт посилення лінійної системи $k_{кр. л}$ та частота коливань системи на межі стійкості $\omega_{л}$ визначаються такими виразами:

$$k_{кр.л} = \frac{(T_1 + T_2)}{T_1 T_2}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{T_1 T_2}}. \quad (4.1)$$

Задаймося такими числовими значеннями параметрів системи, що розглядається:

$$T_1 = 0,02 \text{ с}$$

$$T_2 = 0,1 \text{ с}$$

Тоді, відповідно до виразів (4.1), отримаємо:

$$k_{кр.л} = 60 \text{ с}^{-1},$$

$$\omega_{л} = 22,4 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$$

Для вивчення стійкості нелінійної системи рис. 4.9 представимо рівняння нелінійної ланки у вигляді:

$$u_{o.c} = \left[q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right] k_6 x$$

де коефіцієнти гармонійної лінеаризації $q(a)$ і $q'(a)$ визначаються формулами, що відповідають ідеальній ланці з сухим тертям. Характеристичне рівняння набуде наступного вигляду:

$$T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p + \left[q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right] k = 0. \quad (4.2)$$

Для визначення межі стійкості підставимо на рівняння (4.2) $p = j \omega$

$$-T_1 T_2 j \omega^3 - (T_1 + T_2) \omega^2 + j \omega + k q(a) + j k q'(a) = 0$$

$$\omega = \frac{(T_1 + T_2)}{2 T_1 T_2} \frac{q'(a)}{q(a)} + \sqrt{\left[\frac{(T_1 + T_2)}{2 T_1 T_2} \frac{q'(a)}{q(a)} \right]^2 + \frac{1}{T_1 T_2}}. \quad (4.3)$$

Вираз для критичного коефіцієнта посилення системи має вигляд:

$$k_{кр} = \frac{(T_1 + T_2) \omega^2}{q(a)}. \quad (4.4)$$

Рівняння (4.3) та (4.4) дають можливість визначити межу стійкості системи рис. 4.9 за будь-яких параметрів системи. Задаючись величиною відносної амплітуди коливань α , визначимо $q(a)$ і $q'(a)$. Далі, підставивши значення $q(a)$ і $q'(a)$ формули (4.3), отримаємо значення ω . Підставивши значення ω в формулу (4.4), знайдемо величину $k_{кр}$. Для заданих значень T_1 і T_2 залежність $k_{кр}(\alpha)$ представлена на рис. 4.10 кривою 1 і залежність $\omega(\alpha)$ – кривою 1'.

Крива 1 рис. 4.10 показує, що момент сухого тертя в ідеальній ланці ланцюга основного контуру призводить до істотного зменшення стійкості системи. При значеннях коефіцієнта посилення, менших деякої величини ($k'_{кр}$) (рис. 4.10),

система стійка, при $k'_{кр} < k < k_{кр.л}$ в системі можливі стійкі автоколивання, а при $k > k_{кр.л}$. Крива 1' показує, що із зменшенням амплітуди коливань в цьому випадку зменшується частота автоколивань.

У системі, що зображена на рис. 4.11 ланка, в якому діє момент сухого тертя, має постійну часу T_1 , а підсилювач є безінерційною ланкою[141, 142]. Перехідний процес у такій системі при одиничному ступінчастому вхідному сигналі визначається характеристичним рівнянням:

$$T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p + \left[q(a, \omega) + \frac{q'(a, \omega)}{\omega} p \right] k = 0. \quad (4.5)$$

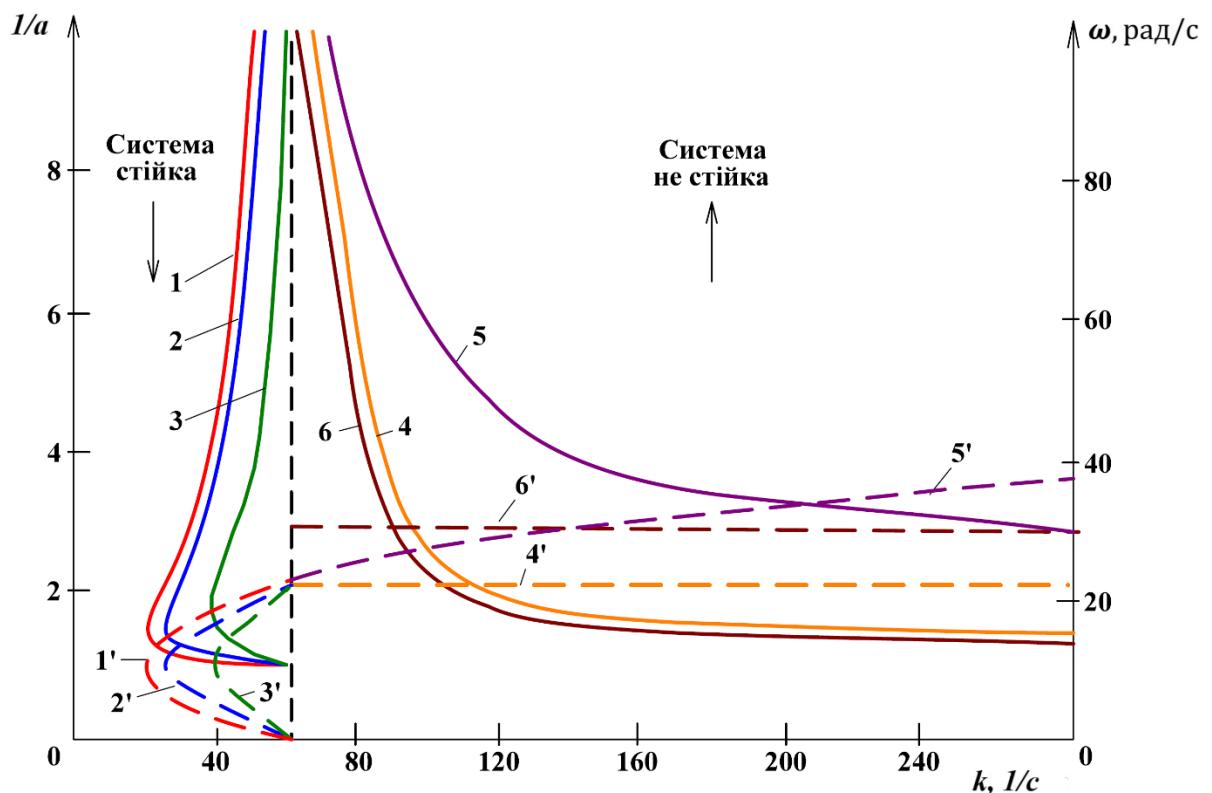


Рис. 4.10 – Параметри стійкості системи

Рівняння (4.5) схоже на рівняння (4.2), різниця в тому, що коефіцієнти гармонічної лінеаризації нелінійної частини ланки з сухим тертям залежать не тільки від α , але і від величини ω . Вирази для частоти автоколивань та критичного коефіцієнта підсилення в цьому випадку набудуть вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{(T_1+T_2)}{2T_1T_2} \frac{q'(a,\omega)}{q(a,\omega)} + \sqrt{\left[\frac{(T_1+T_2)}{T_1T_2} \frac{q'(a,\omega)}{q(a,\omega)} \right]^2 + \frac{1}{T_1T_2}}; \\ k_{кр} &= \frac{(T_1+T_2)\omega^2}{q(a,\omega)}. \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Рівняння (4.6) визначають межу стійкості рис. 4.11 за будь-яких параметрів системи. До такого ж виду наводяться вирази для $k_{кр}$ і ω в системах рис. 4.12, 4.13, однак значення для q і q' у кожному випадку визначаються різними формулами.

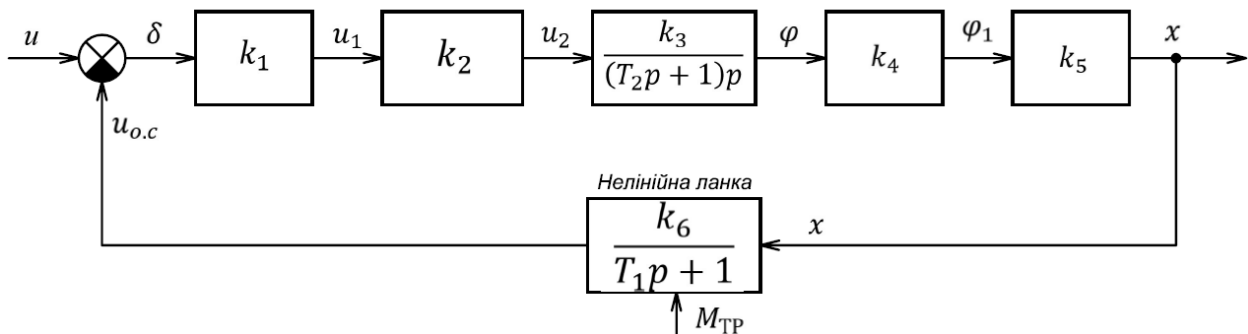


Рис. 4.11 – Визначення межі стійкості системи з постійною час у T_1

Кордон стійкості системи рис. 4.11 та частота автоколивань відрізняються від межі стійкості системи рис. 4.9 незначно. Отже, мале демпфування аперіодичної ланки з сухим тертям незначно розширює область стійкості системи проти системи, де сухе тертя прикладено в ідеальній ланці.

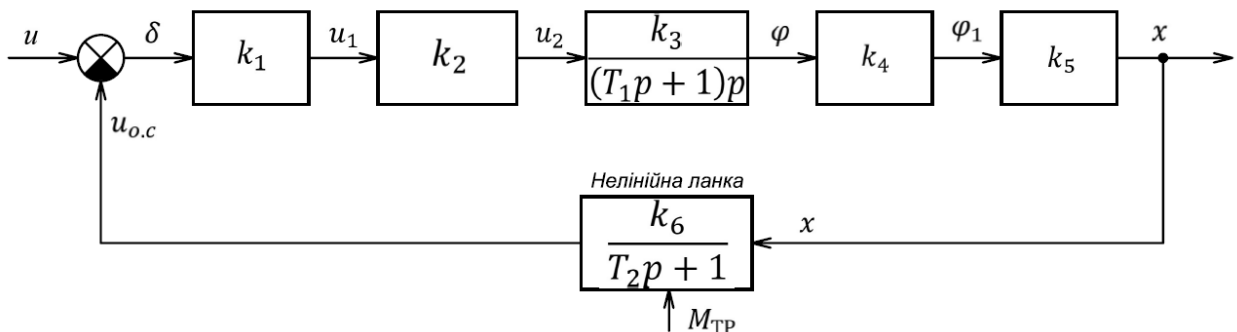


Рис. 4.12 – Визначення межі стійкості системи з постійною час у T_2

У системі рис. 4.12 постійна часу T_2 аперіодичної ланки із сухим тертям більше, ніж T_1 у системі рис. 4.11. Кордон стійкості та крива зміни частоти автоколивань системи рис. 4.12 представлена на рис. 4.10 кривими 3 та 3'. З графіків рис. 4.10 видно, що з системи рис. 4.12 область стійкості дещо збільшилася проти системою рис. 4.11 та 4.9. Таким чином, зі збільшенням демпфування аперіодичної ланки з сухим тертям розширюється область стійкості.

Розглядаючи криві 1, 2, 3, можна відзначити, що в системі третього порядку сухе тертя, що діє в ідеальній аперіодичній ланці основного контуру, призводить до зменшення області стійкості системи. У такій системі, за певних значень коефіцієнта посилення, можливі автоколивання. Для цієї галузі значень k існує як нестійке, так і стійке періодичне рішення характеристичного рівняння.

$$k'_{кр} < k < k_{кр.л}$$

4.3 Вплив параметрів на стійкість

На рис. 4.13 показана структурна схема системи третього порядку, в якій момент тертя діє в ідеальній інтегруючій ланці. Коефіцієнти гармонічної лінеаризації нелінійної частини визначимо за формулою:

$$q = 1 - \frac{2}{\pi} \left(\arcsin a - \sqrt{a(1-a)} \right); \quad q' = 0.$$

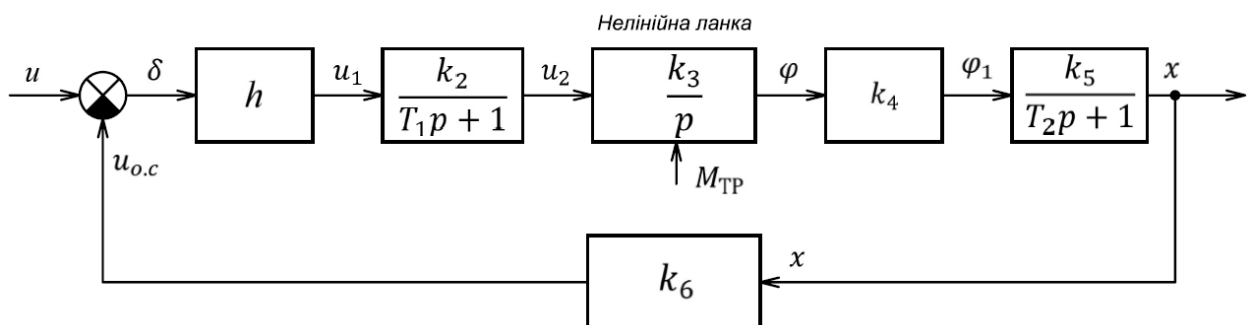


Рис. 4.13 – Схема, в якій момент тертя діє в ідеальній інтегруючій ланці

Характеристичне рівняння системи рис. 4.13 набуде вигляду:

$$T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p + q(a)k = 0, \quad (4.7)$$

і, відповідно, вирази для частоти автоколивань та критичного коефіцієнта посилення:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{T_1 T_2}} = \text{const};$$

$$k_{\text{кр}} = \frac{(T_1 + T_2) \omega^2}{q(a)}.$$

Межа стійкості системи, що визначається цими рівняннями, показано на рис. 4.10 кривої 5. Як видно з рис. 4.10 область стійкості такої системи дещо розширилася, особливо збільшення області стійкості помітно при великих значеннях моменту тертя (величина α близька до одиниці). Момент сухого тертя, що діє у системі рис. 4.13, не впливає на частоту періодичного розв'язання характеристичного рівняння (4.7).

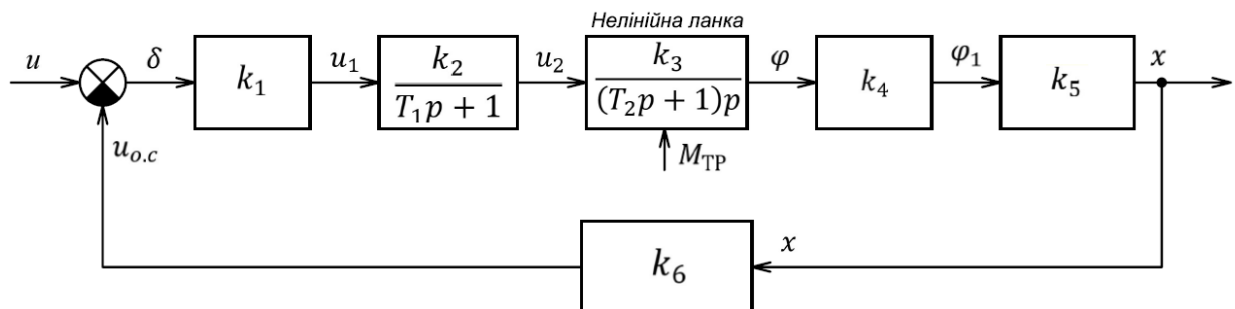


Рис. 4.14 – Структурна схема, де випадку момент сухого тертя прикладений до валу інерційної інтегруючої ланки

Ефект деформації межі стійкості нелінійної системи праворуч від межі стійкості лінійної системи пояснюється зменшенням еквівалентного коефіцієнта

посилення за рахунок зменшення еквівалентного передавального коефіцієнта нелінійної ланки.

Розглянемо систему третього порядку, структурну схему якої представлено на рис. 4.14. В цьому випадку момент сухого тертя прикладений до валу інерційної інтегруючої ланки (двигуна). Характеристичне рівняння системи рис. 4.14 має вигляд рівняння (4.5). Для визначення частоти періодичного розв'язання та критичного коефіцієнта посилення в залежності від параметрів системи необхідно скористатися рівняннями (4.6). Кордон області стійкості при цьому випадку та зміна частоти періодичного рішення представлені на рис. 4.10 кривими 5 та 5'.

Крива 5 показує, що область стійкості розглянутої системи розширилася в порівнянні з попереднім випадком. Це пояснюється тим, що момент сухого тертя на валу інерційного двигуна, який зменшує еквівалентний передавальний коефіцієнт ланки, а й істотно зменшує еквівалентну постійну часу T^* .

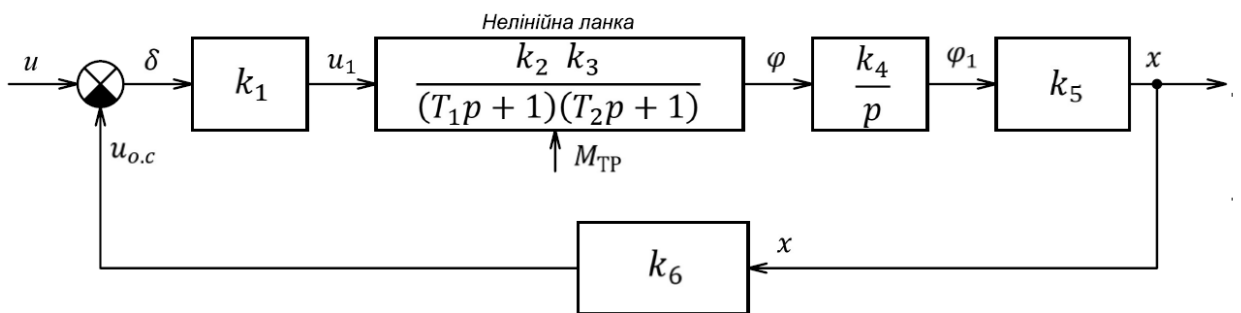


Рис. 4.15 – Структурна схема, де сухе тертя діє в регуляторі другого порядку

Зі збільшенням коефіцієнта посилення системи частота періодичного рішення рівняння (4.5) дещо зростає.

Розглянемо систему рис. 4.15, у якій сухе тертя діє в регуляторі другого порядку. В такій системі не застосовується метод гармонійної лінеаризації, тому що не виконується умова фільтра. Однак, щоб зберегти спільний з іншими випадками метод підходу, оцінимо, хоч і грубо, межу стійкості в цій системі.

Характеристичне рівняння, що описує перехідні процеси у системі, має вигляд рівняння (4.5). Для визначення частоти періодичного вирішення та

критичного коефіцієнта посилення системи можна скористатися формулами (4.6) або графіками рис. 4.10.

У тому випадку, якщо постійні часу регулятора $T_1 = T_2 = 0,033$ с, критичний коефіцієнт підсилення системи без сухого тертя залишається колишнім $k = 60$ с⁻¹, а частота періодичного рішення лінійної системи $\omega = 31,6$ рад/с. Кордон області стійкості у такій системі та зміна частоти періодичного рішення показані на рис. 4.10 кривими 6 та 6'.

Крива 6 показує, що межа стійкості системи, що розглядається, деформувалася так само. Частота при вибраних параметрах залишається приблизно постійною і не залежить від коефіцієнта підсилення системи. При вибраних параметрах системи рис. 4.15 3-26 $T\omega \approx 1$ та $q' \approx 0$, тому крива 6 мало відрізняється від кривої 4 для системи, де момент сухого тертя діє в інтегруючій ланці. При інших значеннях T_1 і T_2 межа стійкості системи рис. 4.15 наближатися до кривої 3 або 5, залежно від переважання тієї чи іншої постійної часу.

Аналізуючи криві рис. 4.10, можна зробити важливі висновки про те, як впливає сухе тертя у різних ланках системи третього порядку на межу стійкості. Найгірший вплив має на стійкість системи сухе тертя, що діє в ідеальній ланці. Тут сухе тертя створює такий самий ефект, як люфт у механічній передачі електропривода [143 – 145]. В міру збільшення демпфування ланки із сухим тертям (системи рис. 4.11 та 4.12) зона існування автоколивальності при зміні коефіцієнта посилення системи скорочується. Момент сухого тертя, прикладений до валу інерційної або безінерційної інтегруючої ланки, призводить до збільшення області стійкої роботи системи, особливо при великих значеннях $M_{тр}$ (значення близькі до 1).

Система з аперіодичним регулятором другого порядку, в якому діє момент сухого тертя, займає проміжне положення між системою з аперіодичним ланкою, де $M_{тр}$ - функція швидкості зміни вихідної величини, і ланкою типу двигуна, де $M_{тр}$ - функція вихідної величини ланки.

4.4 Електропривод з сухим тертям

Розглянемо вплив сухого тертя (СТ) на стійкість астатичної системи четвертого порядку. Для більш наочного порівняння впливу сил сухого тертя, розглянемо кілька випадків, що відрізняються тим, що момент сухого тертя діє у різних ланках системи. Ланки системи у всіх випадках мають один і той же коефіцієнт підсилення, а також однакові значення постійних часу. У всіх випадках є лише одна нелінійна ланка, нелінійна характеристика якої обумовлена наявністю моменту сухого тертя[145].

На основі рис. 1.1 була побудована схема системи керування, яка наведена на рис. 4.16.

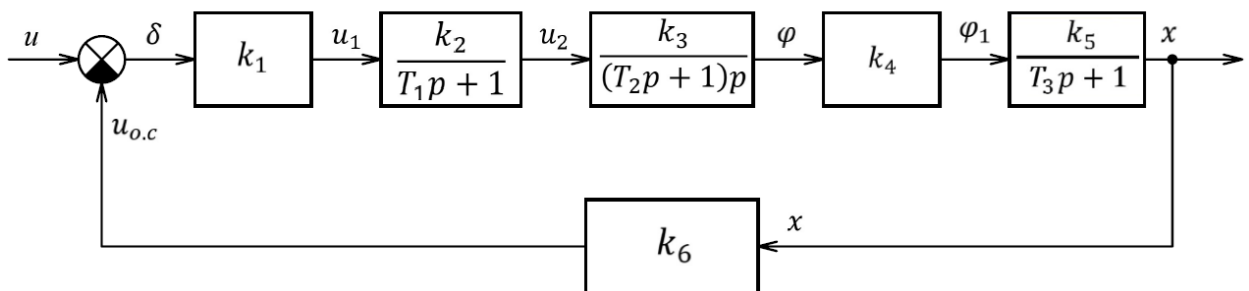


Рис. 4.16 – Структурна схема системи керування

Запишемо рівняння системи рис. 4.16 у наступному вигляді:

$$\delta = u - u_{o.c}$$

$$u_1 = k_1 \delta$$

$$(T_1 p + 1) u_2 = k_2 u_1$$

$$(T_2 p + 1) p \varphi = k_3 u_2$$

$$\varphi_1 = k_4 \varphi$$

$$(T_3 p + 1) [= k_5 \varphi_1$$

$$u_{o.c} = k_6 x - k_6 M_{\text{тр}}(px)$$

Характеристичне рівняння системи рис. 4.16 без урахування моменту сухого тертя (МСТ) має вигляд:

$$T_1 T_2 T_3 p^2 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) p^3 + (T_1 + T_2 + T_3) p^2 + k = 0 \quad (4.8)$$

де $k = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6$ – це коефіцієнти системи. Визначимо критичний коефіцієнт підсилення системи $k_{\text{кр}}$ частоту коливань системи на межі стійкості, для чого на рівняння (4.8) підставимо $p = j\omega$. Прирівнюючи нулю резову та уявну частини, отримаємо два рівняння:

$$\left. \begin{aligned} T_1 T_2 T_3 \omega^4 - (T_1 + T_2 + T_3) \omega^2 + k &= 0 \\ -(T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \omega^3 + \omega &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

З другого рівняння (4.9) визначимо вираз для частоти коливань системи межі стійкості $\omega_{\text{л}}$, та якщо з першого - вираз для критичного коефіцієнта підсилення лінійної системи $k_{\text{кр.л}}$ через параметри системи:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{\text{л}} &= \sqrt{\frac{1}{T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3}} \\ k_{\text{кр.л}} &= \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_1 T_2} - \frac{T_1 T_2 T_3}{(T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_1 T_2)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

Візьмемо такі числові значення параметрів системи рис. 4.16: $T_1 = 0.02 \text{ с.}$, $T_2 = 0.1 \text{ с.}$; $T_3 = 0.2 \text{ с.}$, тоді відповідно до виразів (4.10) отримаємо $\omega_{\text{л}} = 6.2 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$, $k_{\text{кр.л}} = 12 \text{ с}^{-1}$.

Для дослідження стійкості нелінійної системи представимо передатну функцію нелінійної частини ланки з сухим тертям у вигляді: $W = \left[q(a, \omega) + q'(a, \omega) \frac{p}{\omega} \right]$, де коефіцієнти гармонійної лінеаризації $q(a, \omega)$ і $q'(a, \omega)$.

Характеристичне рівняння нелінійної системи рис. 4.16 з однією нелінійною ланкою набуде наступного вигляду:

$$T_1 T_2 T_3 p^4 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) p^3 + (T_1 + T_2 + T_3) p^2 + p + \left[q(a, \omega) + q'(a, \omega) \frac{p}{\omega} \right] k = 0 \quad (4.11)$$

Для визначення межі стійкості нелінійної системи підставимо $p = j\omega$ в рівняння (4.11)

$$T_1 T_2 T_3 \omega^4 - j(T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \omega^3 - (T_1 + T_2 + T_3) \omega^2 + j\omega + kq(a, \omega) + kq'(a, \omega) = 0$$

Виділяючи резову та уявну частини з останнього рівняння, отримаємо:

$$\begin{cases} T_1 T_2 T_3 \omega^4 - (T_1 + T_2 + T_3) \omega^2 + kq(a, \omega) = 0 \\ -(T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \omega^3 + \omega + kq'(a, \omega) = 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

Домноживши перше рівняння системи (4.12) на $[+q(a, \omega)]$, а друге на $[+q'(a, \omega)]$, складемо почленно перше та друге рівняння, отримаємо

$$T_1 T_2 T_3 \frac{q'}{q} \omega^4 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \omega^2 - \left(T_1 + T_2 + T_3 \frac{q'}{q} \omega + 1 \right) = 0 \quad (4.13)$$

Найменший дійсний корінь кубічного рівняння (4.13) визначає потрібну частоту періодичного рішення рівняння (4.11) при заданих параметрах системи.

Визначивши значення, величину критичного коефіцієнта знайдемо з першого або другого рівняння (4.12), наприклад:

$$k_{кр} = \frac{(T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3)}{q'(a, \omega)} \quad (4.14)$$

Рівняння (4.13) та (4.14) дають можливість визначити межу стійкості системи рис. 4.16 за будь-яких параметрів системи.

Якщо момент сухого тертя прикладено в ідеальній ланці, то коефіцієнти гармонійної лінеаризації q і q' , залежать тільки від відносної амплітуди коливань в системі a і не залежать від частоти ω . Визначивши значення q і q' , знайдемо відношення $\frac{q'}{q}$ і підставимо його до рівняння (4.13). Розв'язавши це рівняння, знайдемо частоту періодичного розв'язку, після чого легко визначити значення $k_{кр}$ для обраного a .

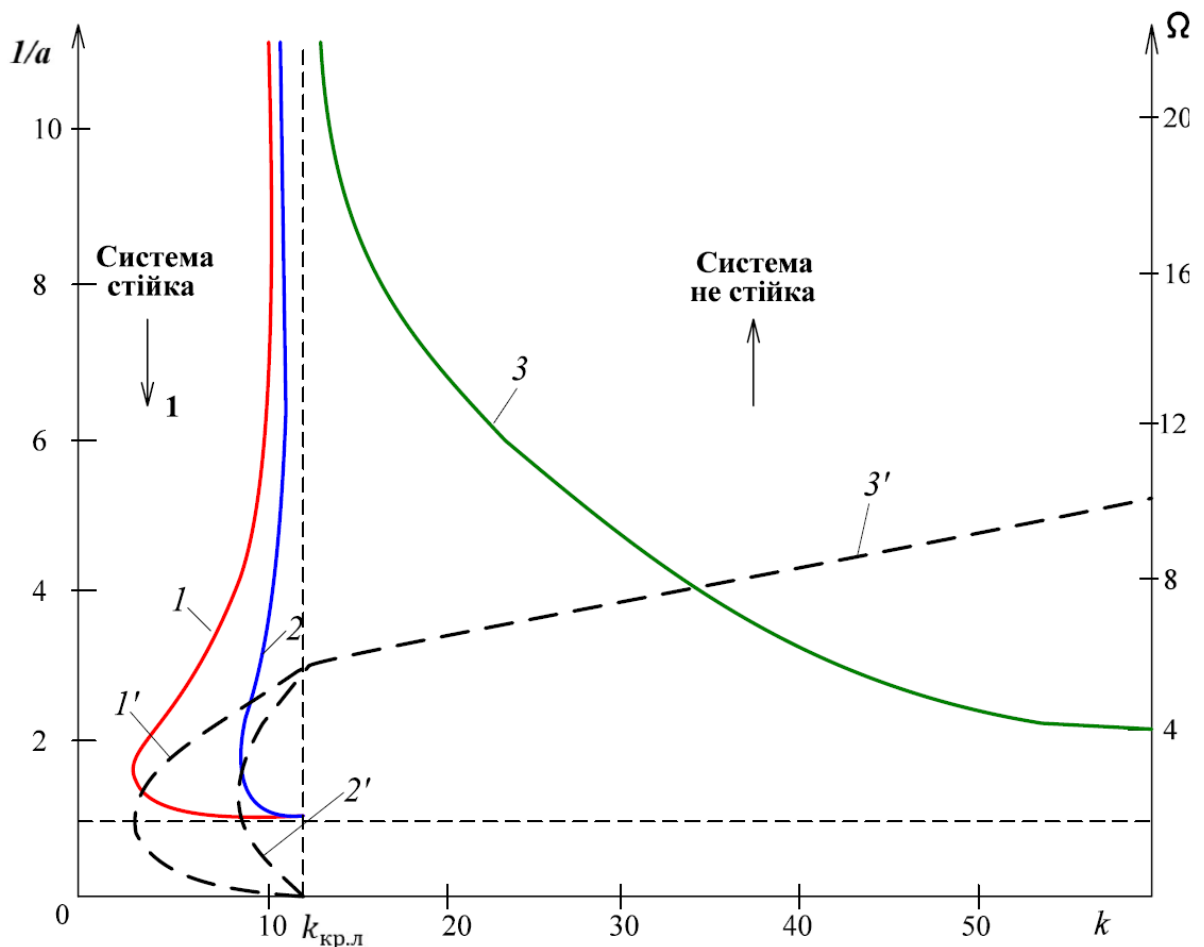


Рис. 4.17 – Параметри стійкості системи з сухим тертям

Залежності $k_{кр}(a)$ і $\omega(a)$ для випадку, коли момент сухого тертя прикладений ідеальному ланці, представлені на рис. 4.17 кривими 1 та 1'. Крива 1 показує, що в цьому випадку область стійкості системи суттєво зменшилася (як і для системи третього порядку). При значеннях коефіцієнта посилення менших $k_{кр}$ (рис. 4.17), система стійка, $k_{кр} < k < k_{кр.л}$ у системі можливі автоколивання, а при $k > k_{кр.л}$ система нестійка.

При дослідженні системи четвертого порядку, в якій момент сухого тертя прикладений у датчику зворотного зв'язку, коефіцієнти гармонійної лінеаризації q і q' , залежать як від a й від ω . І тут доводиться вирішувати рівняння (4.13) шляхом послідовних наближень. Для обраного значення a визначаємо значення q і q' , задавшись орієнтовним значенням частоти z . Далі, визначивши співвідношення $\frac{q'}{q}$, знаходимо значення z з рівняння (4.13). За отриманим значенням знаходимо уточнені значення q і q' і так далі, поки не знайдемо значення, відповідне значенням q і q' для обраного значення a . Після цього критичний коефіцієнт визначається за формулою (4.14).

Залежності $k_{кр}(a)$ і $\omega(a)$ для випадку, коли момент сухого тертя прикладений в датчику зворотного зв'язку, представлені на рис. 4.17 кривими 2 та 2'. Як і в попередньому параграфі, в цьому випадку область значень, при яких можливі автоколивання системи, зменшилася. Можна показати, що чим більша постійна часу ланки, тим менша область автоколивань. Частота автоколивань у системах зменшується при зменшенні відносної амплітуди коливань a .

Границя стійкості системи четвертого порядку деформується праворуч, якщо момент сухого тертя прикладений до валу двигуна. Залежності $k_{кр}(a)$ і $\omega(a)$ в цьому випадку показано на рис. 4.17 кривими 3 та 3'.

4.5 Синтез нелінійної системи керування з сухим тертям

Розглянемо методику розрахунку на прикладі системи автоматичного регулювання температури в технологічній камері системи. Слідкуюча система,

наведена в розділі 2, і складається з наступних елементів: перетворювача; підсилювача; двигуна з редуктором; виконавчого механізму; об'єкт регулювання (камери технологічного блоку); перетворювача в ланцюзі зворотного зв'язку термометра опору.

Коефіцієнт передачі перетворювача $k_{\text{пр}} = 0,43 \cdot 10^{-3}$ в/ом.

Наявність сухого тертя призводить до того, що двигун починає переміщення виконавчого органу тільки при збільшенні напруги на його керуючій обмотці, до деякої певної межі, яка називається напругою торкання $u_{\text{тр}}$. Тому, незважаючи на астатизм стежачої системи з виконавчим двигуном, в ній існує статична помилка, обумовлена сухим тертям в навантаженні двигуна. У системі $u_{\text{тр}}$ досягається помітної величини.

$$u_{\text{тр}} = \frac{M_{\text{с}}}{M_{\text{п}}} u_{\text{у max}} = 11,66.$$

У цьому прикладі використовуються деякі параметри, отримані експериментальним шляхом. Тут $M_{\text{с}}$ - момент опору, наведений до валу двигуна; $M_{\text{п}}$ - пусковий момент двигуна; $u_{\text{у max}}$ - максимальна керуюча напруга.

1. Вибір виконавчого двигуна та виведення його передавальної функції. Необхідне прискорення руху приводу $\omega_{\text{с}} \geq 1 \text{ с}^{-2}$. Максимальна швидкість руху $\omega_{\text{с}} = 0,182 \text{ с}^{-1}$. Потужність інерції навантаження $J_{\text{с}} = 0,2 \text{ н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2$. Потужність, що витрачається на подолання статичного навантаження:

$$P_{\text{с. н}} = \frac{\omega_{\text{с}} M_{\text{с}}}{0,102 \cdot \eta} = 0,153 \text{ Вт.}$$

Потужність, що витрачається на тертя у редукторі:

$$P_{\text{с. ред}} = \frac{\omega_{\text{н}} M_{\text{тр. ред}}}{0,102} = 0,3 \text{ Вт.}$$

Тут ω_n - передбачувана швидкість двигуна; $M_{тр. ред}$ - орієнтовне значення моменту тертя, наведене до валу двигуна[139-140]. Повна статична потужність:

$$P_c = P_{с. н} + P_{с. ред} = 0,153 + 0,3 = 0,453 \text{ Вт.}$$

Співвідношення $\frac{\dot{\omega}_c}{\omega_c} = \frac{1}{0,182} = 5,5 \text{ с}^{-1}$. Приймаємо момент інерції редуктора рівним $J_{ред} = 5 \cdot 10^{-7} \text{ н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2$.

Вибираємо асинхронний двофазний двигун із короткозамкненим ротором Dayton C-Frame Motor Shaded, який має параметри, зведені в таблицю 4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри двигуна Dayton C-Frame Motor Shaded

P_n , Вт	$J_{дв}$, $\text{н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2$	M_n , $\text{н} \cdot \text{м}$	M_p , $\text{н} \cdot \text{м}$	f , Гц	ω_n , об/хв	$\dot{\omega}_c/\omega_c$	u_{yn} , В
1	$32 \cdot 10^{-7}$	$11 \cdot 10^{-3}$	$23 \cdot 10^{-3}$	50	1950	15,9	120

Передатне число редуктора $i = \frac{\omega_n}{\omega_c} = \frac{125}{0,182} = 685$. Передавальний коефіцієнт редуктора $k_{ред} = \frac{1}{i} = 1,46 \cdot 10^{-3}$.

Зробимо розрахунок на перевірку обраного двигуна по моменту тертя в редукторі. Вибираємо редуктор з шести пар зубчастих коліс, що мають наступні параметри [140]: $z_1 = z_3 = z_5 = z_7 = 18$ ($m = 0,5 \text{ мм}$; $d = 9 \text{ мм}$); $z_2 = z_4 = z_6 = z_8 = 45$ ($m = 0,5 \text{ мм}$; $d = 22,5 \text{ мм}$); $z_9 = 14$ ($m = 0,5 \text{ мм}$; $d = 7 \text{ мм}$); $z_{10} = 49$ ($m = 0,5 \text{ мм}$; $d = 24,5 \text{ мм}$); $z_{11} = 19$ ($m = 1 \text{ мм}$; $d = 19 \text{ мм}$); $z_{12} = 95$ ($m = 1 \text{ мм}$; $d = 95 \text{ мм}$);

Момент, що діє на шестірні z_{11} :

$$M_{11} = \frac{z_{11}}{z_{12}} M_{12} = 12 \cdot 10^{-2} \text{ н} \cdot \text{м}$$

Момент тертя в зачепленні:

$$M_{11,12} = M_{11} \mu \pi \left(\frac{1}{z_{11}} + \frac{1}{z_{12}} \right) = 85 \cdot 10^{-3} \text{ н} \cdot \text{м}.$$

$$P = \frac{M_{11}}{m z_{12}} = 2,52 \text{ н},$$

де P - навколишнє зусилля на веденому колесі, н; m – модуль, м; c - поправочний коефіцієнт для зачеплення з кутом зачеплення $Q = 20^\circ$;

$$c = \frac{P + 292}{P + 17,4} = 2,1.$$

Розрахуємо втрати потужності на тертя в осях. Нормальна сила $F_{11} = M_{11}/R_{11} = 12,6$ н. Радіальна сила $F_{r11} = F_{11} \operatorname{tg} 20^\circ = 4,6$ н. Поверхня тертя на осі z_{11} : $S_{11} = \pi d_{11} l = \pi \cdot 0,8 \cdot 1 = 2,52 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2$. Сила тертя на осі z_{11} : $F_{\text{тр}11} = F_{r11} S \mu = 1,9$ н. Момент тертя на осі z_{11} : $M_{\text{тр}11} = F_{\text{тр}11} R_{11} = 1,8 \cdot 10^{-2} \text{ н} \cdot \text{м}$. $M_{\text{тр}11,12} = M_{11,12} + M_{\text{тр}11} = 10,3 \text{ н} \cdot \text{м}$. $M_{\text{тр}11,12}$, приведений до валу двигуна:

$$M'_{\text{тр}11,12} = \frac{M_{\text{тр}11,12} z_9 z_7 z_5 z_3 z_1}{z_{10} z_8 z_6 z_4 z_2} = 0,07 \cdot 10^{-2} \text{ н} \cdot \text{м}.$$

За такою ж методикою легко визначити момент тертя інших осей. Сумарний момент тертя, наведений до валу двигуна, $M_{\text{тр}\Sigma} = 0,35 \cdot 10^{-2} \text{ н} \cdot \text{м}$.

Потужність статичного навантаження:

$$P_{\text{с.н}} = \frac{\omega_{\text{с}} M_{\text{с}}}{0,102 \cdot 2} = 0,153 \text{ Вт}.$$

Потужність тертя в редукторі:

$$P_{с. ред} = \frac{\omega_H M_{тр}}{0,152} = 0,43 \text{ Вт}$$

Повна статична потужність $P_c = P_{с. н} + P_{с. ред} = 0,153 + 0,43 = 0,583 \text{ Вт}$. За статичною потужністю двигун вибрано правильно. Проведемо перевірку за еквівалентним моментом:

$$M_e = \sqrt{\left(\frac{M_H}{i\eta} + M_{тр}\right)^2 + \left(\frac{J_{нав}}{i^2\eta} + J_d\right)^2 \frac{\varepsilon_m^2}{2} i^2}$$

$$J_g = 0,03 \cdot 10^{-4} \text{ н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2;$$

$$M_g = 0,38 \cdot 10^{-2} \text{ н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2.$$

Двигун повинен відповідати наступному співвідношенню $M_H/M_e \geq 1$. У разі $2,87 > 1$. Двигун Dayton C-Frame Motor Shaded вибрано правильно.

Тепер перейдемо до визначення передавальної функції двигуна. Основне рівняння динаміки $J_{дв} \frac{d\omega}{dt} = M_{дв}$. У свою чергу,

$$M_{дв} = M_{п} - b_{\omega}\omega;$$

$$M_{п} = b_u u_y;$$

$$b_{\omega} = \frac{M_{п} - M_H}{\omega_H} = 0,9 \cdot 10^{-2} \text{ (н} \cdot \text{м} \cdot \text{с)/рад};$$

$$b_u = \frac{M_{п}}{u_{yH}} = 0,02 \cdot 10^{-2} \text{ н} \cdot \text{м/б}.$$

Використовуємо рівняння моментів:

$$\frac{J}{b_{\omega}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{b_u}{b_{\omega}} u_y.$$

Позначимо $J/b_{\omega} = T_{\text{дв}}$; $b_u/b_{\omega} = l_{\text{дв}}$

Переходячи до операторної форми запису, отримаємо передатну функцію двигуна: $(1 + T_p)\omega = k u_y$, $\omega = p Q$. Тут Q - кут повороту вихідного валу, $Q/u_y = k/(1 + T_p)p$. Постійна часу двигуна $T = 0,035$ с; коефіцієнт передачі двигуна $k = 2 \text{ с}^{-1}$.

2. Виконавчий механізм. Як виконавчий механізм використовується автотрансформатор $J_{\text{max}} = 9$ а; $u = 250$ в. Він має лінійну вихідну характеристику $u = f(\theta)$, т. е. залежність напруги від кута повороту рухомого контакту лінійна. Визначимо коефіцієнт передачі виконавчого механізму. Повний кут повороту дорівнює $320^\circ = 5,585$ рад. Отже, поворот контакту на 5,585 рад відповідає 250 В, а 1 рад = 44,8 в/рад. Таким чином, коефіцієнт передачі запишеться так: $k_{\text{ит}} = 44,8$ в/рад.

3. Об'єкт регулювання – камера технологічного термоблока. Висновок передавальної функції провадиться з рівняння теплового балансу:

$$Q_{\text{н}} - Q_{\text{від}} = Q_{\text{пол}}$$

де $Q_{\text{н}}$ - кількість тепла, що отримується від нагрівача; $Q_{\text{від}}$ - кількість тепла, що віддається блоком (втрати); $Q_{\text{пол}}$ - кількість тепла, що йде на нагрівання технологічного блоку та повітря камери.

Використовуємо рівняння теплового балансу

$$I u dt - \lambda \frac{F}{l} dt = c m d\tau.$$

I - струм нагрівача, а; u - напруга на нагрівачі; λ - теплопровідність скловати, дж/(с · м · град); l – товщина стінки камери, м; F - площа стін камери, м²; c -

теплоємність «корисних» об'ємів камери, дж/(кг · град); m – маса «корисних» обсягів, кг; τ - температура ємнісного елемента об'єкта регулювання, С;

$$\tau = \tau_{\text{зад}} + d\tau,$$

де $\tau_{\text{зад}}$ - задане значення температури; $d\tau$ – відхилення температури; dt -одиниця часу. Проведемо перетворення рівняння теплового балансу:

$$\frac{cm}{\lambda \frac{F}{l}} \frac{d\tau}{dt} + \tau = \frac{I}{\lambda \frac{F}{l}} u.$$

Позначимо $\frac{cm}{\lambda \frac{F}{l}}$ - постійна часу; $\frac{I}{\lambda \frac{F}{l}} = k$ - коефіцієнт передачі. Тоді передатна функція запишеться у вигляді $(Tp + 1)\tau = ku$ або $\tau/u = k/(Tp + 1)$. Визначимо постійну часу камери:

$$T = \frac{c_1 m_1 + c_2 m_2}{\frac{\lambda}{l} (F_1 + F_2 + F_3)} \approx 0,1 \text{ с},$$

де $c_1 = 1 \cdot 10$ дж/(кг · град) - теплоємність повітря; $c_2 = 0,96$ дж/(кг · град) - теплоємність сталі; $m_1 = \rho V = 1,3 \cdot 0,05 = 0,065 \cdot 10^{-3}$ кг - маса повітря; $\rho = 1,3$ кг/м³- щільність повітря; $V = 0,05 \cdot 10^{-3}$ м³ - об'єм камери (внутрішній); $m_2 = \frac{2,0}{9,8}$ кг - маса хроматографічного блоку; $\lambda = 0,035$ Вт/(м · град) - теплопровідність скловати; $l = 0,01$ м - товщина стінки; F = площа стіни. Визначимо коефіцієнт передачі

$$k = \frac{I}{\lambda \frac{F}{l}} = \frac{P}{u \lambda \frac{F}{l}} = 0,915.$$

тут $P = 600 \text{ Вт}$ – потужність нагрівача; $u = 200 \text{ В}$ - напруга мережі.

4. Перетворювач зворотного зв'язку – термометр опору. Зважаючи на те, що система розраховується, в середньому, на регулювання температури до 200°C , як чутливий елемент застосовується термометр опору, який є безінерційною ланкою з коефіцієнтом передачі $k = 0,37 \text{ ом/град}$.

5. Розрахунок системи у лінійному наближенні. Після отримання всіх функцій передавальних елементів системи можна скласти передатну функцію розімкнутої системи $w(p)$. Передавальні функції елементів системи отримані у вигляді: перетворювача $k_{\text{пр}} = 0,43 \cdot 10^{-3} \text{ В/ом}$; підсилювача $k_y = 1,6 \cdot 10^6$; двигуна $k_{\text{дв}}(p) = 2/p(1 + 0,035p)$, рад/(в · с); редуктора $k_{\text{ред}} = 1,4 \cdot 10^{-3}$; виконавчого механізму $k_{\text{и.м}} = 44,8 \text{ в/рад}$; об'єкта регулювання $k_{\text{ор}} = 0,915/(1 + 0,1p) \text{ град/В}$; перетворювача зворотного зв'язку $k_d = 0,37 \text{ ом/град}$.

$$w(p) = k_{\text{пр}} k_y k_{\text{дв}}(p) k_{\text{ред}} k_{\text{им}} k_{\text{ор}} k_d = \frac{30,5}{p(1 + 0,035p)(1 + 0,1p)}$$

Оцінимо стійкість системи у лінійному наближенні за допомогою критерію Гурвіца. Складемо характеристичне рівняння системи: $w(p) + 1 = 0$. Загалом $A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0$.

Для цієї системи: $A_0 = T_1 T_2 = 0,0035 \text{ с}^2$; $A_1 = T_1 + T_2 = 0,135 \text{ с}$; $A_2 = 1$; $A_3 = k = 30,5 \text{ с}^{-1}$.

Умова Гурвіца для системи третього порядку: $A_0 > 0$; $A_1 > 0$; $A_2 \geq 0$; $A_3 > 0$; $A_1 A_2 - A_0 A_3 > 0$; $0,135 \cdot 1 - 0,0035 \cdot 30,5 = 0,028 > 0$. Отже, величина критичного коефіцієнта посилення, при якому система знаходиться на межі стійкості:

$$k_{\text{кр}} = \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} = 38,6 \text{ с}^{-1}.$$

Врахуємо тепер вплив сухого тертя у системі. Після гармонійної лінеаризації характеристичне рівняння системи отримаємо у вигляді:

$$T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p + \left(q + q' \frac{p - \xi}{\omega} \right) k = 0.$$

q, q' - коефіцієнти гармонійної лінеаризації нелінійної ланки, враховують момент сухого тертя, зумовлені як зазначалося вище.

Для того, щоб найбільш повно оцінити нелінійну систему, необхідно побудувати діаграму якості згасання перехідного процесу в системі. Для цього в характеристичному рівнянні системи зробимо підстановку $p = \xi + j\omega$, виділяючи реальну X і уявну Y частини, отримаємо систему з двох рівнянь:

$$X = \xi + (T_1 + T_2)\xi^2 - (T_1 + T_2)\omega^2 + T_1 T_2 \xi^3 - 3T_1 T_2 \xi \omega^2 + kq = 0;$$

$$Y = \omega + 2(T_1 + T_2)\xi\omega + 3T_1 T_2 \xi^2 \omega - T_1 T_2 \omega^3 + kq' = 0.$$

З кожного рівняння визначаємо вираз для

$$k = \frac{1}{q} (-\xi - 0,135\xi^2 + 0,135\omega^2 - 0,0035\xi^3 + 0,0105\xi\omega^2); \quad (4.15)$$

$$k' = \frac{1}{q'} (-\omega - 0,27\xi\omega - 0,0105\xi^2\omega + 0,0035\omega^3). \quad (4.16)$$

Визначимо значення коефіцієнтів гармонійної лінеаризації q і q' для різних значень ω і при $\frac{M_{\text{тр}}}{M_{\text{max}}} = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,7$, задаючись різними значеннями показника згасання ξ , побудуємо залежності $k(\omega)$ і $k'(\omega)$. Точки перетину цих кривих при однойменних ξ дадуть спільні рішення рівнянь (4.15) та (4.16). Причому кожного даного значення $a = \frac{M_{\text{тр}}}{M_{\text{max}}}$ отримуємо свої графіки $k(\omega)$ і $k'(\omega)$.

Отримана таким чином діаграма якості загасання ϵ (рис. 4.18) сімейства ліній рівного загасання $\xi_i = \text{const}$, і ліній рівного значення частоти коливань $\omega_i = \text{const}$, побудованих на площині прямокутних координатах. По осі ординат відкладена амплітуда коливань системи (у даному випадку безрозмірна величина $1/a = M_{\max}/M_{\text{тр}}$ по осі абсцис - параметр, вибором якого бажано отримати необхідну якість перехідного процесу, в даному випадку коефіцієнт посилення системи k . Діаграма загасання перехідних процесів показує, як змінюються постійна часу перехідного процесу і частота коливань системи при зміні амплітуди коливань.

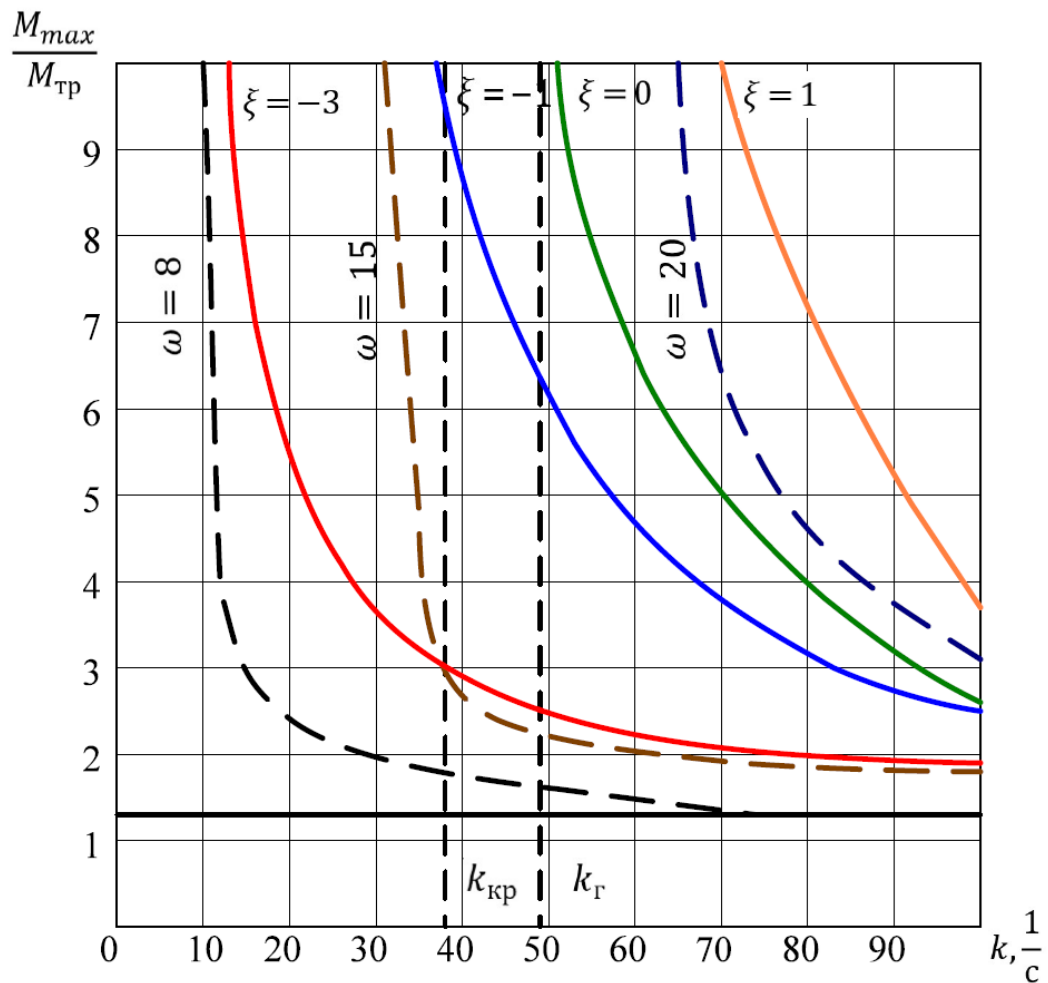


Рисунок 4.18 – Діаграма якості загасання перехідних процесів

Як видно з побудованої діаграми якості загасання перехідного процесу, лінії $\xi < 0$ розташовані нижче за лінію $\xi = 0$, а лінії $\xi > 0$ - вище, тобто періодичне рішення стійке, воно відповідає автоколиванням. Лінія $\xi = 0$ дає залежність амплітуди автоколивань параметра k . Крім того, лінія $\xi = 0$ визначає коливальну

межу стійкості нелінійної системи k_r . Лівіше цього значення система стійка, оскільки перехідні процеси згасають ($\xi < 0$).

Побудована діаграма якості згасання показує, що нелінійність типу «сухе тертя» демпфує вплив на систему, розширюючи область стійкості ($k_r > k_{кр}$).

За діаграмою якості згасання перехідних процесів можна визначити їх основні показники якості.

5. Визначення параметрів перехідного процесу за діаграмою якості (див. розд. 2). Якщо прийняти коефіцієнт посилення системи рівним $= 30,5 \text{ с}^{-1}$, показник загасання при середньому значенні відношення $\frac{M_{\max}}{M_{\text{тр}}} \approx 5$ буде $\xi = -3 \text{ с}^{-1}$. При цьому постійна часу загасання перехідного процесу $T \approx \frac{1}{\xi} = \frac{1}{3} = 0,33 \text{ с}$; кутова частота $\omega \approx 8,7 \text{ рад/с}$; період коливань $\tau = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{8,7} = 0,72 \text{ с}$; частота коливань $f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{8,7}{2\pi} = 1,39 \text{ с}^{-1}$; час перехідного процесу при грубій оцінці буде:

$$t_k \approx \frac{1}{\xi_c} \ln \frac{a_k}{a_0} = 0,364 \text{ с.} \quad (4.17)$$

За більш точної оцінки:

$$t_k = \sum_1^n \frac{1}{\xi_i} \ln \frac{a_{ki}}{a_{0i}} = 0,382 \text{ с} \quad (4.18)$$

Величина перерегулювання

$$\left| \frac{x_{\Pi}}{a_0} \right| = e^{\frac{\xi_c}{\omega_c}} = e^{-\pi \frac{3,1}{8,5}} = 0,34,$$

де x_{Π} - відносне перерегулювання, т. е. частка взятої амплітуди $a_0 = 5$ становить $x_{\Pi} \approx 34\%$. Тут ξ_c і ω_c - середні значення дільниці до $a_0 = 5$. Число коливань за час перехідного процесу

$$m = \frac{1}{2\pi} \sum_1^n \frac{\omega_i}{\xi_i} \ln \frac{a_{\kappa i}}{a_{0i}} = 0,675.$$

7. Вибір коригуючого пристрою. Основним недоліком системи автоматичного керування із сухим тертям є підвищення статичної помилки. Статична помилка системи з урахуванням сухого тертя буде:

$$\delta_{\text{ст}} = \frac{M'_{\text{тр}}}{k_y k_{\text{дв.м}} k_{\text{пр}}},$$

де $M'_{\text{тр}} = 0,3 \cdot 10^{-2} \text{ Н} \cdot \text{м}$; $k_y = 1,6 \cdot 10^6$ - коефіцієнт передачі підсилювача; $k_{\text{пр}} = 0,43 \cdot 10^{-3} \cdot 0,37 \text{ В/град}$ - коефіцієнт передачі перетворювача; $k_{\text{дв.м}} = M'_{\text{тр}}/u_y = 0,03 \cdot 10^{-2} \text{ Н} \cdot \text{м/В}$ коефіцієнт передачі двигуна по моменту. Звідси $\delta_{\text{ст}} = 0,046^\circ$. Для зменшення статичної помилки включимо до системи ланку зі змінним коефіцієнтом посилення.

8. Розрахунок скоригованої системи та побудова перехідних процесів. Дія коригуючого пристрою полягає в наступному. За відсутності ланки зі змінним коефіцієнтом посилення підсилювач подавав на двигун напругу, пропорційну помилці неузгодженості на вході системи. Воно могло виявитися меншим за напругу торкання двигуна, обумовленого моментом тертя. Отже, збільшувалася статична помилка системи. Помилка в режимі стеження у такій системі буде

$$\delta_{\text{сл}} = \frac{\omega_c}{D} = \frac{0,182}{30,5} = 0,006 \text{ рад}$$

чи в градусах

$$\delta_{\text{сл}} = 0,006 \cdot 44,8 \cdot 0,915 = 0,246^\circ \text{C}$$

Встановлена помилка:

$$\delta_{\text{вст}} = \delta_{\text{ст}} + \delta_{\text{сл}} = 0,046 + 0,246 \approx 0,3^\circ \text{C}$$

При введенні коригувального пристрою, навіть при невеликому сигналі неузгодженості на вході системи, підсилювач стрибком піднімає напругу, що подається на двигун, до величини, пропорційної моменту тертя спокою $M'_{тр}$, компенсуючи таким чином вплив моменту сухого тертя на систему. Цілком, однак, компенсувати момент тертя не можна через небезпеку виникнення автоколивань. При великих сигналах коригуючий пристрій зменшує коефіцієнт передачі до розрахункового. Результируюча дія коригуючого пристрою така, що в системі з'являються нові значення моментів тертя спокою $M'_{тр}$ і руху $M_{тр1}$. У аналізованій системі такими значеннями моменту тертя спокою є $M'_{тр1} = 0,17 \cdot 10^{-2} \text{ н} \cdot \text{м}$, а відповідне йому напруга торкання стало рівним 5,7 В.

Підрахуємо помилку, що встановилася в системі з розглянутим способом компенсації СТ:

$$\delta_{ст} = \frac{17,2}{0,37 \cdot 0,43 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^6} = 0,0022^\circ\text{C}$$

$$\delta_{сл} = \frac{0,182}{30,5 \cdot \frac{5 \cdot 10^6}{1,6 \cdot 10^6}} = 0,078^\circ\text{C}$$

$$\delta_{вст} = 0,0022 + 0,078 = 0,08^\circ\text{C}$$

Динамічний розрахунок скоригованої системи практично мало відрізняється від динамічного розрахунку нескоректованої системи і не проводитиметься.

Результируючі значення одержаних параметрів системи наведено в таблиці 4.2. Отже, застосування нелінійної корекції, яка в даному випадку полягала у використанні підсилювача зі змінним коефіцієнтом посилення, дозволило в 3,5 рази зменшити величину помилки, що встановилася, при збереженні тієї ж якості перехідних процесів.

Таблиця 4.2 – Результуючі значення одержаних параметрів системи

Не коригована система	Коригована система
$\delta_{уст} = 0,3^{\circ}\text{C},$	$\delta_{уст} = 0,08^{\circ}\text{C},$
$\sigma = 52\%,$	$\sigma = 66\%,$
$t_k = 0,6 \text{ с},$	$t_k = 0,96 \text{ с},$
$\tau = 0,7 \text{ с},$	$\tau = 0,44 \text{ с},$
$\omega = 9 \text{ рад/с},$	$\omega = 14,3 \text{ рад/с},$
$m = 0,75,$	$m = 2,$

4.5 Висновок до розділу 4

В результаті проведеного дослідження встановлено, що сухе тертя є суттєвим нелінійним фактором, що негативно впливає на якість регулювання електроприводу. Наявність сухого тертя призводить до виникнення зони нечутливості, стрибкоподібного руху виконавчого механізму, збільшення помилки позиціонування та погіршення динамічних характеристик системи управління.

Розроблено та досліджено методи компенсації сухого тертя в електроприводі, що дозволяють зменшити вплив моменту стругування та забезпечити більш плавну зміну швидкості в області малих переміщень. Застосування компенсаційних алгоритмів сприяє зниженню статичної помилки, підвищенню точності позиціонування та покращенню стійкості системи управління.

Результати моделювання показали, що використання компенсації сухого тертя забезпечує зменшення коливання перехідних процесів, скорочення часу регулювання та підвищення якості відпрацювання заданих впливів. При цьому досягається стабільніша робота електроприводу в широкому діапазоні навантажень і режимів експлуатації.

Таким чином, досягнуто поставленої мети. Синтезований електропривод з компенсацією сухого тертя має покращені динамічні та статичні характеристики, що підтверджує ефективність запропонованих методів та доцільність їх застосування в сучасних системах автоматичного керування електроприводами.

РОЗДІЛ 5

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З НЕЛІНІЙНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Метою роботи є синтез та дослідження системи автоматичного керування електроприводом з нелінійними коригуючими пристроями на основі динамічних перемикаючих сигналів, спрямованої на покращення показників якості регулювання, зменшення впливу нелінійностей об'єкта управління та підвищення ефективності функціонування системи в перехідних та встановлених режимах. Для вирішення поставленої мети, слід розв'язати наступні завдання:

- спроектувати лабораторний стенд для дослідження системи автоматичного керування електроприводом з нелінійними коригуючими пристроями на основі динамічних перемикаючих сигналів;
- визначити, як впливає використання динамічного коригуючого пристрою на запас стійкості системи;
- необхідно підвищити стійкість і працездатність системи електропривода при коефіцієнтах посилення, що перевищують критичні, шляхом застосування динамічних коригуючих пристроїв;
- визначити, який вплив має використання динамічного коригуючого пристрою на автоколивання системи;
- визначити, чи збільшує точність по куту та швидкості в режимі стеження при постійній швидкості використання динамічного коригуючого пристрою;
- отримати дані, як динамічний коригуючий пристрій впливає на помилку вхідного сигналу;
- чи збільшує використання динамічного коригуючого пристрою швидкодію електропривода.

5.1 Компенсація змінної складової помилки за наявності зовнішнього впливу

У режимах стеження з постійною або повільно мінливою швидкістю і відпрацювання вхідного сигналу, що змінюється за гармонічним законом при $\omega_{\text{вх}} \ll \omega_0$ помилка автоматичних систем з динамічними коригуючими пристроями має змінну складову. У ряді практичних випадків наявність змінної складової є навіть корисною. Однак, часто змінна складова помилки, має бути або повністю усунена, або зменшена до можливого мінімуму.

Основними причинами появи змінної складової помилки є наявність постійної складової, що спотворює дійсне співвідношення знаків змінних при формуванні динамічного коригуючого сигналу і накопичення неузгодженості в системі, яке відбувається за час включення коригуючого сигналу, коли система фактично стає розімкнутою. Це призводить до появи змінної складової зовнішнього збурення, що підтримує у системі коливання. Таким чином, для усунення змінної складової помилки необхідно усунути ці дві основні причини її появи. Одна зі схем, що вирішує це завдання, згадувалася вище.

На рис. 5.1 зображена нова схема коригувального пристрою, що забезпечує компенсацію змінної складової помилки.

У цій схемі формування коригувального сигналу здійснюється шляхом порівняння знаків змінної складової x^* сигналу x_1 та його похідної. Змінна складова виділяється з сигналу x_1 , за допомогою фільтра, що являє собою диференціюючий пристрій з великою постійною часу. Остання визначається з таких міркувань. Якщо на вхід диференціюючого пристрою, що має постійну часу T_ϕ та коефіцієнт передачі k_ϕ , надходить сигнал

$$x^* = a^* \sin \omega t,$$

то сигнал на його вході буде

$$x_1^* = a_1^* \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \psi \right),$$

де $a_1^* = a^* k_\phi \cos \psi$, $\psi = \arctg \omega T_\phi$.

Для того, щоб сигнал x_1^* відрізнявся від x^* по фазі не більше ніж на $\psi_{\max}$ в діапазоні частот $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\max}$, величина T_ϕ повинна бути

$$T_\phi \geq \frac{\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} - \psi_{\max} \right)}{\omega_{\min}}.$$

при цьому $x_1^* \cong a^* k_\phi \sin \omega t$.

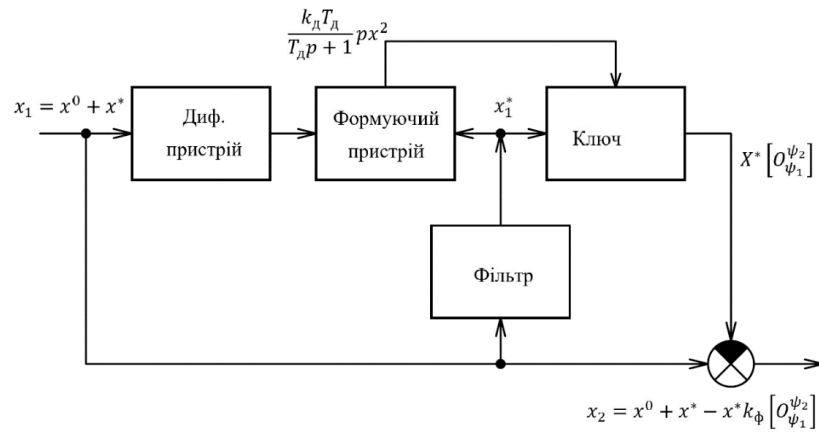


Рис. 5.1 – Схема коригувального пристрою, що забезпечує компенсацію змінної складової помилки

Похідна від сигналу x_1 виконує роль «ідеального» сигналу $x_{1и}$ дорівнює:

$$\frac{k_d}{T_d p + 1} p x_1 = \frac{k_d}{T_d p + 1} p x^*,$$

де k_d і T_d - коефіцієнт передачі та постійна часу диференціюючого пристрою (ДП) дистанційного керування.

Введення динамічного коригуючого сигналу (ДКС) в систему у схемі, що розглядається, здійснюється шляхом віднімання з сигналу x_1 , його змінної складової $x_1^* = k_\phi x^*$ на інтегралі, на якому x_1^* і $\frac{k_d T_d}{T_d p + 1} p x^*$ мають різні знаки.

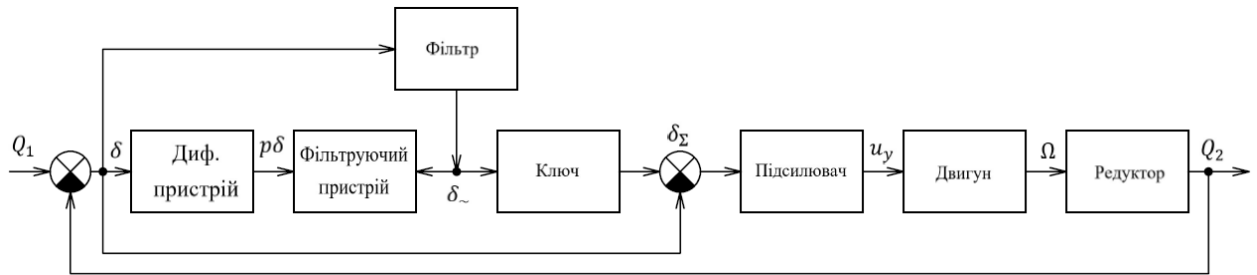


Рис. 5.2 – Структурна схема електропривода з новою схемою динамічного коригуючого пристрою

Дана схема динамічного коригуючого пристрою має низку цінних властивостей, завдяки незалежності контурів для постійних (або змінних, що повільно) і змінних складових сигналів в системі:

1. Наявність постійних (або повільно мінливих) складових сигналів не відбивається на роботі динамічного пристрою, що коригує;
2. Коригуючий сигнал впливає лише змінну складову сигналів у системі, забезпечуючи її швидке згасання;
3. Використання коригувального сигналу в контурі для змінної складової сигналів дозволяє значно збільшити запас стійкості системи і, отже, її коефіцієнт посилення (добротність) і точність по постійному або повільно змінюється складової;
4. Розрахунок автоматичної системи з такою схемою динамічного коригувального пристрою, за наявності зовнішнього впливу, можна проводити без урахування постійної або повільно змінної складової сигналу, використовуючи наявні формули і криві для коефіцієнтів гармонійної лінеаризації та еквівалентних параметрів інерційної ланки, що коригується, для вільного руху системи.

Використовуючи найпростіший одноконтактний ключ К, в системі легко реалізувати динамічний коригуючий сигнал будь-якого типу шляхом зміни

величини k_ϕ . Наприклад, при $k_\phi = 1$ маємо динамічний коригуючий сигнал типу $[O_{\psi_1}^{\psi_2}]$, при $k_\phi = 2$ – типу $[-1_{\psi_1}^{\psi_2}]$ тощо.

На рис. 5.2, як приклад, зображена структурна схема електропривода з новою схемою динамічного коригуючого пристрою, а на рис. 5.3 – діаграма основних сигналів, що пояснює принцип дії цієї схеми.

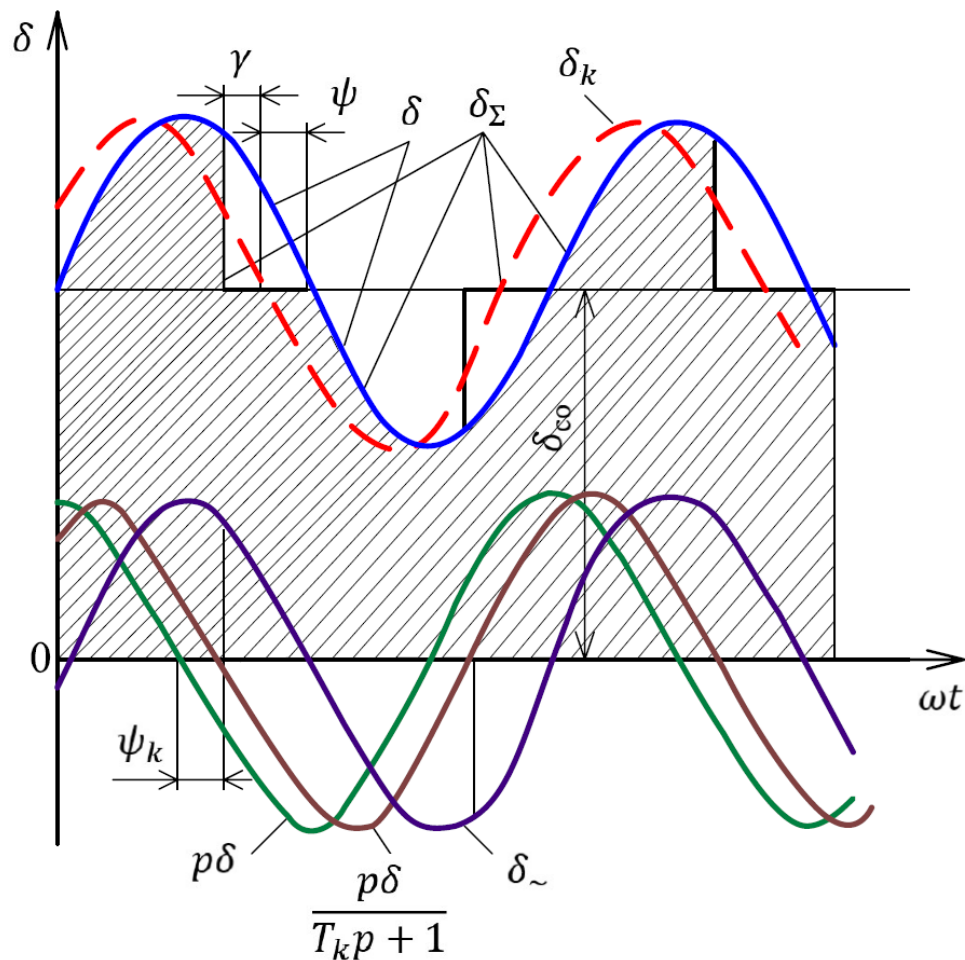


Рис. 5.3 – діаграма основних сигналів, що пояснює принцип дії цієї схеми

5.2 Дослідження системи при наявності сухого тертя і люфту

В даний час є значна кількість теоретичних робіт, що свідчать про високу ефективність динамічних коректуючих пристроїв. Проте практична реалізація нелінійних законів керування часто пов'язані з серйозними труднощами. Для оцінки можливості практичної реалізації дуже високих показників якості

автоматичних систем, було розроблено та досліджено ряд автоматичних систем з одним з типів динамічних коригувальних пристроїв. Результати досліджень наведено нижче.

Дослідження роботи електропривода з динамічним коригуючим пристроєм проводилося при типових зовнішніх впливах у вигляді: ступінчастого вхідного сигналу, вхідних сигналів мають постійну швидкість, а також вхідних сигналів, що змінюються за гармонічним законом[139].

Проведення експериментального дослідження здійснюється завдяки стенду[157] для тестування безколекторних двигунів постійного струму, який було мною розроблено і зібрано за допомогою мікроконтролера ATtiny2313 і спеціалізованого драйвера керування трьохфазними безколекторними двигунами постійного струму UCC3626 і драйверів IRS2330[146-159]. Стенд побудований на основі механічно зв'язаних між собою безколекторного двигуна і тахогенератора[160-165]. Головним керуючим елементом стенду є програмований мікроконтролер у зв'язці з спеціалізованим драйвером для керування трьохфазними безколекторними двигунами, який здійснює керування швидкістю обертів на валу двигуна. Керування відбувається за допомогою кнопок S1 – S4, а інформація про режими роботи і параметри системи керування відображається за допомогою комп'ютера через інтерфейс RS-485. Живлення експериментального стенда відбувається від єдиного джерела живлення, побудованого на лінійному стабілізаторі напруги, який забезпечує стабільну і надійну роботу. Драйвер має вбудований вхід контролю струму та формує сигнал аварії при перевищенні заданого порога струму. Під час спрацьовування відбувається відключення виходів драйвера. Захист від короткого замикання, реалізований через схему контролю падіння напруги на шунті R31. Також стенд має захист від зниженої напруги живлення, якщо живлення драйвера стає нижче допустимого рівня, драйвер блокує керування силовими ключами. Наявність зазначених функцій підвищує надійність та безпеку роботи силового перетворювача та знижує ймовірність виходу з ладу силових транзисторів.

Система має головний зворотній зв'язок за швидкістю за рахунок використання тахогенератора, що підключено до входів мікроконтролера. Отже, реалізація принципу керування, побудова регуляторів системи, створення задаючого впливу, створення навантаження та відстеження реальних параметрів приводу здійснюються програмно, що дозволяє в повністю автономному режимі проводити дослідження без втручання в електромеханічну систему стенда.

Таким чином, завдяки застосуванню схеми (рис. 5,5), яка була розроблена для дослідження системи автоматичного керування електроприводом з нелінійними коригуючими пристроями на основі динамічних перемикаючих сигналів, стає можливим моделювання реальних промислових об'єктів, що керуються електроприводами. Перевагами такого стенду є можливість за допомогою програми в мікроконтролері проводити фізичну реалізацію довільного керування на об'єкт моделювання та в автоматичному режимі аналізувати параметри технологічного процесу. Приводна електромеханічна частина стенду, що складається з безколекторного двигуна постійного струму та тахогенератора, змонтована на спеціальну захищену раму.

Структурна схема розроблених і досліджених систем стеження з нелінійним динамічним перемикаючим пристроєм зображена на рис. 5.4.

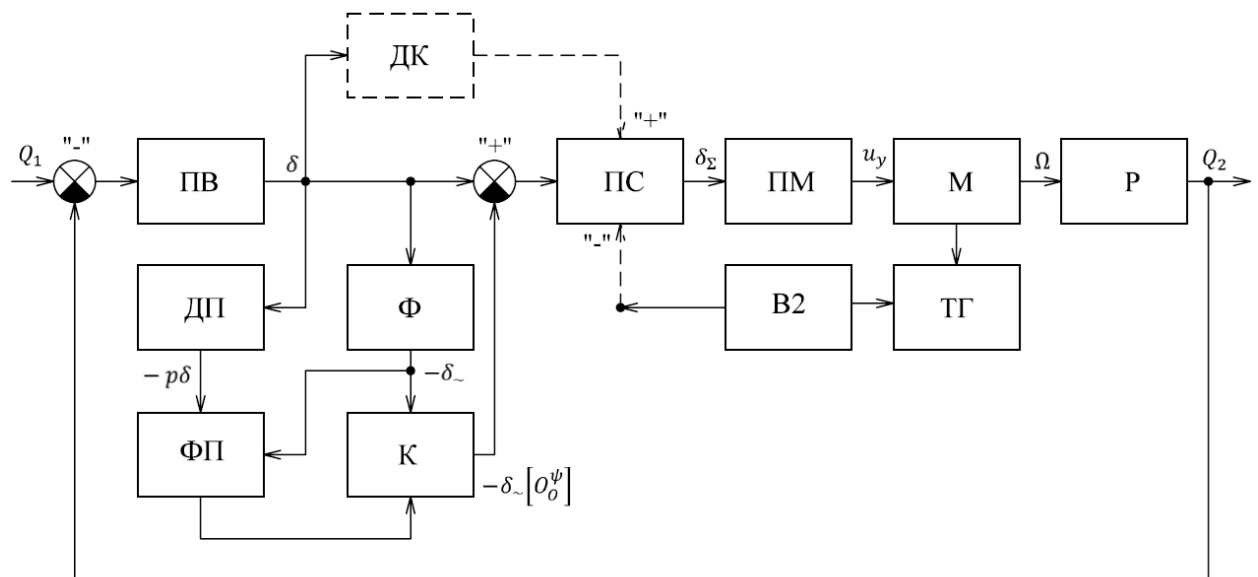


Рис. 5.4 - Структурна схема електропривода виду (2)

Керуючим впливом для них є кут повороту осі, що задає Q_1 . Напруга, пропорційна Q_1 , знімається з ротора тахогенератора (ТГ) і надходить на вхід системи, де з нього віднімається напруга, пропорційна куту повороту відпрацьовує осі Q_2 , що знімається з ротора ТГ. Коефіцієнт передачі обох $k_d = 1$ в/град.

Напруга пропорційна помилці системи $\delta_1 = k_d(Q_1 - Q_2)$, посилюється і перетворюється на сигнал постійного струму δ (з урахуванням фази δ_1) за допомогою підсилювача-випрямляча ПВ, що складається з підсилювача змінного струму і сигналу випрямляча з випрямляча з фази. Постійна часу ПВ $T_{пв} = 0,005$ с. Необхідність попереднього посилення і перетворення сигналу помилки викликана, по-перше, тим, що рівень сигналу δ_1 недостатній для розробленого динамічного пристрою коректування і, по-друге, тим, що воно працює від вхідних сигналів постійного струму.

У розроблених електроприводах, формування коригувального сигналу здійснюється шляхом порівняння знаків змінної складової помилки $\delta_{\sim}$ і похідної від помилки $p\delta$ (символом « $p\delta$ » на схемі і в тексті умовно для спрощення запису названий сигнал, рівний $\frac{k_{дп}T_{дп}p\delta}{T_{дп}p+1}$, $k_{дп}$ і $T_{дп}$ - постійна часу диференціюючого пристрою (ДП), а введення його в систему шляхом віднімання з сигналу помилки δ її змінної складової $\delta_{\sim}$ на інтервалах часу, на яких $\delta_{\sim}$ і $p\delta$ мають різні знаки.

Змінна складова помилки $\delta_{\sim}$ виділяється з сигналу помилки δ за допомогою фільтра Φ , що є диференціюючим пристроєм з великою постійною часу.

При дослідженні електропривода в різних режимах була визначена мінімальна частота коливань системи $\omega_{\min} = 3 \text{ с}^{-1}$. При обраній попередньо постійної часу фільтра $T_{\phi} = 5$ с зсув сигналу $\delta_{\sim}$ по фазі відносно при всіх частотах, таким чином, не перевищує величини:

$$\psi_{\max} = \frac{\pi}{2} - \arctg \omega_{\min} T_{\phi} \cong 5^{\circ},$$

Коефіцієнт передачі фільтра $k_{\phi} = 1$.

Сигнал похідної від помилки $p\delta$ виходить із сигналу помилки δ за допомогою диференціюючого пристрою дистанційного керування, що має малу постійну часу $T_{\text{дп}} = 0,03 \text{ с}$.

Фільтр Φ і диференціюючий пристрій дистанційного керування побудовані програмно за допомогою коду для мікроконтролера. Формуючий пристрій ФП шляхом порівняння знаків сигналів $p\delta$ і $\delta_{\sim}$ визначає інтервали часу, на яких систему вводиться динамічний коригуючий сигнал. Порівняння знаків вхідних сигналів проводиться за допомогою порогового пристрою, який реалізовано в мікроконтролері, на який надходить різниця вхідних сигналів, попередньо посиленних та обмежених. «Спрацьовування» порогового пристрою відбувається лише у проміжки часу, коли сигнали $\delta_{\sim}$ і $p\delta$ мають різні знаки.

Формуючий пристрій ФП керує ключем K таким чином, що при «спрацьовуванні» порогового пристрою ключ K пропускає сигнал - $\delta_{\sim}$ в підсилювач-суматор ПС, що здійснює алгебраїчне додавання сигналів, що надходять на його вхід, і посилення сумарного сигналу. Таким чином, віднімання з сигналу помилки δ її змінної складової δ відбувається на тих інтервалах часу, на яких $\delta_{\sim}$ і $p\delta$ мають різні знаки.

Підсилювач-суматор ПС побудований в мікроконтролері, як фільтр Φ і диференціюючий пристрій дистанційного керування, і використовується для введення в систему, крім динамічного коригуючого сигналу, також зворотного зв'язку по швидкості двигуна і прямого зв'язку похідної від помилки системи. Постійна часу підсилювача-суматора $T_{\text{п}} = 0,03 \text{ с}$ або $T_{\text{п}} = 0,05 \text{ с}$, яке коефіцієнт посилення в процесі дослідження електропривода змінювався в широких межах.

Посилення сумарного сигналу δ_{Σ} за потужністю здійснюється практично без інерційним підсилювачем потужності ПП. Напруга u_y з виходи ПП надходить на обмотку керування виконавчого двигуна електропривода ClearPath CPM-SDSK, на одній осі з яким встановлений тахогенератор ТГ типу Baumer TDP 0,2. Електромеханічна стала часу двигуна (з урахуванням привода) $T_{\text{дв}} = 2 \text{ с}$, статичний коефіцієнт посилення $k_{\text{дв}} = 450 \text{ град}/(\text{с} \cdot \text{в})$. Сигнал зворотного зв'язку швидкості

двигуна надходить на один з входів мікроконтролера з тахогенератора ТГ. Передатне число редуктора Р між двигуном і ОТ - приймачем $i = 1/k_p = 1150$.

Електрична частина розробленого електропривода (підсилювач випрямляч ПВ, що входить до складу диференціюючого пристрою ДП, фільтра Ф і підсилювача-суматора ПС, підсилювач потужності ПП, фазочутливі випрямлячі В1 і В2, формує пристрій ВУ і ключ К) виконана програмно в мікроконтролері ATiny2313 (рис. 5.5).

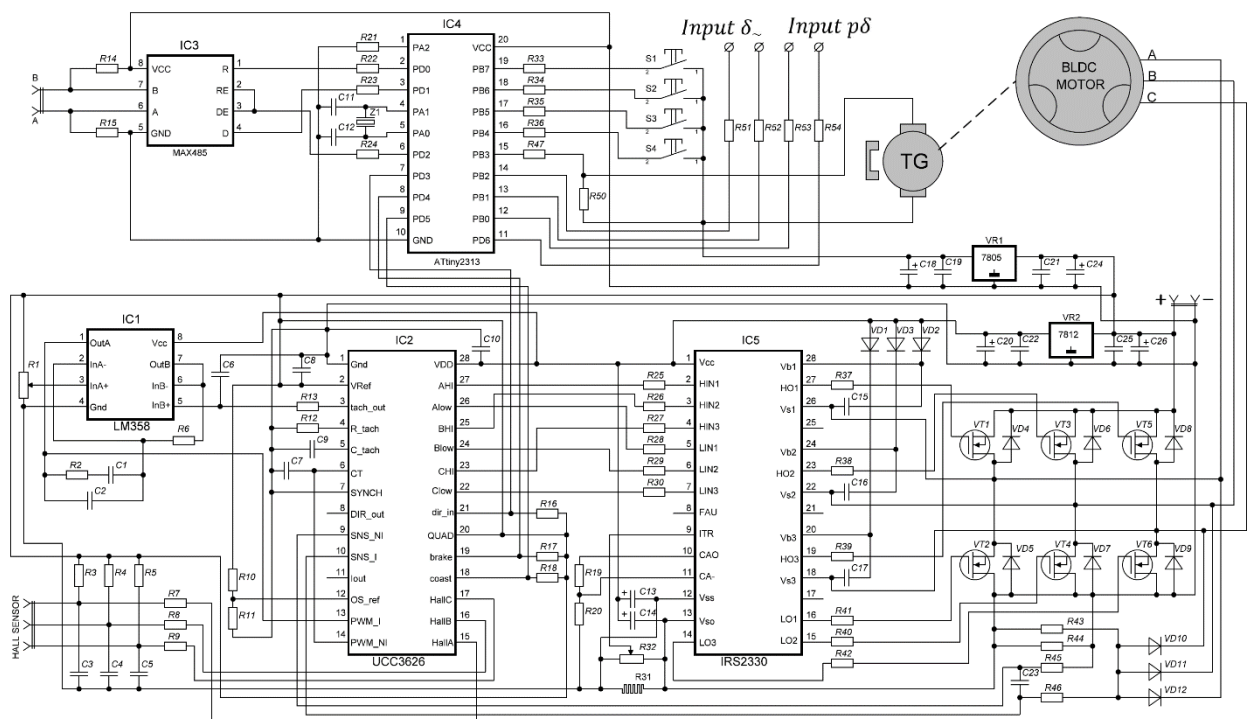


Рис. 5.5 – Принципова схема лабораторного стенда

Для того щоб забезпечити введення коригуючого сигналу в електропривод аж до найменших амплітуд її коливань, тобто щоб забезпечити практично повне згасання коливань в системі, чутливість формуючого пристрою зроблена дуже високою. Сигнали $\delta_{\sim}$ і $p\delta$, що надходять на вхід формуючого пристрою, модулюються, посилюються підсилювачем і випрямляються фазочутливим випрямлячем, здійснює обмеження сигналів $\delta_{\sim}$ і $p\delta$ величиною 2 В. Як пороговий пристрій використовується тригер з емітерним зв'язком, що має релейну характеристику з напругою «спрацьовування» 2,2 В. Так як на вхід

порогового пристрою надходить модуль різниці обмежених за величиною сигналів $\delta_{\sim}$ і $p\delta$, то "спрацьовування" його відбувається тільки в ті проміжки часу, коли сигнали $\delta_{\sim}$ і $p\delta$ мають різні знаки.

Введення динамічного коригуючого сигналу в слідкуючу систему, здійснюється шляхом віднімання сигналу $\delta_{\sim}$ з δ , причому ключ К відключає сигнал $\delta_{\sim}$ на інтервалах часу, що визначаються формуючим пристроєм ФП. Додаткова корекція електропривода проводилася введенням зворотного зв'язку швидкості двигуна, а також першої і другої похідних від помилки системи. Відповідні сигнали вводилися на вході підсилювача-суматора ПС.

У процесі дослідження в розроблену систему електропривода, штучно вводилися різні нелінійності і коригувальні сигнали. Для порівняння паралельно проводилося дослідження роботи систем електропривода з динамічним коригуючим пристроєм і без нього.

Досліджувалися такі види електроприводів:

1) - нескоректована лінійними засобами електропривода без істотного механічного навантаження (сухого тертя) та зазору в редукторі. Постійні часу підсилювача $T_y = 0,03$ с і двигуна $T_{дв} = 2$ с.

2) - аналогічна електропривода виду (1) з введенням динамічного коригувального пристрою. Структурна схема електропривода виду (2) наведено на рис. 5.4.

3) - нескоректована лінійними засобами електропривода з механічним навантаженням (у вигляді сухого тертя) без істотного зазору в редукторі. Момент навантаження (величина сухого тертя) відповідає напрузі торкання двигуна $u_{тр} = 30$ в." Постійна часу підсилювача $T_y = 0,05$ с, коефіцієнт посилення $k_{\pi} = 75$.

4) - система, аналогічна стежачій системі виду (3), з введенням динамічного коригуючого пристрою. Коефіцієнт посилення $k_{\pi} = 1000$.

5) - нескоректована лінійними засобами електропривода без механічного навантаження із зазором в редукторі, рівним, $\pm 0,15^\circ$ величини Q_2 ; $T_y = 0,03$ с, $k = 17$ с⁻¹ ($k_y = 43$).

6) - аналогічна електроприводу виду (5) із запровадженням динамічного коригувального пристрою; $k_{\pi} = 750$.

7) - нескоректована лінійними засобами електропривода без механічного навантаження із зазором в редукторі, рівним $\pm 0,4^0$ величини Q_2 . Постійна часу підсилювача $T_{\pi} = 0,05$ с, коефіцієнт посилення $k_{\pi} = 20$.

8) - відповідає електроприводу виду (7) з введенням динамічного пристрою, що коригує. Коефіцієнт посилення підсилювача $k_{\pi} = 1300$.

9) - електропривод без механічного навантаження і зазору в редукторі, скоригована за допомогою лінійних засобів корекції (сильного зворотного зв'язку по швидкості двигуна і введення першої похідної від помилки системи). Постійна часу підсилювача $T_y = 0,05$ с, коефіцієнт посилення $k_{\pi} = 340$. Найкращі параметри коригувальних ланцюгів були підібрані експериментально.

10) - відповідає електроприводу виду (9), в яку введено динамічний коригуючий пристрій. Коефіцієнт посилення підсилювача $k_{\pi} = 5500$.

11) - електропривод без механічного навантаження і зазору в редукторі, скоригована прямими зв'язками по першій і другій похідним від помилки системи. Постійна часу підсилювача $T_{\pi} = 0,05$ с. Параметри коригувальних кіл підібрані експериментально при $k_{\pi} = 700$ і добротності за швидкістю $k = 275$ с⁻¹.

12) - відповідає електроприводу типу (11), в яку введено динамічний коригуючий пристрій. Коефіцієнт посилення $k_{\pi} = 4200$, при цьому добротність за швидкістю $k_d = 1650$ с⁻¹. При відпрацюванні макета стежить системи видп (12) виявилось необхідним зменшити коефіцієнт передачі фільтра до $k_{\phi} = 0,7$, внаслідок цього ефективність коригувального сигналу дещо знижена.

Таблиця 5.1 – Результати експериментального дослідження систем

Параметри	Види електроприводів											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$k, \text{с}^{-1}$	17	300	30	390	17	300	8	510	13	210	275	1650
k_{π}	43	750	75	1000	43	750	20	1300	340	5500	700	4200

Параметри	Види електроприводів											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$t_{\text{п}}, \text{с}$	13,4	2	5	1,9	11	1,5	12,2	5,3	1,3	1,5	1,1	1,3
m	9	1,5	4	2	6	1	4,5	3	1,5	1	1	1,5
$ x_{\text{п}} , \%$	76	56	66	52	76	50	76	84	25	48	22	52
$\xi, \text{с}^{-1}$	-0,22	-1,5	-0,6	-1,6	-0,27	-2,0	-0,25	-0,57	-2,3	-2,0	-2,7	-2,3
$\omega_{\text{п}}, \text{с}^{-1}$	4,2	4,5	5	6,6	3,4	5,0	2,3	4,2	5,2	4,5	6,3	6,3
$\omega_{\text{п}}/ \xi $	19,0	3,0	8,3	4,1	12,6	2,5	9,2	7,4	2,25	2,25	2,3	2,7

5.3 Результати випробувань

Результати експериментального дослідження систем наведено у табл. 3.3 - відпрацювання стрибкоподібного вхідного сигналу $Q_1 = \text{const}$, табл. 5.2 - режим стеження з постійною швидкістю $pQ_1 = \text{const}$, та в табл. 5.3 - відпрацювання гармонійного вхідного сигналу $Q_1 = Q_{1\text{max}} \sin \omega t$. У таблицях прийнято такі позначення:

k – статичний коефіцієнт посилення системи;

$k_{\text{п}}$ – коефіцієнт посилення підсилювача;

$t_{\text{п}}$ – тривалість перехідного процесу;

m – число коливань;

$|x_{\text{п}}|$ - Перерегулювання;

ξ - коефіцієнт загасання (середнє значення);

ω – частота коливань;

$\omega_{\text{п}}/\xi$ - коливальність (середнє значення);

$\delta_{\text{с.о}}$ - постійна складова швидкісної помилки;

$\delta_{\text{ст}}$ - максимальне значення швидкісної помилки;

Ω_{max} - амплітуда коливань швидкості на виході систем, що стежать;

$\delta_{\text{д.о}}$ - амплітуда середньої динамічної помилки;

$\delta_{\text{д. max}}$ - максимальні значення (викиди) динамічної помилки.

Таблиця 5.2 – Величини максимальної швидкісної помилки

Параметр и	Шв. вх. сигн. pQ_1 , град/с	Види електропривода											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\delta_{со}$, град	5	0,4	<0,05	0,3	<0,1	0,4	0,1	0,8	0	0,4	0	-	-
	15	1,0	0,05	1,4	0,1	0,95	<0,1	0,5	0	1,2	<0,1	3,4	0,6
	25	0,7	0,1	1,2	0,1	0,62	0,1	2,2	<0,1	2,0	0,15	5,6	0,8
	35	2,6	0,2	-	-	2,1	0,2	-	0,1	3,3	0,2	16	1,5
$\delta_{ст}$, град	5	1,75	<0,1	1,6	0,3	1,7	<0,2	2	<0,2	0,6	0,1	-	-
	15	3,4	0,1	5	0,5	3,7	0,2	2,5	0,2	1,4	0,1	-	-
	25	1,35	0,2	2,5	0,2	1,0	0,3	2,6	0,3	2,2	0,4	-	-
	35	2,9	0,4	-	-	2,3	0,5	-	0,3	3,8	0,4	-	-
Ω_{max} , град/с	5	6,5	1,0	6,2	4	6	1	2	1	2	2	-	-
	15	1,0	1,0	1,2	3,4	10,5	2	6	<2	2	2	1	2
	25	3	0,5	5	<2	2,2	2	2	2	2	2	1	2
	35	0	0	-	-	0	1	-	<1	1	1	1	2
ω , с ⁻¹	5	3,5	10,5	4,5	10,5	3,5	12,5	2,7	10,5	11,5	25,2	-	-
	15	2,8	10,5	2,6	7	2,7	15,6	2,3	12,5	10,5	21	13,5	31,5
	25	3,3	10,5	4,5	0	3,5	10,5	2,2	10,5	9,7	14	10,5	21
	35	2,0	10,5	-	-	0	3,1	-	3,1	1,35	0	4,5	9

Таблиця 5.3 – Режим стеження з постійною швидкістю $pQ_1 = \text{const}$

Параметр и	Ампл. вх. сигн. Q_{1max} , град	Види електропривода											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\delta_{до}$, град	2	0,3	-	0,3	-	0,3	-	0,5	-	-	-	-	-
	5	0,6	-	0,8	-	0,6	-	1,2	0	-	-	-	-
	10	1,4	0,1	2,0	0,2	1,4	0,1	-	-	0,8	0,1	6`	1`
	15	-	-	-	0,3	-	-	-	-	-	-	-	-
	20	-	0,6	-	1,2	-	0,5	-	0,2	1,5	0,3	13`	2`
	25	-	1,5	-	-	-	1,5	-	0,8	2,3	0,5	15`	2,5`

Пара метр и	Ампл . вх. сигн. Q_{1max} , град	Види електропривода											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\delta_{d max}$, град	2	0,4	-	0,75	-	2,1	-	1,3	-	-	-	-	-
	5	1,25	-	1,8	-	2,3	-	2,3	<0,5	-	-	-	-
	10	3,25	0,3	3,3	0,4	2,9	0,2	-	-	0,9	<0,2	13,5`	2`
	15	-	-	-	0,6	-	-	-	-	1	-	-	-
	20	-	0,8	-	1,7	-	0,8	-	<1	1,7	0,7	30`	3,5`
	25	-	1,7	-	-	-	1,9	-	1,5	3,1	0,8	38`	6,5`

5.4 Висновки до розділу 5

1. Використання динамічного коригуючого пристрою дозволяє значно збільшити запас стійкості систем електропривода. При наявних параметрах критичний коефіцієнт посилення збільшився в 16,7 рази в порівнянні з нескоректованою лінійними засобами стежить без сухого тертя і зазору, в 13,8 рази з нескоректованою системою з сухим тертям і приблизно в 15 разів з системою зі зворотним зв'язком по швидкості, що підтверджує теоретичні положення викладені у пункті 4.5.

2. Використання динамічного коригуючого пристрою дозволяє зберегти працездатність систем електроприводу, при коефіцієнті посилення, що перевищує критичний. Збільшення коефіцієнта посилення вище критичного (в 4 рази) призводить до того, що в нескоректованих лінійними засобами системах без сухого тертя та зазору та з сухим тертям (системи виду (1) та (3)) виникають автоколивання з великою амплітудою, і ці системи виявляються практично непрацездатними. У цих же системах, але з динамічним коригуючим пристроєм (системи виду (2) і (4)), встановлюються автоколивання з малою амплітудою і великою частотою, проте працездатність цих систем зберігається, що підтверджує теоретичні положення викладені розділі 4.

3. Використання динамічного коригуючого пристрою в електроприводах із зазором дозволяє значно збільшити коефіцієнт посилення системи та забезпечує отримання автоколивань з амплітудою, приблизно рівної величині зазору. Наявність у електроприводах зазору завжди призводить до автоколивань. Однак, якщо в нескоректованих системах (вид (5) і (7)) ці автоколивання мають велику амплітуду, то в системах з динамічним коригуючим пристроєм (системи виду (6) і (8)) встановлюються автоколивання з амплітудою, приблизно рівної величині зазору, і великою частотою, що відповідає пункту 4.5.

4. Використання динамічного коригувального пристрою в електроприводах без лінійної корекції дозволяє значно покращити перехідний процес (при одночасному значному збільшенні коефіцієнта посилення) при відпрацюванні стрибкоподібного вхідного сигналу, що підтверджує теоретичні положення викладені у розділі 2.

5. Використання динамічного коригувального пристрою в скоригованих лінійними засобами електроприводах дозволяє значно збільшити коефіцієнт посилення, не погіршуючи перехідний процес. Перехідні процеси в скоригованих електроприводах з динамічним коригуючим пристроєм, і без нього (системи видів (9) і (10), (11) і (12)) незначно відрізняються один від одного, проте коефіцієнт посилення систем з динамічним коригуючим пристроєм значно більше (в 16 разів в системі зі зворотним зв'язком по швидкості, в 6 разів в системі з прямими зв'язками), що підтверджує теоретичні положення викладені у пункті 2.6.

6. Використання динамічного коригуючого пристрою дозволяє значно підвищити точність електропривода по куту та швидкості в режимі стеження з постійною швидкістю. Зменшення максимальної швидкісної помилки та її постійної складової в середньому в 10 разів досягається за рахунок збільшення добротності та покращення демпфування систем електропривода. Слід зазначити, що відповідно до розділу 2, якщо максимальна швидкісна помилка електропривода без динамічного коригуючого пристрою носить, як правило, систематичний характер (тобто рух систем з постійною швидкістю супроводжується явно вираженими автоколиваннями з великою амплітудою), то максимальна швидкісна

помилка електропривода з динамічним коригуючим пристроєм має більш випадковий характер. Величини максимальної швидкісної помилки, наведені у табл. 5.2 відповідають її викидам в окремі моменти часу. Поліпшення демпфування електропривода динамічним коригуючим пристроєм (що особливо помітно у нескоректованих систем) значно підвищує плавність їх роботи. Амплітуда коливань швидкості на виході електропривода з динамічним пристроєм, що коригує значно менше, а частота більше. У ряді випадків використання динамічного коригуючого пристрою, дозволяє повністю ліквідувати автоколивання в електроприводах в режимі стеження з постійною швидкістю.

7. Використання динамічного коригуючого пристрою дозволяє значно зменшити динамічну помилку в режимі відпрацювання вхідного сигналу, що змінюється за гармонічним законом. Зменшення динамічної помилки, як і швидкісної, досягається за рахунок збільшення коефіцієнта посилення та поліпшення демпфування електропривода. У всіх видах досліджених систем зменшення амплітуди середньої динамічної помилки та максимальної динамічної помилки становить від 6 до 14 разів, що підтверджує теоретичні положення викладені у розділі 3.

8. Використання динамічного коригуючого пристрою значно розширює смугу пропускання електропривода, і зазвичай збільшує їх швидкодію. Розширення смуги пропускання відбувається внаслідок збільшення частоти власних коливань систем з динамічним коригуючим пристроєм, значно зменшує шкідливий вплив інерційності виконавчого двигуна. Завдяки цьому всі види досліджених електроприводів з динамічним коригуючим пристроєм можуть працювати при керуючому впливі, що змінюється за гармонічним законом і має в 2,5 - 5 разів більші амплітуди швидкості і прискорення (що в перерахунку на початкову амплітуди керуючого впливу відповідає збільшенню його частоти в 2,5, коригувального пристрою. Цей ефект менш помітний у скоригованих електроприводах, що підтверджує теоретичні положення викладені у пункті 4.5.

ВИСНОВКИ

Здійснені у роботі дослідження з аналізу та синтезу електроприводів з притаманними нелінійностями, у відповідності до поставленої задачі, дозволили отримати наступні результати:

- проаналізувати динамічні явища, які відбуваються у електроприводі з нелінійними елементами, що розташовані у прямому колі передачі сигналу та в каналах зворотних зв'язків;
- проаналізувати нелінійні характеристики елементів, які входять до складу електропривода;
- розробити методику синтеза електропривода з притаманними нелінійностями;
- розробити та запатентувати електропривод з кращими показниками якості за рахунок застосування нелінійних елементів;
- створити систему керування швидкістю обертів валу виконавчого двигуна на основі промислового контролера;
- розробити програмне забезпечення за допомогою якого можливо здійснювати параметричний синтез нелінійних електроприводів.

Дослідження електроприводів з притаманними нелінійностями дозволяють зробити наступні висновки:

- застосування коректувального пристрою з перемиканням сигналу у колі зворотного зв'язку двигуна дозволяє у 1.5-2 рази покращити перерегулювання на відміну від застосування гальмівних муфт та муфт з ковзанням. При цьому, решта прямих показників якості не погіршуються, але можуть покращитися;
- врахування нелінійностей, якими в лінійних задачах нехтують, дозволяють підняти критичний коефіцієнт підсилення розімкнутої системи, що безумовно покращує її точність, без зменшення ступеня стійкості. Проте подальше підвищення може привести до виникнення автоколивань;
- інтенсивність загасання коливань у перехідному процесі нелінійного електропривода відбувається за рахунок компенсації інерційності двигуна, яка

впливає з врахування коефіцієнтів гармонійної лінеаризації або притаманних нелінійностей, або нелінійного коректувального пристрою;

- врахування притаманних нелінійностей скоректованого електропривода значно розширює смугу пропускання електропривода, і зазвичай, збільшує їх швидкодію. Розширення смуги пропускання відбувається внаслідок збільшення частоти власних коливань систем з динамічним коригуючим пристроєм, значно зменшує шкідливий вплив інерційності виконавчого двигуна.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Двигуни подвійного живлення у електроприводах великої потужності / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, О. В. Савченко, А. В. Козаченко // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки". – Миколаїв : НУК, 2017. – С. 22–23.
2. Підвищення ефективності електроприводів з двигунами подвійного живлення / Л. І. Бугрим, Д. Ю. Шарейко, Р. А. Ставинський, О. В. Савченко, Л. О. Горностай // Матеріали IX Міжнародної науково-технічної конференції "Інновації в суднобудуванні та океанотехніці". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 336–338.
3. Система керування кроковими двигунами промислових роботів / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, Д. Ю. Шарейко, С. І. Ольшевський // Матеріали IX Міжнародної науково-технічної конференції "Інновації в суднобудуванні та океанотехніці". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 360–361.
4. Нечітке керування електроприводів камер спостереження / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, О. В. Савченко, В. О. Різник // Матеріали IX Міжнародної науково-технічної конференції "Інновації в суднобудуванні та океанотехніці". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 361–363.
5. Коригування глибокорегульованих електроприводів постійного струму / Л. І. Бугрим, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, О. В. Савченко, С. М. Швець // Матеріали IX Міжнародної науково-технічної конференції "Інновації в суднобудуванні та океанотехніці". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 333–336.
6. Стабілізація нелінійних електроприводів / С. О. Гаврилов, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, О. В. Савченко, М. Ю. Богаченко // Матеріали IX Міжнародної науково-технічної конференції "Інновації в суднобудуванні та океанотехніці". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 340–341.
7. Система керування кроковими двигунами для промислового технологічного обладнання з числовим програмним керуванням / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, С. І. Ольшевський // Матеріали всеукр.

наук.-техн. конф. "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2019". – Миколаїв : НУК, 2019. – С. 11–12.

8. Використання модуля ARDUINO при побудові стенда для дослідження безколекторного електродвигуна постійного струму / П. В. Оверченко, В. В. Новаківський, С. І. Ольшевський, О. В. Савченко // Матеріали всеукр. наук.-техн.конф. молодих вчених «Автоматика та електротехніка». – Миколаїв : НУК, 2019. – С. 38–40.

9. Комплектний електропривод в резонансних установках / О. І. Дроздов, О. В. Савченко, К. Р. Гараєв, Л. А. Фоменко // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. молодих вчених «Автоматика та електротехніка». – Миколаїв : НУК, 2019. – С. 40–42.

10. Бездатчиковий комплектний електропривод / А. В. Кисіль, О. В. Савченко, К. Р. Гараєв, Л. А. Фоменко // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. молодих вчених «Автоматика та електротехніка». – Миколаїв : НУК, 2019. – С. 59–61.

11. Адаптивний регулятор у сучасних комплектних електроприводах / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. М. Фоменко // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2020». – Миколаїв : НУК, 2020. – С. 6–11.

12. Dynamics of Asynchronous Electric Drive with Pidsimilar Fuzzy Controller for Water Supply Systems / I. Biliuk, L. Buhrim, S. Havrylov, O. Savchenko, G. Shen // Scientific Collection «InterConf», (81): with the Proceedings of the 3rd International Scientific and Practical Conference «International Scientific Discussion: Problems, Tasks and Prospects» Brighton, Great Britain: A.C.M. Webb Publishing Co Ltd., 2021. Pp. 190–196.

13. Адаптивний регулятор у сучасних комплектних електроприводах / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. М. Фоменко // Матеріали XII Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв : НУК, 2021. – С. 420–425.

14. Improved Wide-Pulse Width Control System for DC Motor / I. Biliuk, O. Savchenko, D. Shareyko, S. Havrylov, A. Fomenko // Abstracts of VI Intern. Scientific and Practical Conf. "Innovative technologies in science and practice". – Haifa, 2021. – P. 416–417.
15. Автоматизований електропривод візка мостового крану / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, А. Б. Іваницький, С. В. Теремов // Abstracts of XI Intern. Scientific and Practical Conf. "Modern aspects of science and practice". – Melbourne, 2021. – P. 521–524.
16. Система керування електропривода насоса зрошувальної установки / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. А. Теплов, Р. В. Харчук, Д. К. Холоденко // Abstracts of XII Intern. Scientific and Practical Conf. "Topical tendencies of science and practice". – Edmonton, 2021. – P. 539–542.
17. Система керування одноковшового екскаватора / І. С. Білюк, О. В. Савченко, В. А. Єфименко, О. Р. Козлов, Є. П. Райлян // Abstracts of XIII Intern. Scientific and Practical Conf. "Perspectives of development of science and practice". – Prague, 2021. – P. 581–584.
18. Система керування електроприводами промислового обладнання на базі мікроконтролера AVR / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, Є. А. Чуб, Ю. І. Янович // Scientific Collection "InterConf". – 2021. – № 92. – P. 569–572.
19. Аналіз динаміки системи керування робота-маніпулятора / І. С. Білюк, С. О. Гаврилов, О. В. Савченко, Б. О. Дорош // Грааль науки. – 2022. – № 21. – С. 105–112.
20. Screw Compressor Electric Drive Control System / I. Biliuk, O. Savchenko, D. Shareyko, S. Havrylov, A. Fomenko // Proceedings of the XII Intern. Scientific and Practical Conf. "Actual priorities of modern science, education and practice". – Paris, 2022. – P. 779–782.
21. Thicknessing Machine Feed Drive Control System / I. Biliuk, O. Savchenko, D. Shareyko, S. Havrylov, A. Fomenko // Proceedings of the XX Intern. Scientific and Practical Conf. "Problems of science and practice, tasks and ways to solve them". – Warsaw, 2022. – P. 705–710

22. Автоматизований електропривод механізму переміщення візка козлового крана / І. С. Білюк, А. П. Гуров, О. В. Савченко, О. В. Майборода, О. А. Прокопенко // Proceedings of the XXVIII Intern. Scientific and Practical Conf. "Science and practice, actual problems, innovations". – Milan, 2022. – P. 285–290.
23. Спосіб модернізації привода подач токарного верстата / І. С. Білюк, А. П. Гуров, О. В. Савченко, О. В. Майборода, А. В. Марченко // Proceedings of the XXIX Intern. Scientific and Practical Conf. "Trends in science and practice of today". – Stockholm, 2022. – P. 306–310.
24. Система керування форматно-обрізного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, І. М. Вдовенко, Є. О. Рєвак, Д. В. Разінков // Proceedings of the IX International Scientific and Practical Conference «Study of World Opinion Regarding the Development of Science» (November 22-25, 2022) Prague, Czech Republic. International Science Group. 2022. – Pp. 644–648.
25. Спосіб модернізації системи керування електропривода головного руху радіально-свердлильного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко // Proceedings of the XII Intern. Scientific and Practical Conf. "Current challenges, trends and transformations". – Boston : International Science Group, 2022. – P. 605–608.
26. Дослідження електропривода механізму переміщення візка мостового опорного крана-штаблера / І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. М. Тодосієнко, В. С. Ященко, М. С. Запорожець // Proceedings of the X International Scientific and Practical Conference «Analysis of Modern Ways of Development of Science and Scientific Discussions» (November 29 - December 02, 2022) Bilbao, Spain. International Science Group. 2022. – Pp. 550–552
27. Модернізація електропривода головного руху плоскошліфувального верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко // Proceedings of the XIII International Scientific and Practical Conference «Implementation of Modern Technologies in Science» (December 20 - 23, 2022) Varna, Bulgaria. International Science Group. 2022. – Pp. 510–513

28. Система керування електропривода відцентрового насоса / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко // Proceedings of the XIV International Scientific and Practical Conference «Modern Stages of Scientific Research Development» (December 27 - 30, 2022) Prague, Czech Republic. International Science Group. 2022. – Pp. 444–448
29. Stand for research of the electric position drive of ship mechanisms and devices based on a three-phase collectorless motor / I. Biliuk, O. Savchenko, S. Havrylov, S. Novogreckij, B. Dorosh // Scientific Collection "InterConf+". – 2023. – № 34 (159). – P. 262–270.
30. Модернізація приводів томатозбиральних комбайнів в Україні / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, О. В. Майборода // Scientific Collection «InterConf+». – 2023. – № 39 (179). – P. 429–446.
31. Модернізація електроприводів фрезерних верстатів в Україні / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко, А. В. Козаченко // Scientific Collection «InterConf+». – 2023. – № 40 (183). – P. 479–493.
32. Мікропроцесорна система керування електроприводами фрезерно-гравірувального верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. М. Тубальцев, Л. І. Бугрім, І. В. Оружак // Proceedings of the I Intern. Scientific and Practical Conf. "Current issues of science and integrated technologies". – Milan : International Science Group, 2023. – P. 678–682.
33. Випробувальний стенд для безколекторних двигунів постійного струму / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко // Proceedings of the II Intern. Scientific and Practical Conf. "Modern education using the latest technologies". – Lisbon : International Science Group, 2023. – P. 433–435.
34. Система охолодження на базі безколекторних двигунів постійного струму / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко // Proceedings of the III Intern. Scientific and Practical Conf. "Theoretical aspects of education development". – Warsaw : International Science Group, 2023. – P. 512–515.
35. Використання безколекторного двигуна постійного струму у модернізації свердлильного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко,

С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко // Proceedings of the IV Intern. Scientific and Practical Conf. "Actual problems of modern science". – Boston : International Science Group, 2023. – P. 451–453.

36. Мікропроцесорна система керування крокового двигуна / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. М. Камишанов, О. А. Мухін, М. О. Мороз // Proceedings of the V International Scientific and Practical Conference «Prospects of Modern Science and Education» (February 07 – 10, 2023) Stockholm, Sweden. International Science Group. 2023. – Pp. 590–592.

37. Спосіб модернізації стельового вентилятора / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Ю. О. Костенко, Д. М. Лук'яненко, С. М. Чабан // Proceedings of the VI International Scientific and Practical Conference «Scientific Directions of Research in Educational Activity» (February 14 – 17, 2023) Osaka, Japan. International Science Group. 2023. – Pp. 491–493

38. Спосіб модернізації настільного токарного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Т. М. Надточій, І. В. Надточій, П. І. Рябий // Proceedings of the VII International Scientific and Practical Conference «Application of Knowledge for the Development of Science» (February 21 – 24, 2023) Stockholm, Sweden. International Science Group. 2023. – P. 382–385.

39. Спосіб модернізації універсально-фрезерного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. О. Вербін, О. В. Боєнко, М. В. Кошман // Proceedings of the VIII International Scientific and Practical Conference «Trends, Theories and Ways of Improving Science» (February 28 – March 03, 2023) Madrid, Spain. International Science Group. 2023. – Pp. 515–520.

40. Лабораторний стенд для дослідження роботи крокового двигуна в режимі мікрокроку / І. С. Білюк, О. В. Савченко, К. А. Хардигов, І. І. Токан, І. О. Перепада // Proceedings of the IX International Scientific and Practical Conference «Basics of Learning the Latest Theories and Methods» (March 07 – 10, 2023) Boston, USA. International Science Group. 2023. – Pp. 420–423

41. Спосіб модернізації токарно-револьверного напівавтомата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, І. В. Оружак, І. П. Гудима, Б. М. Корзун // Proceedings of the X

International Scientific and Practical Conference «Modern Methods of Applying Scientific Theories» (March 14 – 17, 2023) Lisbon, Portugal. International Science Group. 2023. – Pp. 453–456

42. Спосіб модернізації привода подачі фрезерного верстата моделі МА-655A8 / І. С. Білюк, О. В. Савченко, М. Д. Муштаєв, Є. С. Уляновський, О. О. Данько, П. С. Андрєєв // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 178. – Р. 266–273.

43. Автоматизація електропривода системи вентиляції / І. С. Білюк, А. П. Гуров, О. В. Савченко, В. В. Зозулін, Р. М. Ячменьов, Д. В. Васильєв // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 180. – Р. 293–298

44. Спосіб модернізації електропривода вильоту стріли порталного крана / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Я. О. Селезньов, В. А. Ахмеров, В. Г. Слободянюк, Ю. В. Ткаченко // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 180. – Р. 299–306

45. Автоматизація електропривода шнекового конвеєра / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. С. Чубчик, М. С. Чубчик, О. О. Трушкін, С. В. Витинік // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 180. – Р. 307–311

46. Автоматизація електропривода зварювального трактора / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Ю. О. Костенко, О. А. Мухін, О. М. Камишанов, В. О. Катарама // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 181. – Р. 330–335

47. Спосіб модернізації електропривода повороту порталного крана / І. С. Білюк, О. В. Савченко, К. І. Ростовцев, К. М. Кветка, Ю. О. Попов, М. А. Кулик // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 181. – Р. 336–343.

48. Удосконалення системи керування електропривода масляного насоса / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. А. Іванський, А. О. Грек, Р. І. Гудима, Д. М. Лук`яненко // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 182. – Р. 196–200

49. Модернізація електропривода головного руху зубошліфувального напівавтомата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, О. С. Горошок, П. Є. Лебедушко // Scientific Collection «InterConf». – 2023. – № 184. – Р. 386–389.

50. Модернізація електроприводів токарних верстатів в Україні / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, Л. А. Фоменко // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 42 (189). – Р. 478–495
51. Спосіб модернізації електропривода подачі горизонтально-розточувального верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, М. Д. Муштаєв, Є. С. Уляновський, О. О. Данько, П. С. Андрєєв // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 44 (197). – Р. 384–392
52. Модернізація електроприводів промислових роботів в Україні / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, Д. Л. Кошкін, П. С. Пінзул // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 44 (197). – Р. 393–408
53. Підвищення ефективності системи керування електропривода головного руху копіювально-фрезерного верстата / І. С. Білюк, А. П. Гуров, О. В. Савченко, О. В. Майборода, С. І. Ольшевський, М. С. Чубчик // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 45 (201). – Р. 442–448.
54. Розробка лабораторного стенду для дослідження асинхронних електроприводів / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, О. В. Савченко, С. О. Гаврилов, О. В. Майборода, Д. М. Стеба // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 45 (201). – Р. 464–481.
55. Підвищення ефективності системи керування електропривода промислового робота / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. Г. Васильєв, І. М. Смирнова, О. Ю. Мельниченко, Д. О. Мєркулов // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 46 (205). – Р. 321–335.
56. Удосконалення системи керування електропривода механізму переміщення кран-балки / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. Г. Васильєв, О. В. Ярмоленко // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 46 (205). – Р. 336–349.
57. Спосіб модернізації електропривода поперечно-стругального верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Д. О. Шарейко, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко, М. С. Чубчик // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 46 (205). – Р. 350–358.

58. Автоматизований електропривод насоса для охолодження води / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. Г. Васильєв, Л. І. Бугрім, П. К. Перевозчиков // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 47 (209). – Р. 342–355.
59. Модернізація системи керування електропривода стрічкового конвеєра / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. Г. Васильєв, А. П. Гуров, О. Ю. Мельниченко // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 48 (213). – Р. 238–250
60. Модернізація системи керування електропривода гвинтового конвеєра / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. Г. Васильєв, А. П. Гуров, С. І. Ольшевський, А. А. Бойченко // Scientific Collection «InterConf+», 49(217): with the Proceedings of the 10th International Scientific and Practical Conference «Theory and Practice of Science: Key Aspects» (September 19-20, 2024; Rome, Italy) / comp. by LLC SPC «InterConf». Rome: Dana, 2024. – Рр. 172–183
61. Система керування електропривода самозатискного патрона токарного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. Ю. Козлов, А. В. Іванов, М. С. Єпіфанова, Д. О. Меркулов // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – No 50 (221). – С. 320–328.
62. Автоматизація електропривода заглибного насосного агрегату водопостачання / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Л. І. Бугрім, М. В. Ігнатко, І. С. Плис, О. О. Покотило // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 51(225). – Р. 269–278.
63. Автоматизований електропривод відцентрового насоса двостороннього виходу / І. С. Білюк, О. В. Савченко, С. С. Чубчик, М. С. Чубчик, Р. М. Ячменьов, В. В. Зозулін // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 51(225). – Рр. 279–287.
64. Модернізація п'ятикоординатного обробляючого центру з горизонтальним шпінделем / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, О. В. Савченко, О. А. Єжова, Л. Д. Воєвода // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 51 (225). – Рр. 288–303.
65. Модернізація електропривода головного руху горизонтально-розточувального верстата / А. П. Гуров, І. С. Білюк, О. В. Савченко, М. М.

Уманський, Д. В. Масленніков, С. А. Данилко // Scientific Collection InterConf+». – 2024. – № 51(225). – Р. 304–313

66. Удосконалення системи керування шестишпиндельного пруткового автомата моделі 1A240-6 / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Л. І. Бугрім, О. В. Майборода, А. М. Данилко, В. С. Колодій // Scientific Collection «InterConf+» 2024. – № 52(229). – Рр. 406–414

67. Система керування електропривода свердловинного насоса / І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. Ю. Козлов, А. В. Іванов, О. О. Блащук, П. К. Перевозчиков, Р. А. Мамедов // Scientific Collection «InterConf+», 2024. – № 52(229). – Р. 415–425

68. Удосконалення системи керування токарно-револьверного верстата моделі 1A314Ц / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. В. Майборода, Д. М. Лукіяненко, Д. О. Філін, В. В. Шматко // Scientific Collection «InterConf+». – 2024. – № 52 (229). –Р. 439–445

69. Спосіб модернізації токарно-гвинторізного верстата моделі 1A64 / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Ю. О. Костенко, О. А. Мухін, О. М. Камишанов, О. А. Іванський // Scientific Collection «InterConf». – 2024. – № 196. – Р. 337–340

70. Спосіб модернізації привода шпинделя шліфувального диска плоскошліфувального верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. В. Майборода, Д. М. Демченко, Б. Р. Римарчук, М. С. Чубчик // Scientific Collection «InterConf». – 2024. – № 198. – Р. 392–398.

71. Спосіб модернізації автоматизованого електропривода подачі координатно-шліфувального верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. О. Трушкін, А. О. Грек, М. О. Морозов, В. С. Манукян // Scientific Collection «InterConf». – 2024. – № 198. – Р. 399–402.

72. Спосіб модернізації автоматизованого електропривода універсального зубошліфувального напівавтомата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, В. В. Зозулін, Р. М. Ячменьов, В. С. Кучер, О. В. Кашлюк // Proceedings of the 4th Intern. Scientific and Practical Conf. "Recent Advances in Global Science". – Vilnius : Vaiga, 2024. – № 199. – Р. 415–422.

73. Варіант модернізації системи керування різьбонакатного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. О. Полегенько, Ю. О. Костенко, О. А. Мухін, О. С. Войцеховський // Scientific Collection "InterConf+". – 2025. – № 55 (240). – Р. 156–163
74. Варіант модернізації листозгинального кривошипного преса / І. С. Білюк, О. В. Савченко, М. М. Уманський, Д. В. Масленніков, С. А. Данилко, М. В. Ігнатко // Scientific Collection "InterConf+". – 2025. – № 55 (240). – Р. 164–172.
75. Удосконалення системи керування рамного гідравлічного преса / І. С. Білюк, О. В. Савченко, М. С. Чубчик, М. О. Морозов, А. О. Грек, О. М. Камишанов // Scientific Collection «InterConf+». – 2025. – № 55 (240). – С. 173–178.
76. Спосіб модернізації електропривода довбального верстата моделі 7A412 / І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. М. Тубальцев, А. М. Фоменко, Р. М. Ячменьов, В. В. Зозулін // ГРААЛЬ НАУКИ : міжнар. наук. журнал. – Вінниця : ГО «Європейська наукова платформа»; НУ «Інститут науково-технічної інтеграції та співпраці», 2025. – No 50. – С. 488–496
77. Удосконалення системи керування гільйотинних ножиць з похилим ножом / І. С. Білюк, О. В. Савченко, В. С. Колодій, Д. М. Лукіяненко, Д. О. Філін, В. В. Шматко // Scientific Collection "InterConf+". – 2025. – 56 (244). – Р. 342–348
78. Модернізація системи керування вертикально-свердлильного верстата моделі 2Н118-1 / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. О. Палій, М. О. Новосад, Д. В. Хороший, І. С. Плис // Scientific Collection «InterConf+». – 2025. – № 56 (244). – С. 349–355
79. Спосіб модернізації електропривода оздоблювально-розточувального верстата моделі 2E78П / І. С. Білюк, О. В. Савченко, Р. А. Ставинський, А. М. Тубальцев, О. О. Полегенько, А. Д. Сидорук, Д. В. Коваленко // ГРААЛЬ НАУКИ : міжнар. наук. журнал. – Вінниця : ГО «Європейська наукова платформа»; НУ «Інститут науково-технічної інтеграції та співпраці», 2025. – No 57. – С. 500–514

80. Варіант модернізації верстата моделі 1K341 / І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. В. Козаченко, О. С. Войцеховський, О. А. Іванський, А. О. Грек // Scientific Collection "InterConf+". – 2025. – 61 (264). – Р. 118–127
81. Спосіб модернізації електропривода бурової установки / І. С. Білюк, О. В. Савченко, А. В. Рачинський // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки СПАЕ-2025». – Миколаїв : НУК, 2025. – С. 92–95
82. Удосконалення системи керування деревообробного верстата / І. С. Білюк, О. В. Савченко, В. С. Льовкін // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки СПАЕ-2025». – Миколаїв : НУК, 2025. – С. 95–98
83. Система керування електроприводами промислового обладнання / І. С. Білюк, О. В. Савченко, М. С. Чубчик С. С. Чубчик М. Б. Колубай А. В. Гуляєв // Scientific Collection «InterConf». – 2025. – № 266. – С. 122–125.
84. Стенд для дослідження крокових двигунів / І. С. Білюк, О. В. Савченко, О. Є. Корнєв, Д. О. Радич, О. С. Смірнов, К. І. Шутенко // Scientific Collection "InterConf+". – 2025. – № 269. – Р. 270–272
85. de Silva C. W. Sensors and Actuators: Control System Instrumentation. Boca Raton, FL : CRC Press, 2007. 953 p. ISBN 978-0-8493-7077-5.
86. Patranabis D. Sensors and Transducers. 2nd ed. New Delhi : PHI Learning Private Limited, 2013. 438 p. ISBN 978-81-203-4617-0.
87. Nise N. S. Control Systems Engineering. 8th ed. Hoboken, NJ : John Wiley & Sons, 2019. 944 p. ISBN 978-1119595679.
88. Patranabis D. Sensors and Transducers. 2nd ed. New Delhi : PHI Learning Private Limited, 2013. 438 p. ISBN 978-8120346170
89. de Silva C. W. Sensors and Actuators: Control System Instrumentation. Boca Raton, FL : CRC Press, 2007. 953 p. ISBN 978-0849370779.
90. Mohan N. Electric Drives: An Integrative Approach. Minneapolis, MN : MNPERE, 2003. 824 p. ISBN 978-0971529250.

91. Hughes A., Drury B. Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications. 5th ed. Oxford : Newnes, 2019. 432 p. ISBN 978-0081026151
92. Fitzgerald A. E., Kingsley C., Umans S. D. Electric Machinery. 7th ed. New York : McGraw-Hill Education, 2013. 688 p. ISBN 978-0073380469
93. Ruderman M. Stick-slip and convergence of feedback-controlled systems with Coulomb friction. 2020.
94. Ducu D. Op Amp Rectifiers, Peak Detectors and Clamps. Chandler, AZ : Microchip Technology Inc., 2011. 28 p.
95. Texas Instruments. Precision Full-Wave Rectifier, Dual-Supply. Dallas, TX : Texas Instruments, 2013. 24 p.
96. Precision Rectifier. In: Operational Amplifier Applications. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Operational_amplifier_applications
97. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics. 3rd ed. Cambridge : Cambridge University Press, 2015. 1220 p. ISBN 978-0521809269.
98. Fiore J. M. Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits. 3rd ed. Clifton Park, NY: Delmar Cengage Learning, 2024. 600 p.
99. Khalil H. K. Nonlinear systems. 3rd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002. 750 p. ISBN 978-0130673893.
100. Isidori A. Nonlinear Control Systems. 3rd ed. Berlin : Springer-Verlag, 1995. 549 p. ISBN 978-3-540-19916-8.
101. Biliuk I., Shareyko D., Savchenko O., Koshkin D., Maiboroda O., Rudenko A. Stability of Electric Drives Optimized by Nonlinearity // 2024 IEEE 6th International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES). Kyiv, Ukraine, 2024. DOI: 10.1109/MEES64070.2024.11404828.
102. Slotine J.-J. E., Li W. Applied Nonlinear Control. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1991. 459 p. ISBN 978-0130408907.
103. Kodkin V. L., Anikin A. S., Baldenkov A. A. Structural correction of nonlinear dynamics of frequency-controlled induction motor drives // International Journal of Power Electronics and Drive Systems. 2020. Vol. 11, No. 1. P. 220–227. DOI: 10.11591/ijpeds.v11.i1.pp220-227.

104. Kodkin V. L., Anikin A. S., Baldenkov A. A. Nonlinear Dynamics of Asynchronous Electric Drive: Engineering Interpretation and Correction Techniques // Control Theory in Engineering / ed. by C. Voloşencu, A. Saghafinia, X. Du, S. Chakrabarty. London : IntechOpen, 2019. DOI: 10.5772/intechopen.88223.
105. Vidyasagar M. Nonlinear Systems Analysis. 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1993. 468 p. ISBN 978-0136234975
106. Садовий А. В., Сухінін Б. В., Сохіна Ю. В., Дерез А. Л. Релейні системи оптимального керування електроприводами: монографія. Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2011. 337 с
107. Utkin V. I. Sliding Modes in Control and Optimization. Berlin : Springer-Verlag, 1992. 286 p. ISBN 978-3-540-53516-4.
108. Худяев А. А., Пшеничников Д. А. Обзор систем управления и исполнительных устройств электроприводов повышенной точности, построенных по итерационному принципу // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. 2013. № 36. С. 554–557.
109. Krishnan R. Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 2001. 626 p. ISBN 978-0130910141
110. Fitzgerald A. E., Kingsley C., Umans S. D. Electric Machinery. 7th ed. New York : McGraw-Hill Education, 2013. 688 p. ISBN 978-0073380469
111. Armstrong-Hélouvry B., Dupont P., Canudas de Wit C. A Survey of Models, Analysis Tools and Compensation Methods for the Control of Machines with Friction // Automatica. 1994. Vol. 30, No. 7. P. 1083–1138. DOI: 10.1016/0005-1098(94)90209-7
112. Nordin M., Gutman P. Backlash and Dead-Zone Compensation in a DC Servo System // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol. 49, No. 4. P. 945–953. DOI: 10.1109/TIE.2002.801238
113. Åström K. J., Murray R. M. Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers. Princeton, NJ : Princeton University Press, 2008. 408 p. ISBN 978-0691135762

114. Lagerberg A., Egardt B. Backlash Estimation with Application to Automotive Powertrains // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2007. Vol. 15, No. 3. P. 483–493. DOI: 10.1109/TCST.2006.890293
115. Canudas de Wit C., Olsson H., Åström K. J., Lischinsky P. A New Model for Control of Systems with Friction // IEEE Transactions on Automatic Control. 1995. Vol. 40, No. 3. P. 419–425. DOI: 10.1109/9.376053.
116. Kalmus D. O., Bednov Y. S., Iutin I. O. Features of the Compensation of Nonlinearities in the Electric Drives Associated with the Failure of the Mechanical Transmission System // Microsystems, Electronics and Acoustics. 2018. Vol. 23, No. 5. P. 43–47. DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.5.133197.
117. Ruderman M. Nonlinear Dynamics of Drives with Elasticities and Friction // Automation and Remote Control. 2012. Vol. 73, No. 12. P. 1986–1998. DOI: 10.1134/S0005117912100025
118. Krishnan R. Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 2001. 626 p. ISBN 978-0130910141.
119. Mohan N. Electric Drives: An Integrative Approach. Minneapolis, MN : MNPERE, 2003. 470 p. ISBN 978-0971529250.
120. Bose B. K. Modern Power Electronics and AC Drives. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall PTR, 2002. 711 p. ISBN 978-0130167439.
121. Leonhard W. Control of Electrical Drives. 3rd ed. Berlin : Springer, 2001. 420 p. ISBN 978-3540418207
122. Чермалих О. В., Данілін О. В., Босак А. В., Торопова Л. В. Автоматизований електропривод машин та установок : конспект лекцій : навч. посіб. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. 60 с.
123. MY1020 24 V DC Motor, 500 W, 2500 RPM : технічні характеристики [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [Electric Scooter Parts – MY1020 Motors](#)
124. BLDC-D5BLD500 Brushless DC Motor, 500 W : технічні характеристики [Електронний ресурс]. – Режим доступу: D5BLD500 Brushless DC Motor Specifications

125. Krstic M., Kanellakopoulos I., Kokotovic P. Nonlinear and Adaptive Control Design. – New York : John Wiley & Sons, 1995. – 563 p.
126. Problems of Brushless Motors Applying in Electric Drives / I. Biliuk, D. Shareyko, O. Savchenko, S. Havrylov, A. Fomenko, O. Maiboroda // Scientific Collection "InterConf+". – 2022. – № 27 (133). – P. 269–278..
127. Isidori A. Nonlinear Control Systems. – 3rd ed. – London : Springer, 1995. – 549 p.
128. Діапазон регулювання у комплектних електроприводах / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, О. В. Савченко, В. М. Курепін // Вісн. аграр. науки Причорномор'я. – Миколаїв : МДАУ, 2018. – № 2 (98). – С. 96–101.
129. Попович М. Г., Ковальчук О. В. Теорія автоматичного керування : підручник. – Київ : Либідь, 2007. – 656 с.
130. Нелінійні адаптивні регулятори в комплектних електроприводах / Є. О. Партола, О. В. Савченко, К. Р. Гараєв, Л. А. Фоменко // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. молодих вчених «Автоматика та електротехніка». – Миколаїв : НУК, 2019. – С. 62–63
131. Попович М. Г., Борисик М. Г., Гаврилюк В. А. Теорія електропривода : підручник. Київ : Вища школа, 1993. 494 с.
132. Лавріненко Ю. М., Марченко О.С., Савченко П. І., Синявський О. Ю. та ін. Електропривод : підручник. 2-ге вид., перероб. і доп. Київ: Ліра-К, 2009. 504 с.
133. Фоменко, А. М., & Шарейко, Д. Ю. (2014). Комплектні електроприводи: У 3 ч. Ч. 2: Цифрові комплектні електроприводи: Навчальний посібник. Миколаїв: НУК.
134. Шарейко, Д. Ю. Слідкувальна система мікроманіпулятора на основі п'єзоелектричного двигуна [Micromanipulator Tracking System Based on a Piezoelectric Motor] / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, О. В. Савченко // Збірник наукових праць НУК ім. адм. Макарова № 1 (503), Т. 1, 2026. – С. 277–284. DOI
135. Biluk, I., Shareyko, D., Fomenko, A., Havrylov, S., Savchenko, O., Stavinskiy, R. Construction and Adjustment of a Vibration Machine Based on a Complete

Electric Drive (2019) Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2019, стаття № 8896563, pp. 114-117

136. Biluk, I., Shareyko, D., Fomenko, A., Havrylov, S., Savchenko, O., Hruban, V. Adaptive Control in Complete Electric Drives (2020) Proceedings of the 25th IEEE International Conference on Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice, PAEP 2020, стаття № 9240856

137. Biliuk, I., Shareyko, D., Savchenko, O., Havrylov, S., Mardziavko, V., Fomenko, A. Increasing of the Elevator Noria Efficiency (2022) Proceedings of the 2022 IEEE 4th International Conference on Modern Electrical and Energy System, MEES 2022

138. Biliuk I., Shareyko D., Savchenko O., Havrylov S., Mardziavko V., Fomenko L. Tracking System of a Micromanipulator Based on a Piezoelectric Motor (2023) Proceedings of the 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System, MEES 2023 Motor

139. Модернізація промислових роботів / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, О. С. Садовий, О. В. Савченко, А. М. Фоменко, А. В. Козаченко // Вісник Приазовського державного технічного університету: зб. наук. праць. Вип. 41. – Маріуполь: ДВНЗ «Приазов. держ. техн. ун-т», 2020. – С. 99–108.

140. Електропривод з нелінійними перемикаючими сигналами [Electric Drive with Non-Linear Switching Signals] / О. В. Савченко // Збірник наукових праць НУК ім. адм. Макарова № 4 (502), 2025. – С. 191–198

141. Ivan Biluk, Dmytro Shareyko, Oleg Savchenko, Dmytro Koshkin, Oleksandr Maiboroda, Andrii Rudenko. Stability of Electric Drives Optimized by Nonlinearity. Proceedings of the 2024 IEEE 6th International Conference on Modern Electrical and Energy System, MEES 2024. (September 18-21, 2024)

142. Оптимізація систем автоматичного керування електроприводом постійного струму із використанням нелінійних коригувальних пристроїв / О. В. Савченко, Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, В. А. Мадзявко // «Електротехніка та електроенергетика» № 4 (2025) – С. 21–30.

143. Видмиш А. А., Ярошенко Л. В. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1 : навч. посіб. Вінниця : ВНАУ, 2020. 387 с.

144. Костинюк Л. Д., Мороз В. І., Паранчук Я. С. Моделювання електроприводів : навч. посіб. Львів : Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2004. 404 с.

145. Удосконалення електроприводів металообробних верстатів / О. В. Савченко // Збірник наукових праць НУК ім. адм. Макарова. – Видавничий дім «Гельветика» – 2025. – № 3 (501). – С. 131–142

146. Пат. 122376. Україна. Система керування кроковими двигунами / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, Д. Ю. Шарейко, С. І. Ольшевський, Л. А. Фоменко (Україна). – Заявл. 10.05.2017 ; опубл. 10.01.2018, Бюл. № 1.

147. Пат. 124791. Україна. Система керування кроковими двигунами для промислового технологічного обладнання з числовим програмним керуванням / О. В. Савченко, І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, С. І. Ольшевський, Л. А. Фоменко, П. Є. Лебедушко (Україна). – Заявл. 27.10.2017 ; опубл. 25.04.2018, Бюл. № 8.

148. Пат. 136489. Україна. Лабораторний стенд по дослідженню роботи крокового двигуна / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, Д. Ю. Шарейко, Р. А. Ставинський, С. І. Ольшевський, Л. А. Фоменко, С. О. Гаврилов (Україна). – Заявл. 07.02.2019 ; опубл. 27.08.2019, Бюл. № 16.

149. Пат. 136520. Україна. Мікропроцесорна система керування електроприводами промислового обладнання / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, Д. Ю. Шарейко, Р. А. Ставинський, С. І. Ольшевський, Л. А. Фоменко, С. О. Гаврилов, І. В. Оружак (Україна). – Заявл. 22.02.2019 ; опубл. 27.08.2019, Бюл. № 16.

150. Пат. 136567. Україна. Система керування сервоприводами / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, Д. Ю. Шарейко, С. І. Ольшевський, С. О. Гаврилов, Л. І. Бугрім, О. С. Кириченко, Л. А. Фоменко (Україна). – Заявл. 04.03.2019 ; опубл. 27.08.2019, Бюл. № 16.

151. Пат. 138062. Україна. Лабораторний стенд по дослідженню роботи безконтактного двигуна постійного струму / О. В. Савченко, С. І. Ольшевський, І.

С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, Л. А. Фоменко, О. В. Майборода, С. О. Гаврилов, Л. І. Бугрім (Україна). – Заявл. 07.02.2019 ; опубл. 25.11.2019, Бюл. № 22.

152. Пат. 142442. Україна. Система керування сервоприводами / О. В. Савченко, І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, С. І. Ольшевський, С. О. Гаврилов, А. М. Мозговий, М. Г. Мозговий, Л. А. Фоменко, О. В. Майборода, (Україна). – Заявл. 30.10.2019 ; опубл. 10.06.2020, Бюл. № 11.

153. Пат. 149717. Україна. Система керування сервоприводами / О. В. Савченко, І. С. Білюк, С. О. Слободян, А. А. Зубарев, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, Л. І. Бугрім, С. О. Гаврилов, О. В. Майборода, Р. А. Ставинський, О. С. Кириченко (Україна). – Заявл. 29.06.2021; опубл. 01.12.2021, Бюл. № 48

154. Пат. 149720. Україна. Лабораторний стенд для дослідження роботи безконтактного двигуна постійного струму / О. В. Савченко, С. І. Ольшевський, І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, О. В. Майборода, О. І. Савенков, С. О. Гаврилов, О. С. Кириченко, (Україна). – Заявл. 29.06.2021; опубл. 01.12.2021, Бюл. № 48.

155. Пат. 150128. Україна. Мікропроцесорна система керування електроприводами промислового обладнання / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, Д. Ю. Шарейко, С. І. Ольшевський, С. О. Гаврилов, О. С. Кириченко, О. В. Майборода. (Україна). – Заявл. 29.06.2021; опубл. 05.01.2022, Бюл. № 1.

156. Пат. 157315. Україна. Електродвигун змінного струму із зосередженою обмоткою статора / Р. А. Ставинський, О. А. Авдєєва, О. В. Савченко, О. Р. Ставинський (Україна). – Заявл. 23.10.2023; опубл. 02.10.2024, Бюл. № 40/2024

157. Пат. 157918. Система керування трифазного безколекторного двигуна постійного струму / О. В. Савченко, І. С. Білюк, С. О. Гаврилов, Д. Ю. Шарейко, Б. М. Личко, А. А. Антоненко, О. І. Савенков, О. В. Майборода, А. М. Фоменко, С. І. Ольшевський, І. В. Оружак (Україна). – Заявл. 11.01.2024; опубл. 18.12.2024, Бюл. № 51

158. Пат. 158755. Україна. Мікропроцесорна система керування електроприводами промислового обладнання / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. П.

Гуров, Д. Ю. Шарейко, Л. М. Філіпішина, Л. О. Гришина, С. І. Ольшевський, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко, О. В. Майборода, А. О. Добріца (Україна). – Заявл. 10.10.2023; опубл. 19.03.2025, Бюл. № 12

159. Пат. 159936. Україна. Лабораторний стенд по дослідженню роботи крокового двигуна / О. В. Савченко, І. С. Білюк, А. П. Гуров, Д. Ю. Шарейко, Б. М. Личко, А. А. Зубарев, А. М. Тубальцев, С. О. Гаврилов, А. М. Фоменко, Г. С. Морозова, М. Д. Муштаєв (Україна). – Заявл. 11.01.2024; опубл. 23.07.2025, Бюл. № 30

160. Білюк, І. С., Савченко, О. В., Шарейко, Д. Ю., Гаврилов, С. О., & Фоменко, А. М. (2023, January). Випробувальний стенд для безколекторних двигунів постійного струму. In The 2th International scientific and practical conference “Modern education using the latest technologies”(January 17-20, 2023) Lisbon, Portugal. International Science Group. 2023. 504 p. (p. 433).

161. Білюк, І., Савченко, О., Ольшевський, С., Тубальцев, А., Бугрім, Л., & Майборода, О. (2023). Стенд Для Дослідження Електропривода На Базі Безколекторного Трифазного Двигуна Постійного Струму. Scientific Collection «InterConf+», (29), 227-241.

162. Пат. 149720 Україна. Лабораторний стенд для дослідження роботи безконтактного двигуна постійного струму / О. В. Савченко, С. І. Ольшевський, І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко, О. В. Майборода, О. І. Савенков, С. О. Гаврилов, О. С. Кириченко, А. В. Надточій, В. А. Надточій (Україна). – Заявл. 29.06.2021 ; опубл. 01.12.2021, Бюл. № 48.

163. Використання адаптивних регуляторів у сучасних комплектних електроприводах / Д. Ю. Шарейко, І. С. Білюк, А. М. Фоменко, О. В. Савченко // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки". – Миколаїв : НУК, 2017. – С. 23–24.

164. Стенд для дослідження електропривода на базі безколекторного трифазного двигуна постійного струму / С. І. Ольшевський, І. С. Білюк, О. В. Савченко, В. Т. Шахнов // Матеріали всеукр. наук.-техн. конф. "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2018". – Миколаїв : НУК, 2018. – С. 30–32.

165. Моделювання тягового електропривода на базі вентильного двигуна / І. Білюк, С. Гаврилов, О. Савченко, С. Дорошенко // Грааль науки. – 2021. – № 9. – С. 188–192.

Додаток А

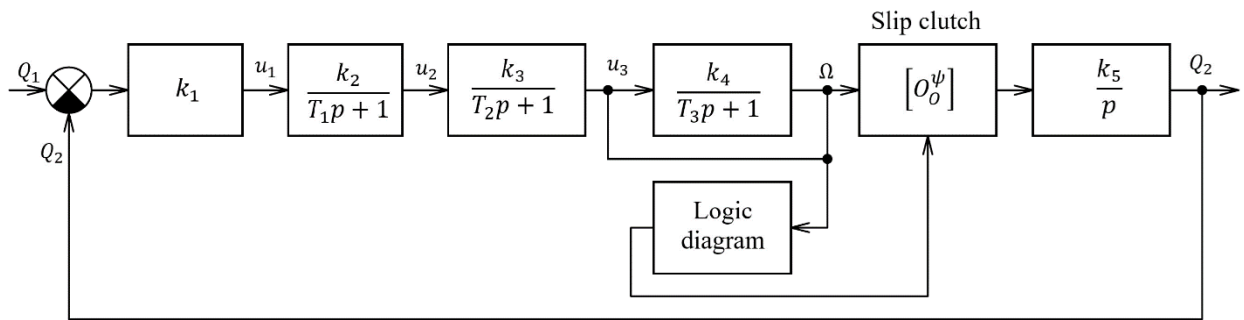


Рис. А.1 Система з ковзною муфтою

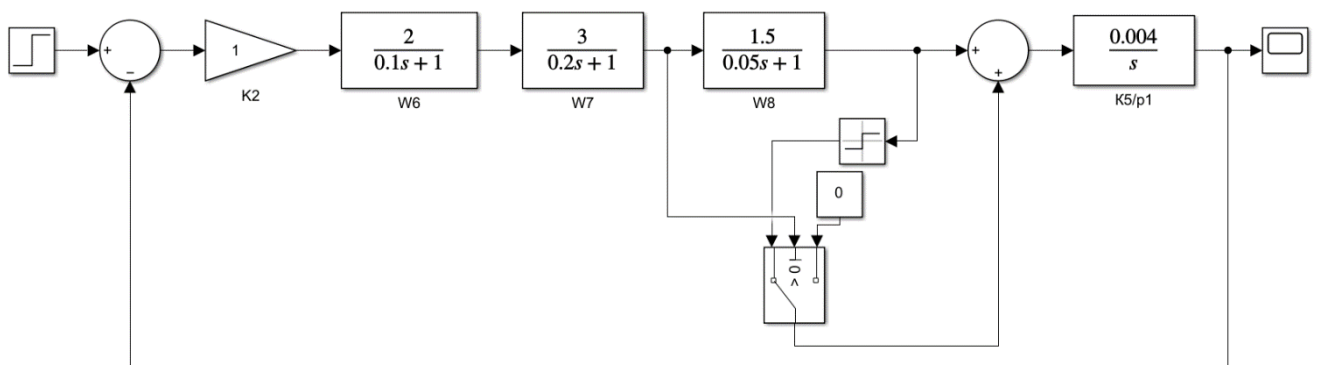


Рис. А.2 – Моделювання системи з ковзною муфтою в програмі Matlab

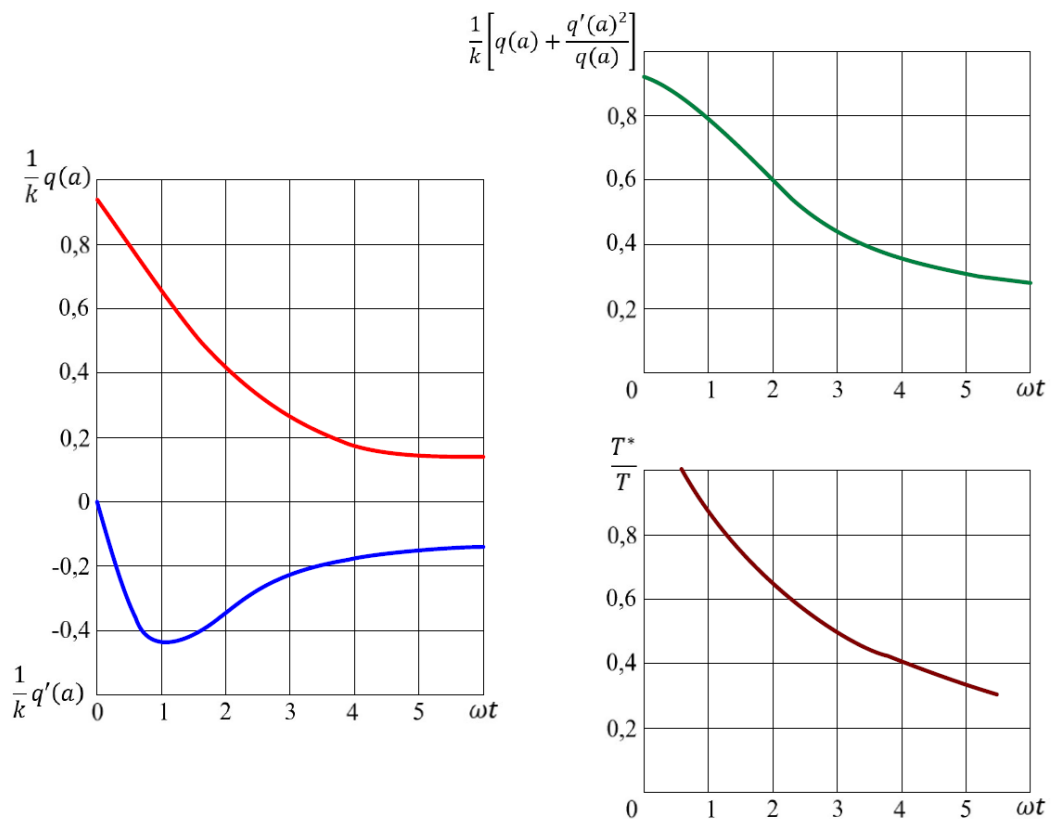


Рис. А.3 – Залежності коефіцієнтів гармонійної лінеаризації (a) , $q'(a)$

Додаток Б

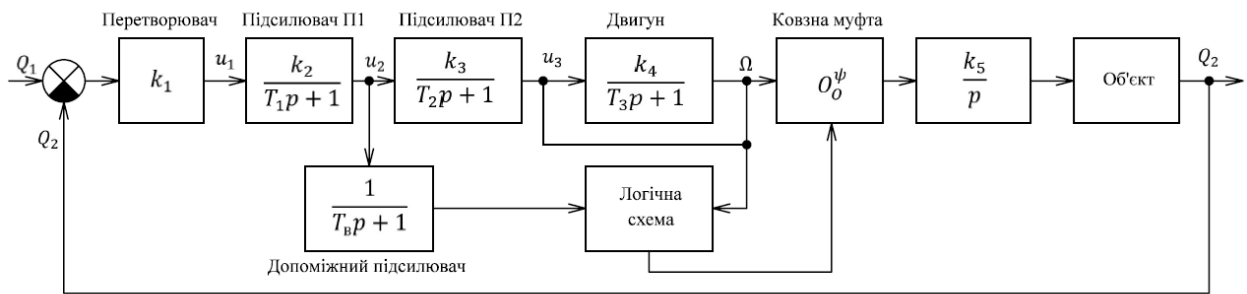


Рис. Б.1 – Система з ковзною муфтою і допоміжним підсилювачем

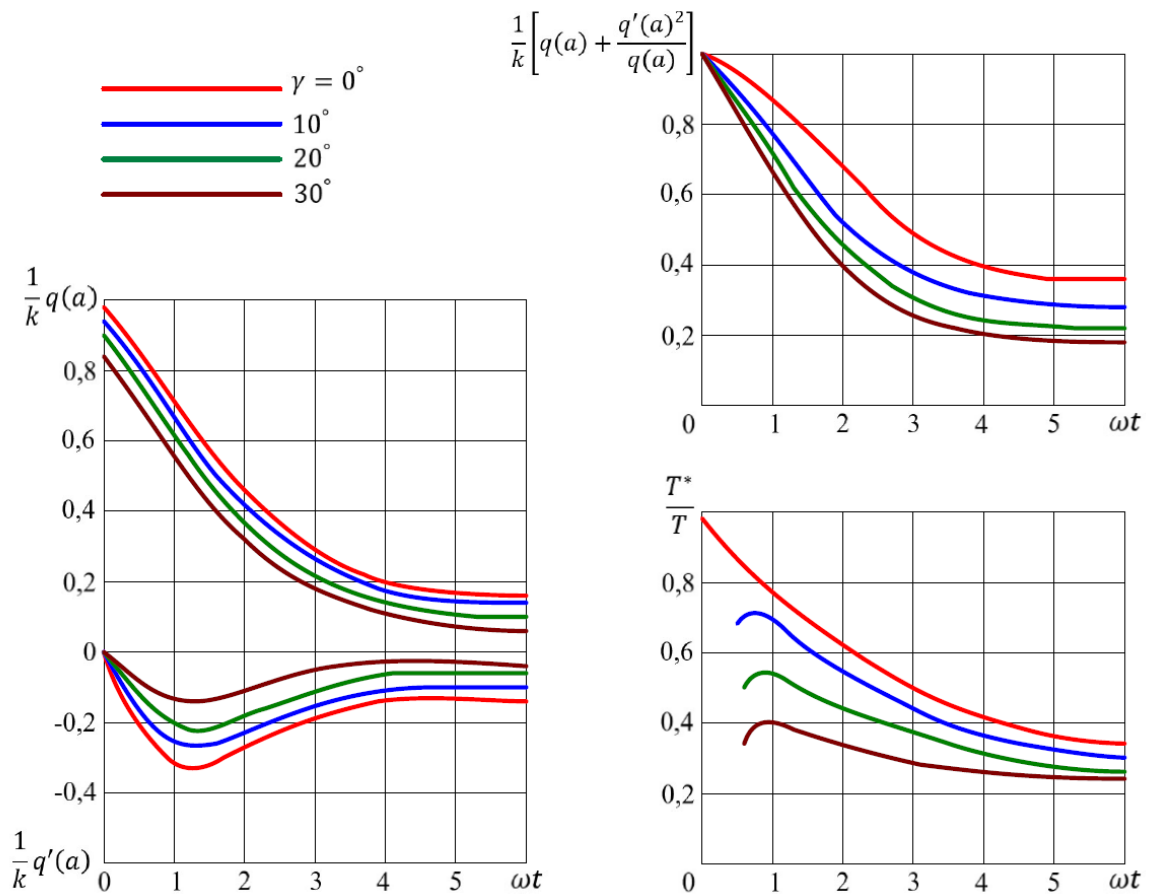


Рис. Б.2 – Залежність коефіцієнтів $q(a)$, $q'(a)$ постійної часу T^* і коефіцієнта посилення k^* від величини ωT

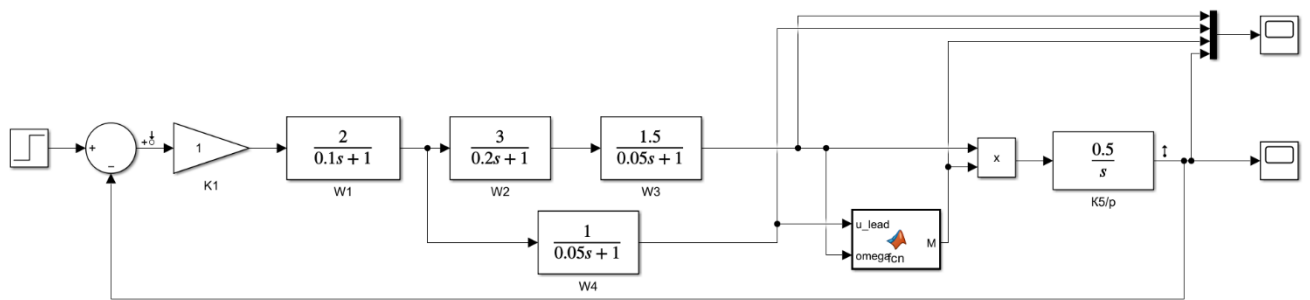


Рис. Б.3 – Моделювання системи з ковзною муфтою і допоміжним підсилювачем в програмі Matlab

Додаток В

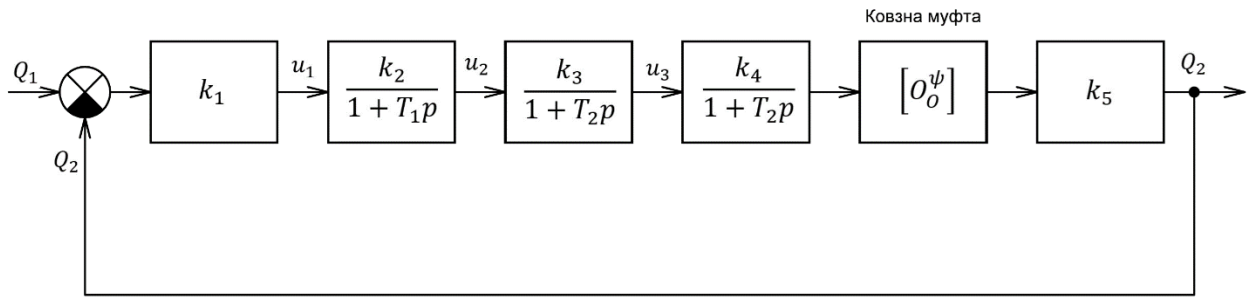


Рис. В.1 – Електропривод, в якому корекція інерційності двигуна здійснювалася за допомогою ковзної муфти

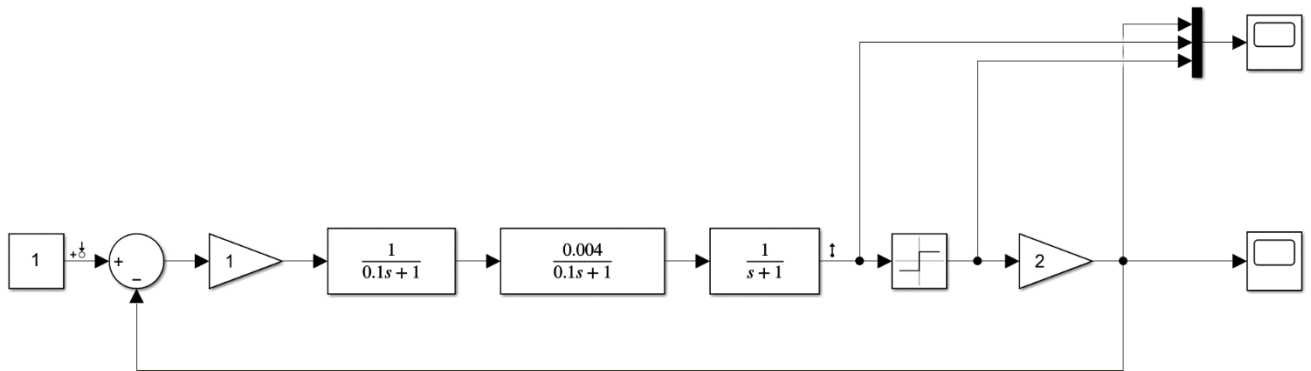


Рис. В.2 – Моделювання електропривода, в якому корекція інерційності двигуна здійснювалася за допомогою ковзної муфти

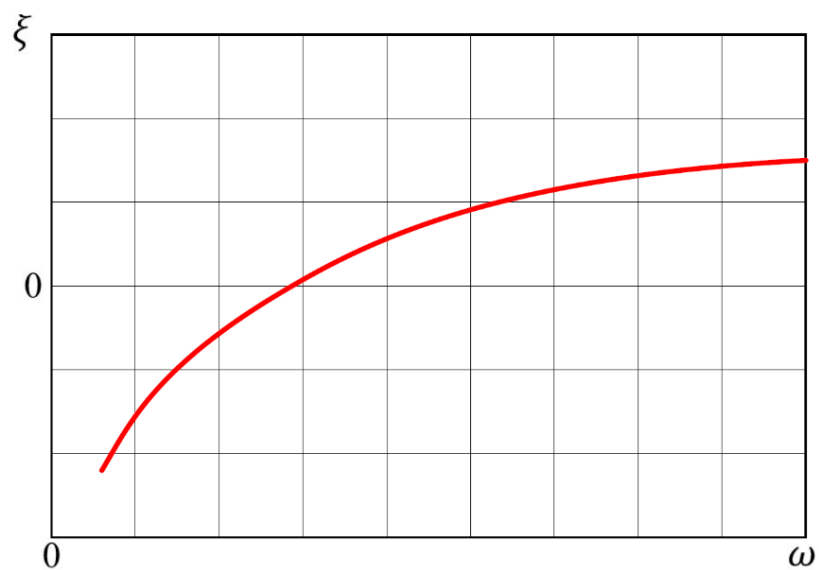


Рис. В.3 – Залежність $\xi = f(\omega)$

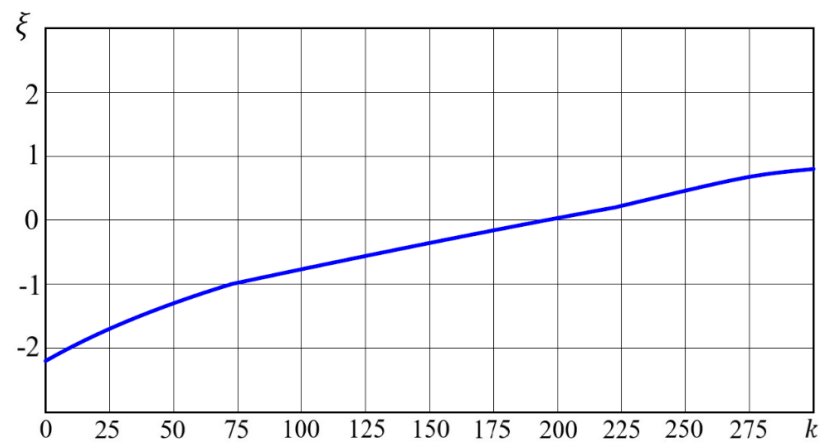


Рис. В.4 – Залежність для кута запобігання $\gamma = 30^\circ$

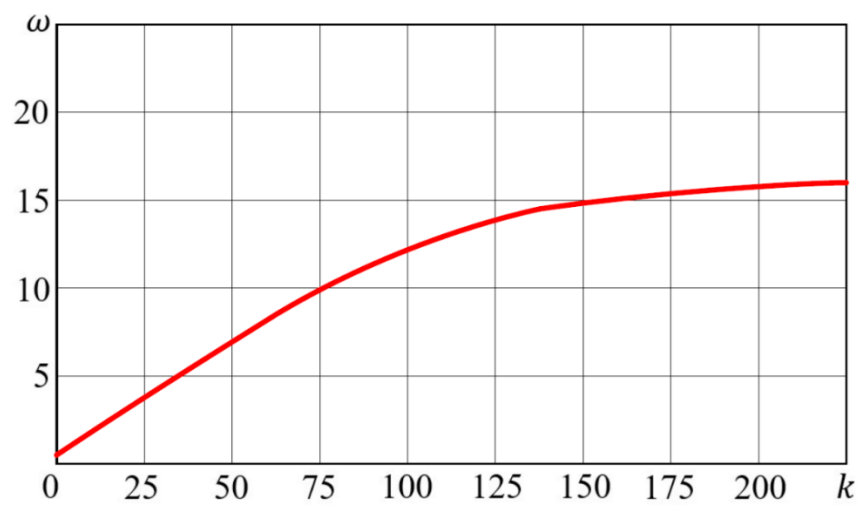


Рис. В.5 – Залежність для кута запобігання $\gamma = 30^\circ$

Додаток Г

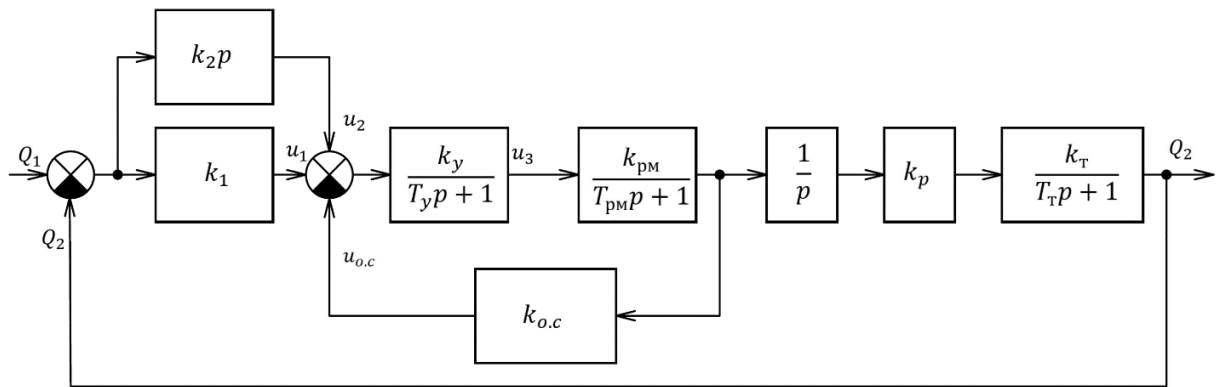


Рис. Г.1 – Система стабілізації об'єкта, що рухається за напрямом

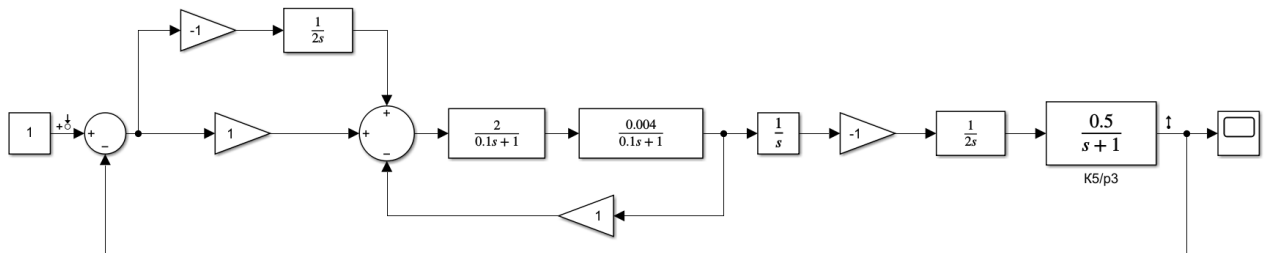


Рис. Г.2 – Моделювання системи стабілізації об'єкта, що рухається за напрямом

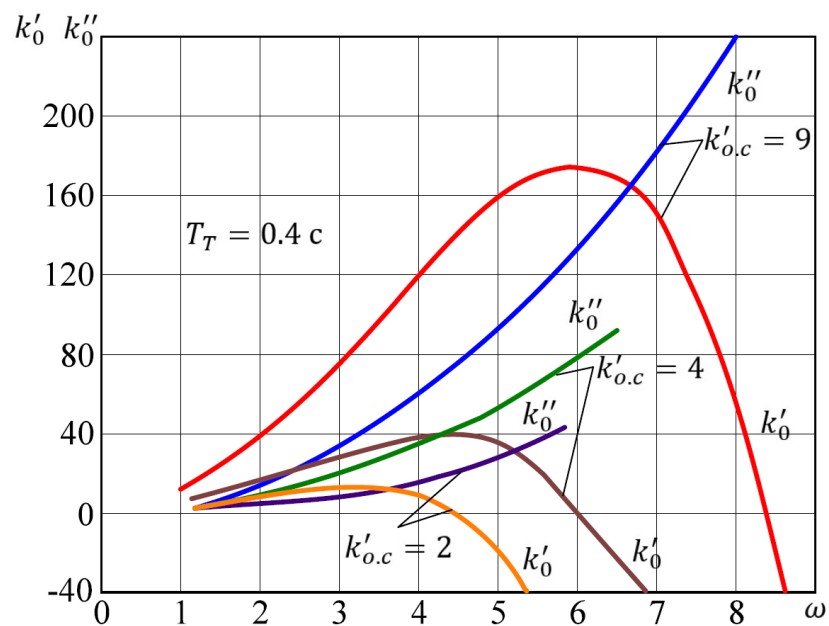


Рис. Г.3 – Залежність критичних значень коефіцієнта посилення та частоти коливань системи від різних параметрів

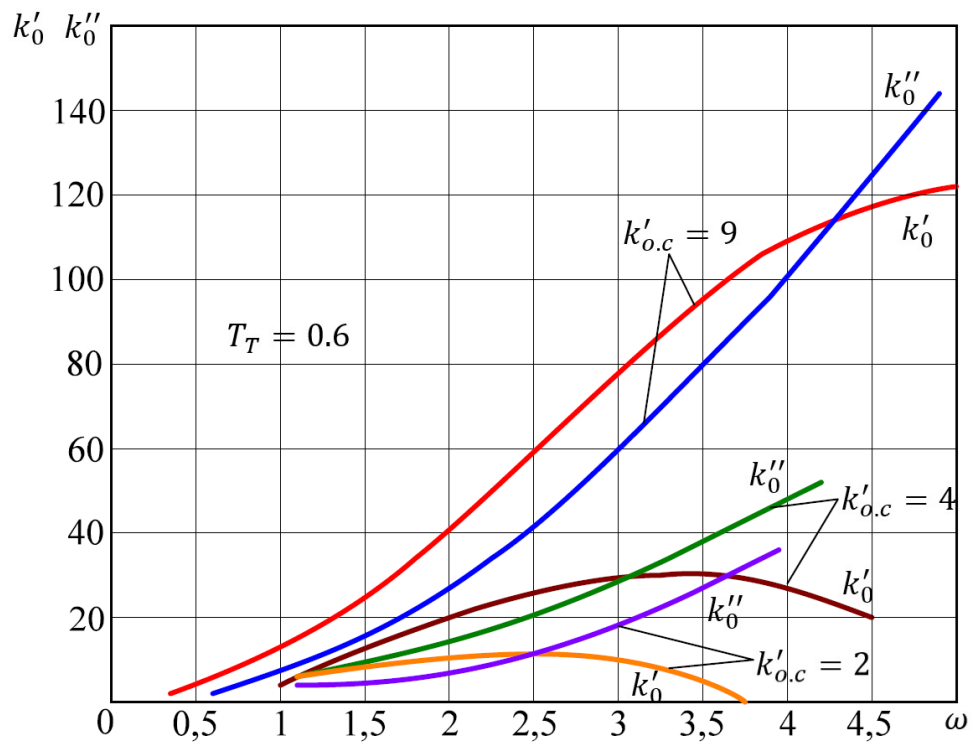


Рис. Г.4 – Залежність критичних значень коефіцієнта посилення та частоти коливань системи від різних параметрів

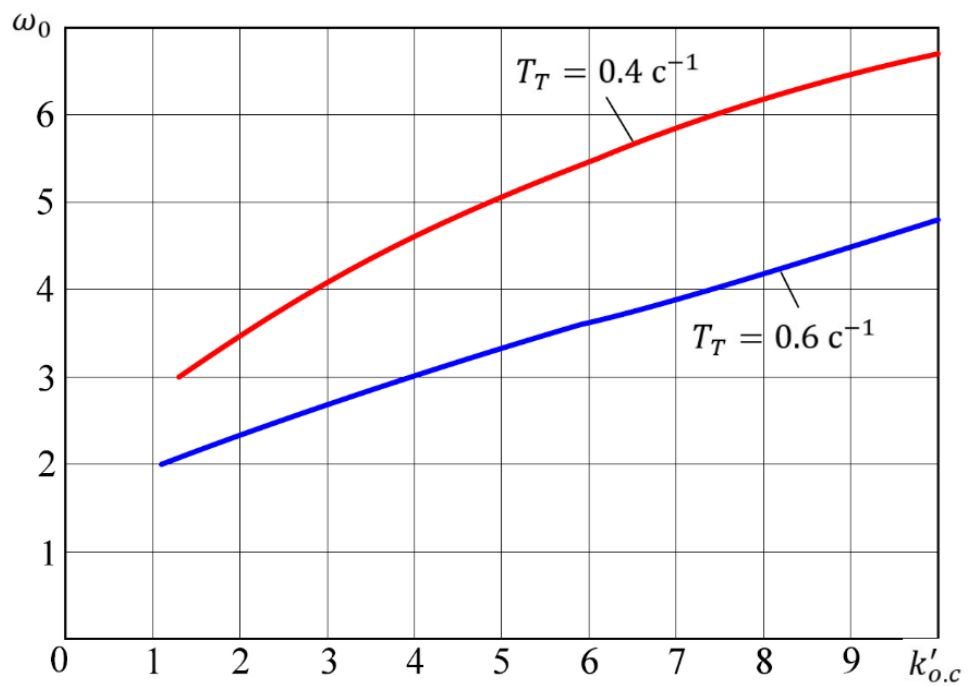


Рис. Г.5 – Залежність значень ω_0 від $k'_{o.c}$

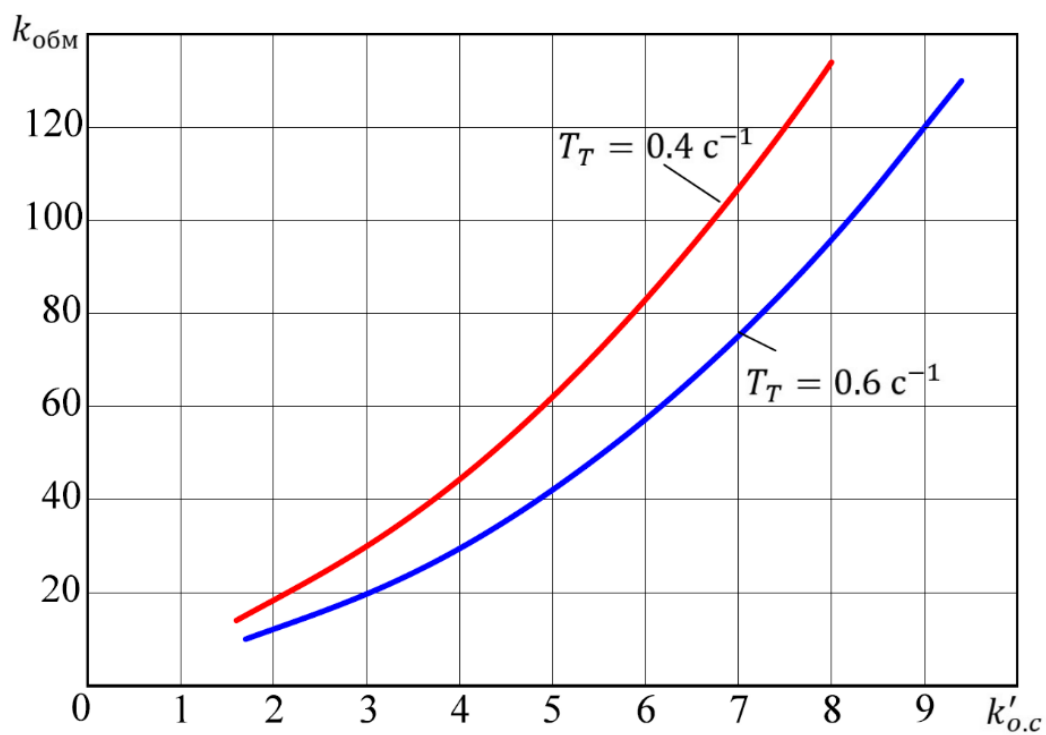


Рис. Г.6 – Залежність значень $k_{обм}$ від $k'_{o.c}$

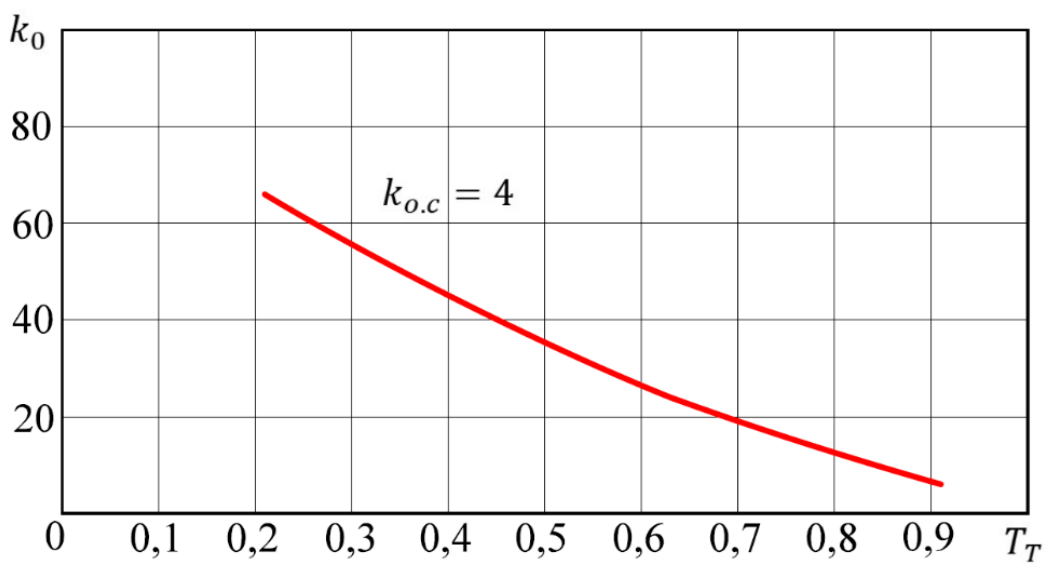


Рис. Г.7 – Залежність значень k_0 від T_T

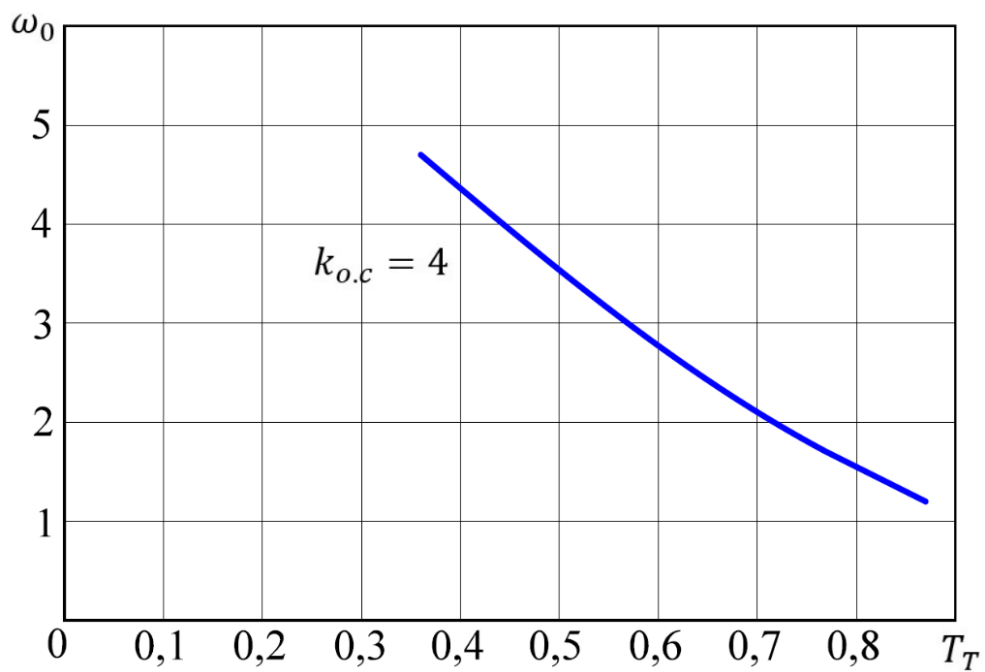


Рис. Г.8 – Залежність значень ω_0 від T_T

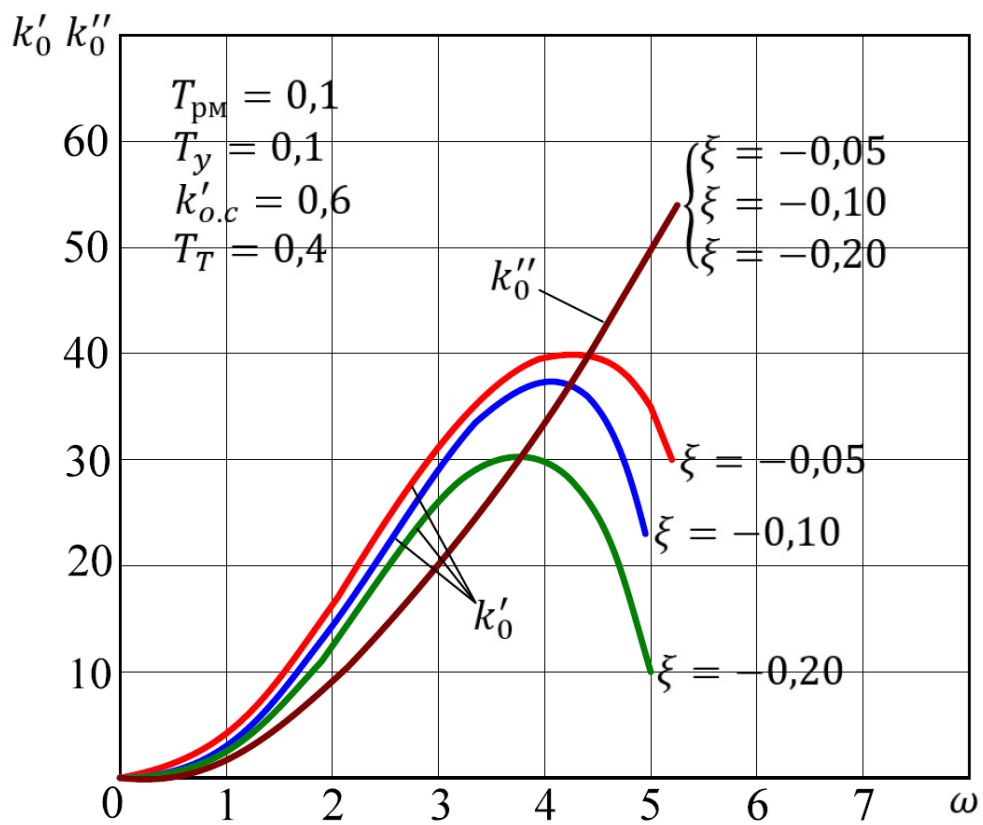


Рис. Г.9 - Методика розв'язання рівнянь

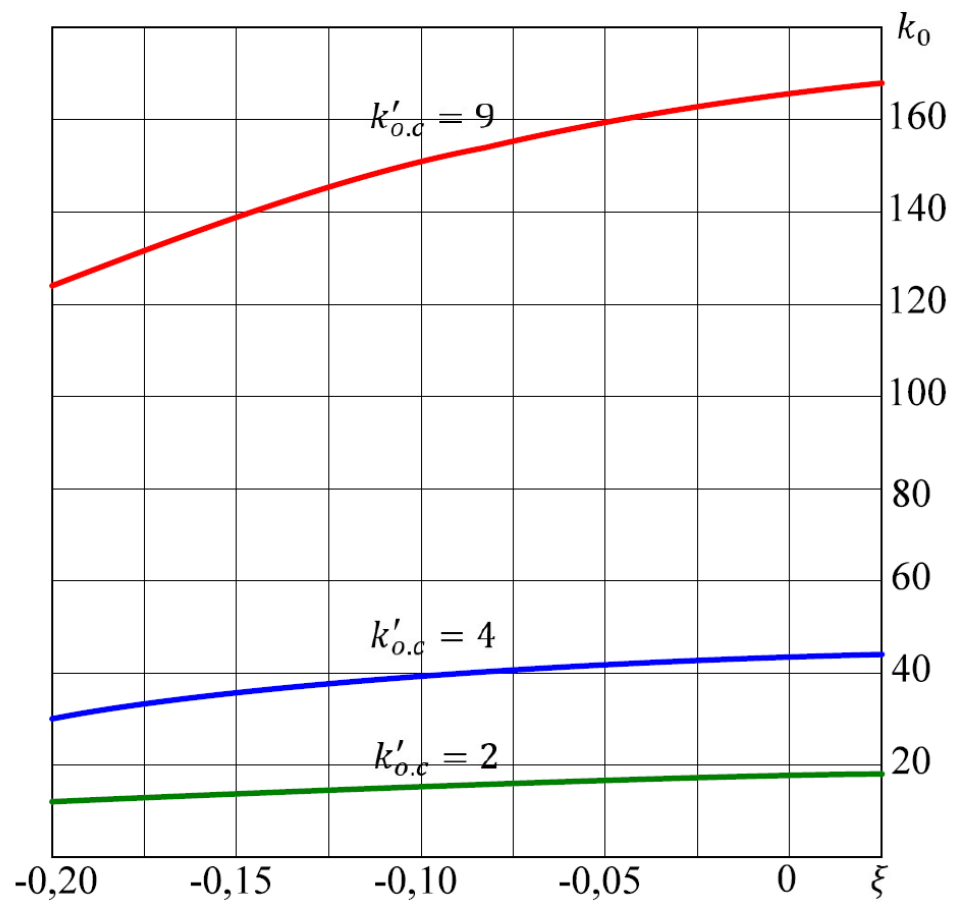


Рис. Г.10 – Функції коефіцієнта посилення системи та інших її параметрів

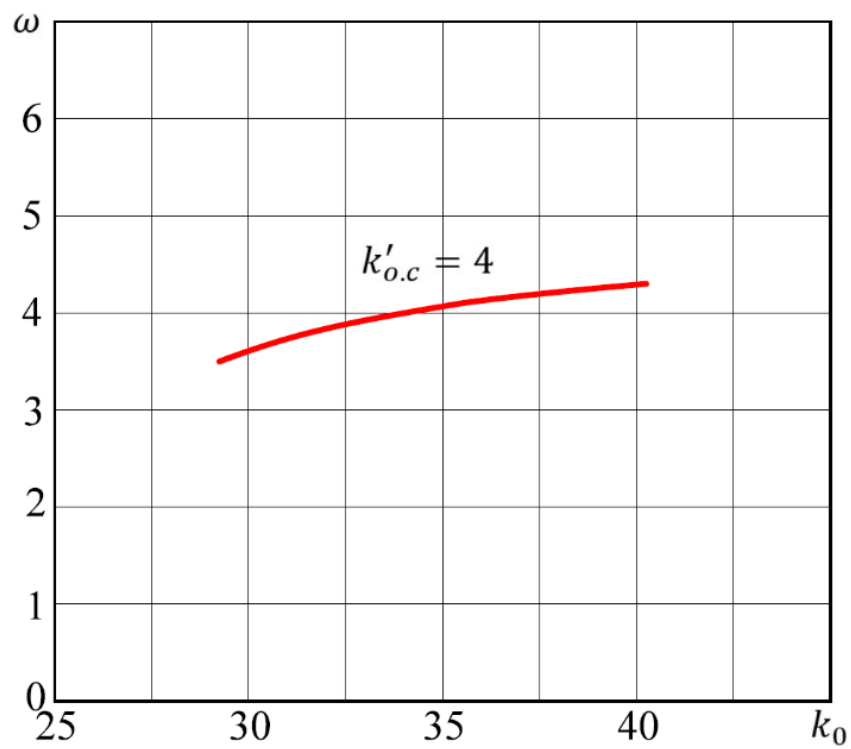


Рис. Г.11 – Функції коефіцієнта посилення системи та інших її параметрів

Додаток Д

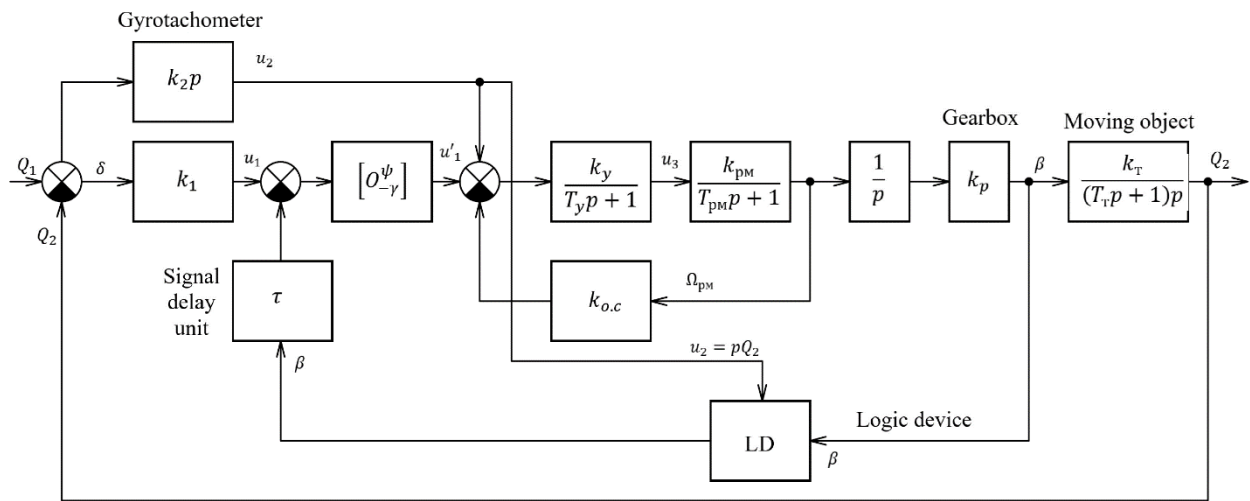


Рис. Д.1 – Система з нелінійним коригуючим пристроєм

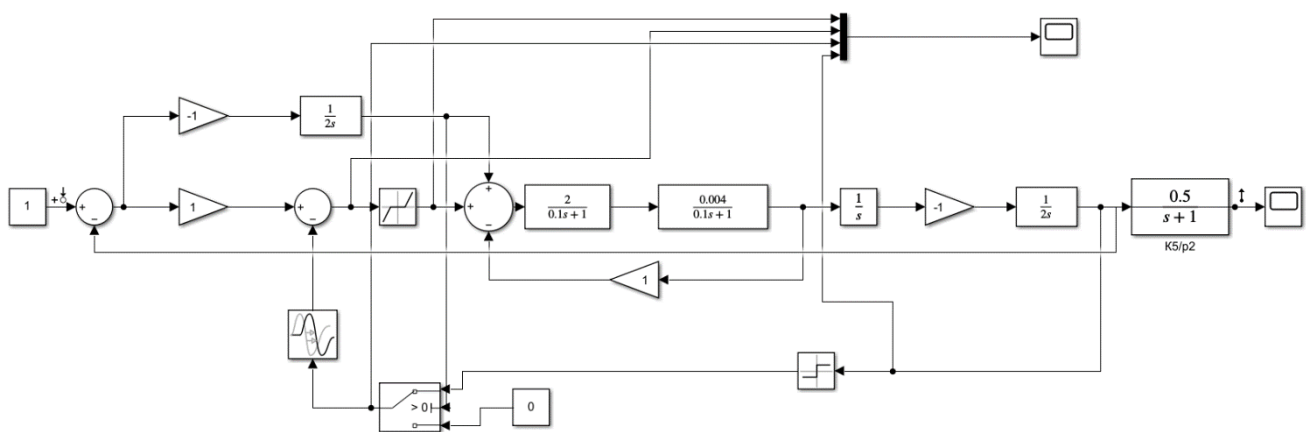


Рис. Д.2 – Моделювання системи з нелінійним коригуючим пристроєм в середовищі Matlab

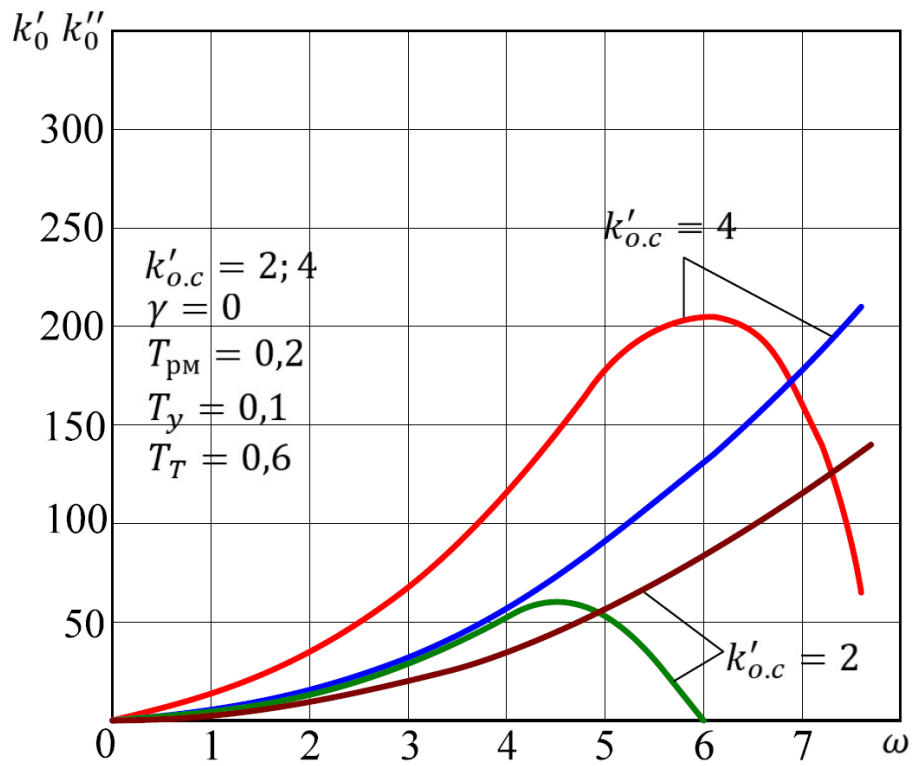


Рис. Д.3 – Якість перехідних процесів

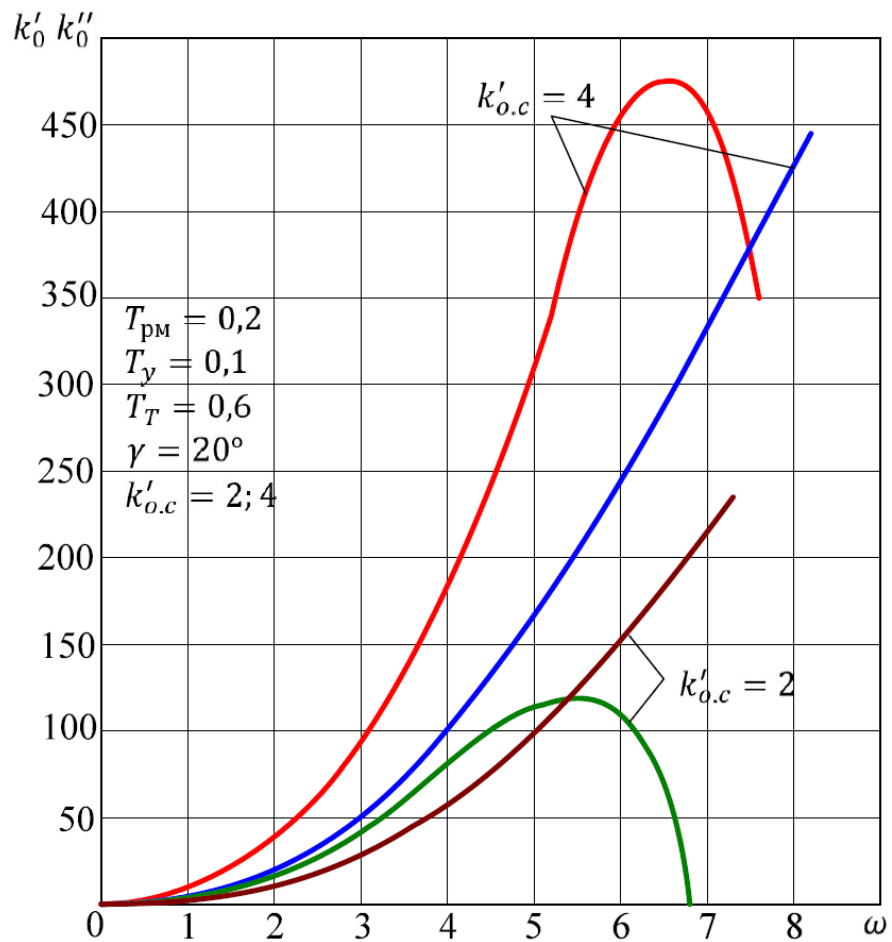


Рис. Д.4 – Якість перехідних процесів

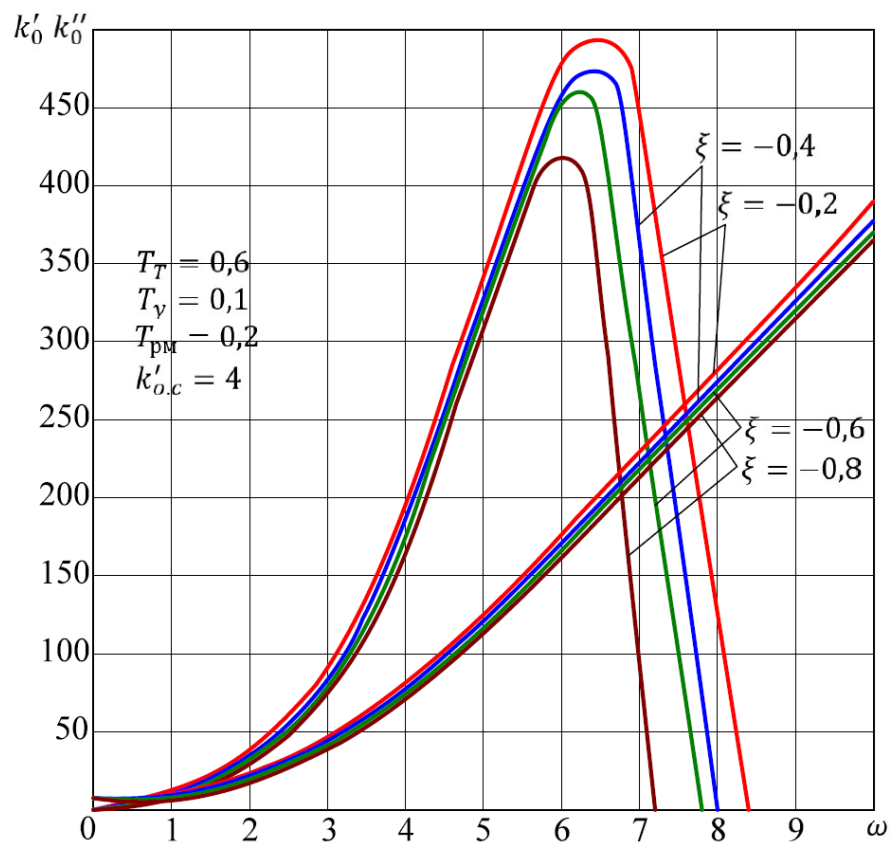


Рис. Д.5 – Якість перехідних процесів

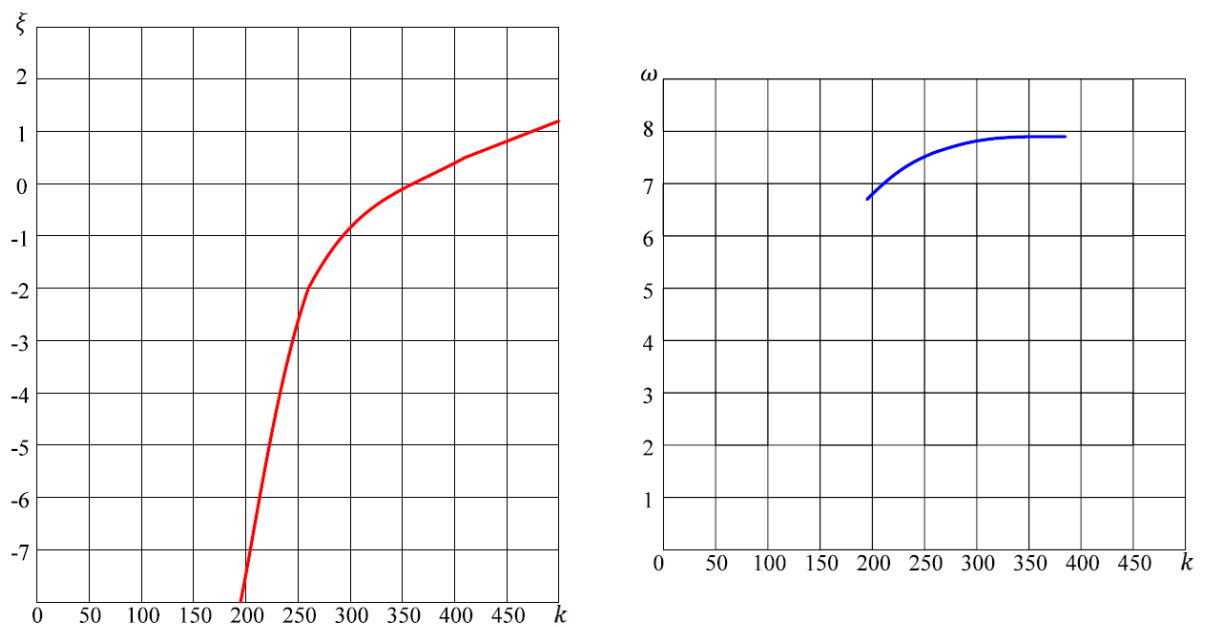


Рис. Д.6 – Якість перехідних процесів