

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
ІМЕНІ АДМІРАЛА МАКАРОВА

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Іванов Антон Віталійович

УДК 621.318.3

ДИСЕРТАЦІЯ

**Енергоефективні електромагнітні приводи вібраційних транспортуючих
пристроїв**

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: Іванов Антон Віталійович

Науковий керівник: Черно Олександр Олександрович, д-р техн. наук, професор

Миколаїв – 2024

АНОТАЦІЯ

Іванов А. В. Енергоефективні електромагнітні приводи вібраційних транспортуючих пристроїв. Теорія і практика. – 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, 2024.

Вібраційне обладнання використовується у різних галузях промисловості для забезпечення таких технологічних процесів, як транспортування, сепарація, ущільнення сумішей. Електромагнітний привод зазвичай використовується у вібраційних конвеєрах, дозаторах та інших пристроях, де здійснюється автоматичне керування параметрами вібрації. Проблема удосконалення та модернізації такого обладнання включає в себе багато наукових напрямів. Одним з них є підвищення енергетичної ефективності вібраційних приводів, оптимізація їх параметрів та режимів роботи. Багато наукових робіт присвячено удосконаленню магнітоелектричних та електромагнітних вібраційних приводів, які відрізняються високою керованістю, надійністю та довговічністю. Сучасні системи автоматичного керування дають змогу автоматично підтримувати роботу таких приводів у резонансному та в білярезонансному режимах, забезпечуючи високу енергоефективність. Але, на сьогоднішній день недостатньо досліджено енергетичні характеристики електромагнітних вібраційних приводів, що унеможлиблює досягнення їх максимального ККД. Зокрема, не визначено вплив форми напруги живлення електромагнітів на енергетичну ефективність. Тому, проведення таких досліджень є актуальною науковою задачею.

Метою дисертаційної роботи є підвищення енергетичної ефективності електромагнітних приводів вібраційних транспортуючих пристроїв шляхом забезпечення раціональної форми напруги живлення обмоток вібраторів.

Новизна результатів, одержаних в дисертації, полягає в наступному:

- вперше встановлено і науково обґрунтовано, що максимум ККД електромагнітного вібраційного привода забезпечується при живленні обмотки вібратора напругою у формі двополярних прямокутних імпульсів, амплітуда яких визначається напругою живлення інвертора, а ширина – потрібною амплітудою струму, причому між позитивним та від’ємним імпульсами напруги повинен бути нульовий проміжок певної ширини, що запобігає глибокому насиченню сталі електромагніта при максимальних значеннях струму;

- вперше за допомогою коло-польового методу отримано енергетичні характеристики електромагнітного вібраційного привода при імпульсному живленні, за допомогою яких визначено оптимальні за критерієм максимуму ККД значення частоти для різних величин навантаження, що дає можливість при керуванні вібраційними машинами забезпечити їх високу енергетичну ефективність;

- отримала розвиток структура системи автоматичного керування електромагнітними приводами вібраційних машин в частині урахування імпульсного характеру живлення обмоток вібраторів, що дає змогу керувати їх амплітудою та частотою, забезпечуючи високу енергетичну ефективність.

Наукове значення роботи полягає у визначені та науковому обґрунтуванні раціональної, з точки зору енергетичної ефективності, форми напруги живлення електромагнітів вібраційних машин та розвитку структури систем автоматичного керування електромагнітними вібраційними приводами.

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

- розроблена імітаційна модель керованого електромагнітного привода вібраційної машини з імпульсним живленням обмоток вібраторів, яка може використовуватись при проєктуванні та наукових дослідженнях;
- розроблено принципову електричну схему силового перетворювача, що забезпечує імпульсне живлення обмоток електромагнітів вібраційного привода;
- удосконалено керуючу програму, що забезпечує автоматичне керування амплітудою та частотою електромагнітного привода вібраційної машини з імпульсним живленням;
- розроблено та виготовлено експериментальний зразок силового перетворювача у складі електромагнітного привода вібраційного конвеєра.

У вступі дисертаційної роботи обґрунтовано актуальність теми, показано її зв'язок з науковими програмами й темами, сформульовано об'єкт і предмет дослідження, мету та головні його задачі, представлено методи дослідження та обґрунтування достовірності отриманих результатів, визначено наукову новизну та практичне значення результатів роботи, відображено повноту викладення результатів у публікаціях та ступінь апробації на конференціях.

У першому розділі дисертації проаналізовано сучасні вібраційні транспортуючі пристрої з електромагнітним приводом. Також проведено аналіз систем автоматичного керування та енергетичної ефективності електромагнітного вібраційного привода, шляхів її підвищення. Сформовано мету та задачі дослідження.

Другий розділ присвячено визначенню форми напруги живлення електромагнітного вібратора, що забезпечує найбільшу енергетичну ефективність привода вібраційної машини. Проведено аналіз факторів, які впливають на енергоефективність привода. Обґрунтовано, що максимум ККД електромагнітного вібраційного привода забезпечується при живленні обмотки вібратора напругою у формі двополярних прямокутних імпульсів,

амплітуда яких визначається напругою живлення інвертора, а ширина – потрібною амплітудою струму, причому між позитивним та від’ємним імпульсами напруги повинен бути нульовий проміжок певної ширини, що запобігає глибокому насиченню сталі електромагніта при максимальних значеннях струму. Проведено моделювання процесів у вібраційному приводі при імпульсному живленні електромагнітів. Результати показали, що застосування імпульсного живлення дає можливість підвищити ККД привода до 80% у діапазоні потужностей від 0,25 від номінальної до номінальної, що в середньому на 10% більше у порівнянні з синусоїдальною напругою живлення. Отримані залежності оптимальних за критерієм максимуму ККД значень частоти та нульового проміжку від потужності привода, які можуть використовуватись при керуванні для забезпечення максимальної енергетичної ефективності в умовах зміни навантаження.

В третьому розділі сформовано структуру системи автоматичного керування електромагнітним вібраційним приводом з імпульсним живленням обмоток вібратора. Вона відрізняється тим, що канал керування амплітудою визначає ширину імпульсів напруги, і, в залежності від неї, ширину нульового проміжку між позитивним та від’ємним імпульсами, а опорні сигнали для виконання дискретного перетворення Фур’є синхронізуються з моментами початку імпульсів напруги. Проведено моделювання динаміки системи керування та дослідження графіки перехідних процесів. Отримані результати свідчать про коректну сумісну роботу контурів керування амплітудою та частотою. Час перехідних процесів при наявності навантаження не перевищує 1 с за амплітудою і 1,5 с за частотою. Максимальне перерегулювання при керуванні амплітудою при наявності навантаження не перевищує 6%, а частотою – відсутнє.

Четвертий розділ спрямований на експериментальні дослідження електромагнітного привода вібраційного конвеєра. В результаті роботи здійснена технічна реалізація керованого вібратора з імпульсним живленням

електромагнітів, розроблено експериментальну установку з вібраційним конвеєром. Досліджено роботу віброконвеєра при змінному навантаженні, проаналізовано осцилограми струму та напруги, визначено енергетичні характеристики електромагнітного привода. Отримані графіки підтверджують, що при імпульсному живленні обмоток вібратора його ККД є на 8% більше, ніж при синусоїдальному ШІМ-модульованому живленні. ККД інвертора при імпульсному живленні є більшим на 10%, а при зменшенні споживаної потужності – майже на 20%.

Ключові слова: механічні вібрації, вібраційна машина, частотно-керований електромагнітний привод, резонанс, електроенергія, енергетичні характеристики, динамічні моделі, автоматичне керування.

Публікації, в яких опубліковано основні наукові результати дисертації:

1. O.O. Chernov, A.P. Hurov, A.V. Ivanov. Energy characteristics of the electromagnetic vibration drive with pulse power supply of vibrator coils. *Технічна електродинаміка*. 2023. №2. С. 53 – 60. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.053> (індексується в наукометричній базі Scopus, кuartиль Q3).

2. Черно О. О., Иванов А. В. Автоматичне керування електромагнітним вібраційним приводом з імпульсним живленням обмоток вібратора. Науково-виробничий журнал "Електромеханічні і енергозберігаючі системи". 2023. №3. С. 49 – 55. DOI: <https://doi.org/10.32782/2072-2052.2023.3.62.5> (входить до переліку наукових фахових видань України).

Публікації, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

3. Иванов А. В. Перспективи розвитку моделей та методів керування вібраційними транспортуючими пристроями. *Сучасні проблеми автоматики*

та електротехніки – 2020. Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції. 2020. С. 12 – 14.

Режим доступу: <https://rep.nuos.edu.ua/server/api/core/bitstreams/69a859ad-28a6-41de-b086-5e5b377033c1/content>

ABSTRACT

Ivanov A. V. Energy-efficient electromagnetic drives of vibrating conveyor devices. Theory and practice. – Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Thesis for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 141 “Electric Power Engineering, Electrotechnics and Electromechanics”. – Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, 2024.

Vibrating equipment is used in various industries to ensure such technological processes as transportation, separation, compaction of mixtures. The electromagnetic drive is usually used in vibrating conveyors, feeders and other devices where vibration parameters are automatically controlled. The problem of improvement and modernization of such equipment includes many scientific directions. One of them is increasing the energy efficiency of vibration drives, optimizing their parameters and operating modes. Many scientific works are devoted to the improvement of magnetoelectric and electromagnetic vibration drives, which are characterized by high controllability, reliability and durability. Modern automatic control systems make it possible to automatically support the operation of such drives in resonant and near-resonant modes, ensuring high energy efficiency. But nowadays the energy characteristics of electromagnetic vibration drives have not been sufficiently studied, which makes it impossible to achieve their maximum efficiency. In particular, the influence of the shape of the power supply voltage of electromagnets on energy efficiency has not been determined. Therefore, conducting such research is an urgent scientific task.

The aim of the dissertation is to increase the energy efficiency of electromagnetic drives of vibrating transpoting devices by ensuring a rational form of the supply voltage of the vibrator coils.

The novelty of the results obtained in the dissertation is as follows:

- for the first time it was established and scientifically substantiated that the maximum efficiency of the electromagnetic vibration drive is ensured when the vibrator coil is supplied with voltage in the form of bipolar rectangular pulses, the amplitude of which is determined by the inverter supply voltage, and the width is determined by the required current amplitude, and between the positive and negative voltage pulses there must be a zero interval of a certain width, which prevents deep saturation of the steel of the electromagnet at maximum current values;

- for the first time, using the circle-field method, the energy characteristics of the electromagnetic vibration drive with pulse power supply have been obtained, with the help of which the optimal frequency values for various load values were determined according to the maximum efficiency criterion, which makes it possible to ensure their high energy efficiency when controlling vibrating machines;

- the structure of the vibrating machine electromagnetic drive automatic control system has been developed in terms of taking into account the pulse form of the vibrator coils power supply voltage, which makes it possible to control their amplitude and frequency, ensuring high energy efficiency.

The scientific significance of the work consists in the determination and scientific substantiation of a rational form of the vibrating machines electromagnets supply voltage, which provides the maximum energy efficiency, and the development of the electromagnetic vibrating drives automatic control systems structure.

The practical significance of the obtained results is as follows:

- a simulation model of the controlled electromagnetic drive of the vibration machine with pulse power supply of the vibrator coils has been developed, which can be used in design and scientific research;
- the basic electrical circuit of the power converter which provides pulse power for the vibration drive electromagnets coils has been developed;
- the control program has been improved which provides the vibrating machine electromagnetic drive with pulse power amplitude and frequency automatic control;
- an experimental sample of a power converter as part of an electromagnetic drive of a vibrating conveyor has been developed and manufactured.

The introduction of the thesis substantiates the relevance of the topic, shows its connection with scientific programs and topics, formulates the object and subject of research, purpose, and main tasks, presents research methods and justification of the results, determines the scientific novelty and practical significance of the results, reflects the completeness of the results in publications and the degree of approbation at conferences.

In the first chapter of the dissertation, modern vibrating transport devices with an electromagnetic drive were analyzed. An analysis of automatic control systems and energy efficiency of the electromagnetic vibration drive, as well as the ways to increase it, was also carried out. The goal and objectives of the research were formed.

The second section is devoted to determining the form of the power supply voltage of the electromagnetic vibrator, which ensures the vibrating machine drive greatest energy efficiency. An analysis of the factors affecting the drive energy efficiency was carried out. It is well-founded that the maximum efficiency of the electromagnetic vibration drive is ensured when the vibrator coil is supplied with the voltage in the form of bipolar rectangular pulses, the amplitude of which is determined by the inverter supply voltage, and the width is determined by the required current amplitude, and there must be a zero interval of a certain width

between the positive and negative voltage pulses, which prevents deep saturation of the electromagnet steel at maximum current values. Simulation of the processes in the vibration drive with the electromagnets pulsed power supply was carried out. The results showed that the use of the pulsed power supply makes it possible to increase the efficiency of the drive up to 80% in the power range from 0,25 from nominal to nominal, which is on average 10% more compared to the sinusoidal supply voltage. The obtained dependences of the maximum efficiency frequency and zero interval values on the drive power which can be used during control to ensure maximum energy efficiency under conditions of load change were obtained.

In the third section, the structure of the automatic control system of the electromagnetic vibration drive with vibrator coils pulse power supply is formed. It differs in that the amplitude control channel determines the width of the voltage pulses and, depending on it, the width of the zero interval between the positive and negative pulses, and determines the reference signals for performing the discrete Fourier transformation which are synchronized with the beginning moments of the voltage pulses. Simulation of the control system dynamics carried out and graphs of transient processes were studied. The obtained results indicate the correct joint operation of the amplitude and frequency control circuits. The time of transient processes in the presence of a load does not exceed 1 s in amplitude and 1,5 s in frequency. The maximum overshoot during amplitude control in the presence of load does not exceed 6%, and there is no overshoot for frequency control.

The aimed of the fourth section is the experimental study of the vibrating conveyor electromagnetic drive. As a result of the work, the technical implementation of a controlled vibrator with pulsed power supply of electromagnets was carried out, an experimental device with a vibrating conveyor was developed. Based on this the operation of the vibrating conveyor under variable load was investigated, the oscillograms of torque and voltage were analyzed, and the energy characteristics of the electromagnetic drive were

determined. The resulting graphs confirm that when the vibrator coil supply voltage is pulsed, its efficiency is 8% higher than when it is sinusoidal with PWM-modulation. The efficiency of the inverter when pulsed supply voltage is 10% higher, and when the power consumption is reduced, it is almost 20% higher.

Keywords: mechanical vibrations, vibrating machine, frequency-controlled electromagnetic drive, resonance, electric power, energy characteristics, dynamic models, automatic control.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, ІНДЕКСІВ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	14
ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1 ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРИВОДИ ТРАНСПОРТУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ ТА ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ ЇХ ЕФЕКТИВНОСТІ	23
1.1 Аналіз сучасних вібраційних транспортуючих пристроїв з електромагнітним приводом.....	23
1.2 Енергетична ефективність електромагнітних вібраційних приводів та шляхи її підвищення	26
1.3 Системи автоматичного керування електромагнітними вібраційними приводами	34
Висновки за першим розділом	37
РОЗДІЛ 2 ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВІБРАЦІЙНОГО ПРИВОДА ПРИ ІМПУЛЬСНОМУ ЖИВЛЕННІ ОБМОТОК ВІБРАТОРА	39
2.1 Аналіз факторів, що впливають на ККД електромагнітного вібраційного привода	39
2.2 Моделювання процесів у вібраційному приводі при імпульсному живленні електромагнітів	41
2.3 Моделювання процесів у вібраційному приводі при наявності нульового проміжку між позитивним та від’ємним імпульсами напруги живлення	48
Висновки за другим розділом	54
РОЗДІЛ 3 АВТОМАТИЧНЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ВІБРАЦІЙНИМ ПРИВОДОМ З ІМПУЛЬСНИМ ЖИВЛЕННЯМ ОБМОТОК ВІБРАТОРА	56
3.1 Розробка функціональної схеми системи керування.....	56
3.2 Розробка імітаційної динамічної моделі системи керування	61

3.3	Моделювання динаміки системи керування	65
	Висновки за третім розділом.....	72
РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ		
	ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПРИВОДА ВІБРАЦІЙНОГО КОНВЕЄРА	73
4.1	Технічна реалізація керованого вібраційного привода з імпульсним живленням електромагнітів	73
4.2	Розробка експериментальної установки з вібраційним конвеєром ..	82
4.3	Дослідження роботи вібраційного конвеєра при змінному навантаженні. Аналіз осцилограм струму і напруги	83
4.4	Визначення енергетичних характеристик електромагнітного привода вібраційного конвеєра на основі результатів експериментів.....	89
	Висновки за четвертим розділом.....	104
	ВИСНОВКИ.....	105
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	107
	Додаток А Фрагмент програми мікроконтролера, що здійснює автоматичне керування амплітудою та частотою електромагнітного вібраційного привода з імпульсним живленням.....	114
	Додаток Б Програма обробки результатів експериментальних досліджень	121

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, ІНДЕКСІВ ТА СКОРОЧЕНЬ

Позначення

b_0, b_1, b_2, b_3 – коефіцієнти в'язкого тертя, Н·с/м;

C_1, C_2, C_3 – коефіцієнти апроксимації вольт-амперної характеристики діода;

c_0, c_1, c_2, c_3 – жорсткості пружних зв'язків, МН/м;

E_{on}, E_{off}, E_{rec} – втрати енергії відповідно при відкритті та закритті транзистора і відновленні зустрічного діода при стандартних значеннях струму та напруги, Дж;

F – електромагнітна сила, Н;

F_a – амплітудне значення електромагнітної сили, Н;

f – частота мережі, Гц;

f_r – резонансна частота, Гц;

h_1 – ширина між позитивним та від'ємним імпульсами напруги, в.о.;

h – ширина імпульсів напруги, в.о.;

h_0 – ширина зони нечутливості функції апроксимації залежності h від h_1 , в.о.;

i – миттєве значення струму, А;

I_{RMS} – діюче значення струму, А;

I_{av} – середнє значення модуля струму на виході інвертора, А;

I_{in} – середнє значення вхідного струму перетворювача, А;

I_{st} – стандартні значення струму, для яких наведені довідкові дані, А;

I_p – пікові значення струму, А;

i_F – прямий струм діода, А;

k_{on}, k_{off} – коефіцієнти пропорційності між втратами на відкриття та закриття транзистора від струму, Дж/А;

k_1 – коефіцієнт пропорційності між h і h_1 , в.о.;

m_0, m_1, m_2, m_3 – рухомі маси, кг;

n_{elmagn} – кількість електромагнітів;

n – число періодів коливань;

P – активна потужність, Вт;
 P_{in} – вхідна потужність привода, Вт;
 P_{out} – вихідна потужність привода, Вт;
 P_{inv} – втрати потужності в інверторі, Вт;
 P_{rect} – втрати у випрямлячі, Вт;
 P_r – втрати у дроселі, Вт;
 P_{Cu} – втрати в міді обмотки вібратора, Вт;
 P_h – втрати на гістерезис, Вт;
 $P_{e.c.LF}$ – втрати на вихрові струми, низькочастотна складова, Вт;
 $P_{e.c.HF}$ – втрати на вихрові струми, високочастотна складова, Вт;
 P_{spr} – втрати в пружинах вібратора, Вт;
 P_m – механічна потужність на виході вібратора, Вт;
 $P_{tr.st}$ – статичні втрати потужності у транзисторах інвертора, Вт;
 $P_{tr.dyn}$ – динамічні втрати потужності у транзисторах інвертора, Вт;
 P_{tr} – сумарні втрати потужності у транзисторах інвертора, Вт;
 P_d – втрати потужності у діодах, Вт;
 R_r – активний опір дроселя, Ом;
 R – результуючий активний опір обмоток електромагніта, Ом;
 s_{PG} – вихідний сигнал генератора імпульсів керування транзисторами інвертора;
 $s_1..s_6$ – опорні синусоїдальні сигнали для виконання процедур ДПФ;
 t_{tr} – час перехідного процесу, с;
 t_{on} – момент відкриття транзисторів;
 t_{off} – момент закриття транзисторів;
 u – миттєве значення напруги, В;
 u_F – пряме падіння напруги на діоді, В;
 U – амплітуда напруги, В;
 U' – сигнал завдання амплітуди напруги;
 U_{st} – стандартні значення напруги, для яких наведені довідкові дані, В;

$U_{\max}$ – максимальна напруга на виході інвертора, В;
 U_d – середнє значення напруги на вході інвертора, В;
 U_{rect} – середнє значення випрямленої напруги, В;
 U_{diod} – падіння напруги на діоді мостового випрямляча, В;
 U_{CE} – пряме падіння напруги на відкритому транзисторі, В;
 U_{IF} – пряме падіння напруги на зустрічному діоді інвертора, В;
 U_R – пряме падіння напруги на діоді випрямляча, В;
 X – амплітуда вібрації робочого органа, мм;
 $X_{w.pr}$ – приписане (програмне) значення амплітуди коливань робочого органа, мм;
 α – поточна фаза;
 α_h – кут, що відповідає ширині імпульсів h ;
 α_{h1} – кут, що відповідає ширині нульового проміжку h_1 ;
 α_1, α_2 – кути відкриття ключів;
 δ – величина повітряного проміжку, мм;
 δ_{Imax} – величина повітряного проміжку в моменти максимуму струму, мм;
 Δt_1 – часовий інтервал між максимумом сили та мінімумом величини повітряного проміжку, с;
 Δt_2 – часовий інтервал між максимумами струму та електромагнітної сили, с;
 ε_x і ε_φ – помилки керування за амплітудою вібраційного переміщення та фазою;
 η – результуючий коефіцієнт корисної дії привода;
 η_{conv} – коефіцієнт корисної дії перетворювача частоти;
 η_{mot} – коефіцієнт корисної дії вібратора;
 η_{inv} – коефіцієнт корисної дії інвертора;
 σ – максимальне перерегулювання;
 $\varphi_{I1}, \varphi_{I3}$ – фази 1-ї та 3-ї гармонік струму;
 φ_{I31} – різниця фаз між 3-ю та 1-ю гармоніками струму;

$\varphi_{I31.pr}$ – приписане (програмне) значення різниці фаз між 3-ю та 1-ю гармоніками струму;

φ_F – фаза електромагнітної сили;

φ_x – фаза вібраційного переміщення;

$\varphi(t)$ – сигнал зворотного зв'язку за фазою;

φ_{pr} – приписане значення фазового зсуву між вібраційним переміщенням та електромагнітною силою;

ω – частота вібрації та частота струму при імпульсному живленні вібратора, рад/с;

ω_I – частота струму при синусоїдальному живленні вібратора, рад/с;

Скорочення

АІН – автономний інвертор напруги;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

ГПІ – генератор прямокутних імпульсів;

ДВГ – динамічний віброгасник;

ДПФ – дискретне перетворення Фур'є;

ДС – датчик струму;

ЕМВ – електромагнітний вібратор;

І – інтегратор;

ІФК – імпульсно-фазове керування;

КЕ – конструкційні елементи;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

МК – мікроконтролер;

МРС – магніторушійна сила;

ПП – проміжна платформа;

ПЧ – перетворювач частоти;

ФОС – формувач опорних сигналів;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція.

ВСТУП

Вібраційне обладнання використовується у різних галузях промисловості для забезпечення таких технологічних процесів, як транспортування, сепарація, ущільнення сумішей. Електромагнітний привод зазвичай використовується у вібраційних конвеєрах, дозаторах та інших пристроях, де здійснюється автоматичне керування параметрами вібрації. Проблема удосконалення та модернізації такого обладнання включає в себе багато наукових напрямів. Одним з них є підвищення енергетичної ефективності вібраційних приводів, оптимізація їх параметрів та режимів роботи. Багато наукових робіт присвячено удосконаленню магнітоелектричних та електромагнітних вібраційних приводів, які відрізняються високою керованістю, надійністю та довговічністю. За даним напрямком дослідження проводили вітчизняні та іноземні вчені: Боровець В.М., Гуров А.П., Гурський В.М., Ланець О.С., Назаренко І.І., Нейман Л.А., Сілін Р.І., Черно О.О., Чубик Р.В., Despotovic Z., Popescu S., Ribic A., Sinik V. Сучасні системи автоматичного керування дають змогу автоматично підтримувати роботу таких приводів у резонансному та в білярезонансному режимах, забезпечуючи високу енергоефективність. Але, на сьогоднішній день недостатньо досліджено енергетичні характеристики електромагнітних вібраційних приводів, що унеможлиблює досягнення їх максимального ККД. Зокрема, не визначено вплив форми напруги живлення електромагнітів на енергетичну ефективність. Тому, проведення таких досліджень є актуальною науковою задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Основні результати дисертаційної роботи отримано в рамках Пріоритетних напрямків розвитку науки й техніки в Україні: напрямок 3 «Енергетика та енергоефективність». Результати роботи були використані при виконанні НДР «Удосконалення керованих електромагнітних приводів вібраційного

обладнання» (№ДР 0124U002443), що виконувалась без фінансування, де автор був виконавцем.

Метою дисертаційної роботи є підвищення енергетичної ефективності електромагнітних приводів вібраційних транспортуючих пристроїв шляхом забезпечення раціональної форми напруги живлення обмоток вібраторів.

Для досягнення мети розв'язано наступні задачі:

- дослідження енергетичних характеристик електромагнітних вібраційних приводів при різних формах напруги живлення, визначення оптимальної частоти і форми напруги, що відповідає максимуму коефіцієнта корисної дії привода;
- формування структури системи автоматичного керування електромагнітного вібраційного привода при несинусоїдальній формі напруги живлення, що забезпечує найбільшу енергетичну ефективність;
- дослідження перехідних процесів керування амплітудою та частотою привода;
- проведення експериментальних досліджень для підтвердження отриманих теоретичних результатів.

Об'єкт дослідження: Електромагнітні, електромеханічні, механічні та енергетичні процеси в електромагнітних приводах вібраційних машин.

Предмет дослідження: Взаємозв'язки між формою напруги та струму електромагнітних приводів вібраційних транспортуючих пристроїв та їх енергетичною ефективністю.

Методи дослідження: При визначені форм напруги та струму електромагнітного вібратора, що забезпечують найбільшу енергетичну ефективність привода, застосовувались методи абстрагування і елементарно-теоретичного аналізу та синтезу. При моделюванні електромагнітних та електромеханічних процесів у вібраційному транспортуючому пристрої використовувався коло-польовий метод, що включає метод кінцевих

елементів для розрахунку магнітного поля, метод електричних заступних схем і методи апроксимації функцій. Також використовувались метод моделювання механіки на основі рівняння Лагранжа II роду і метод Рунге-Кутта для розв'язання систем диференціальних рівнянь, реалізований у програмному середовищі Simulink. Для підтвердження достовірності теоретичних результатів використовувались методи числового та фізичного експерименту.

Новизна результатів:

- вперше встановлено і науково обґрунтовано, що максимум ККД електромагнітного вібраційного привода забезпечується при живленні обмотки вібратора напругою у формі двополярних прямокутних імпульсів, амплітуда яких визначається напругою живлення інвертора, а ширина – потрібною амплітудою струму, причому між позитивним та від'ємним імпульсами напруги повинен бути нульовий проміжок певної ширини, що запобігає глибокому насиченню сталі електромагніта при максимальних значеннях струму;

- вперше за допомогою коло-польового методу отримано енергетичні характеристики електромагнітного вібраційного привода при імпульсному живленні, за допомогою яких визначено оптимальні за критерієм максимуму ККД значення частоти для різних величин навантаження, що дає можливість при керуванні вібраційними машинами забезпечити їх високу енергетичну ефективність;

- отримала розвиток структура системи автоматичного керування електромагнітними приводами вібраційних машин в частині урахування імпульсного характеру живлення обмоток вібраторів, що дає змогу керувати їх амплітудою та частотою, забезпечуючи високу енергетичну ефективність.

Достовірність наукових результатів, висновків і рекомендацій забезпечується: коректністю постановки та проведення досліджень; коректністю прийнятих у математичних моделях припущень і

підтверджується збігом теоретичних результатів з результатами експериментів.

Наукове значення роботи полягає у визначені та науковому обґрунтуванні раціональної, з точки зору енергетичної ефективності, форми напруги живлення електромагнітів вібраційних машин та розвитку структури систем автоматичного керування електромагнітними вібраційними приводами.

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

- розроблена імітаційна модель керованого електромагнітного привода вібраційної машини з імпульсним живленням обмоток вібраторів, яка може використовуватись при проєктуванні та наукових дослідженнях;
- розроблено принципову електричну схему силового перетворювача, що забезпечує імпульсне живлення обмоток електромагнітів вібраційного привода;
- удосконалено керуючу програму, що забезпечує автоматичне керування амплітудою та частотою електромагнітного привода вібраційної машини з імпульсним живленням;
- розроблено та виготовлено експериментальний зразок силового перетворювача у складі електромагнітного привода вібраційного конвеєра.

Особистий внесок здобувача. В роботах, опублікованих у співавторстві, авторів належить: у [1] – модель електромагнітного вібраційного привода з живленням обмоток напругою у формі двополярних прямокутних імпульсів; визначення енергетичних характеристик привода при варіюванні значеннями параметрів імпульсної напруги живлення та вихідної потужності; отримання залежностей ККД привода від частоти і залежностей максимального ККД і оптимальних значень частоти та нульового проміжку між позитивним та від’ємним імпульсами напруги від потужності; у [2] – структура системи автоматичного керування амплітудою та частотою електромагнітного привода вібраційного транспортуючого

пристрою в середовищі Simulink, отримання графіків перехідних процесів при роботі віброконвеєра в режимах сходянкових змін навантаження.

Відомості про апробацію результатів дисертації. Основні положення і результати досліджень обговорювалися і отримали позитивні відгуки на таких заходах: на науковому семінарі "Проблеми сучасної електротехнічної інженерії" (Миколаїв, 2022 р.); на Всеукраїнській науково-технічній конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» (Миколаїв, 2020 р.).

Публікації. Основні положення та результати досліджень відображено в 2 друкованих наукових працях, одна стаття у періодичному науковому виданні України, проіндексованому у базі даних Scopus і віднесеному до третього квартиля (Q3) відповідно до класифікації SCImago Journal and Country Rank, і одна стаття у науковому ваховому виданні України; за темою дисертації також опубліковано один дайджест доповіді на Всеукраїнській науково-технічній конференції.

Структура роботи. Дисертаційна робота складається зі вступу, 4 розділів, висновків, списку використаних джерел із 52 найменувань та додатків. Загальний обсяг роботи становить 141 сторінки, у тому числі 53 рисунки і 6 таблиць.

РОЗДІЛ 1

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРИВОДИ ТРАНСПОРТУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ ТА ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ ЇХ ЕФЕКТИВНОСТІ

1.1 Аналіз сучасних вібраційних транспортуючих пристроїв з електромагнітним приводом

Вібраційна обробка використовується в багатьох галузях промисловості: сушіння зерна, просіювання борошна, сортування та пресування сипучих продуктів, та інші [1 – 3]. Перші вібраційні машини в основному містили рухомі з'єднання (ексцентрикові приводи). Електромагнітний привод отримав розвиток завдяки таким своїм перевагам, як висока надійність, довговічність та керованість. Серед зарубіжних компаній, які в даний час працюють над розробкою вібраційних машин з електромагнітним приводом, можна виділити наступні: "Roto-Finish, Valter, Lord Chemical, Trowal, Wibrat, Jeffrey Specialty Equipment Corporation, Alan Ross Machinery, B.E.S.T. Inc, V.T.R. Inc, JVI, Ward Industrial Equipment Ltd, Vibro Techniques, OEPL, Autofeed Corporation, Carrier Vibrating Equipment, Inc [4]. На сьогодні найбільшою сферою застосування електромагнітного привода є вібраційні транспортери (конвеєри) [5 – 11] та дозатори (живильники) [10 – 18].

За схожим принципом дії вібраційних конвеєрів та живильників працюють вібраційні сепаратори, які в свою чергу мають одне або декілька вібруючих сит [19, 20]. Даний пристрій відіграє важливу роль в багатьох технологічних процесах – очищення та сепарація сипучаї сільськогосподарської сировини, що полягає у відділенні сторонніх домішок від вихідного сипучого матеріалу і поділ останнього на окремі фракції. Для забезпечення високої продуктивності при мінімальному пошкодженні зерна в сепараторах використовується регульований електромагнітний привод [21].

Вібраційні завантажувальні пристрої широко застосовують у різних галузях машинобудування для завантаження заготовок в автоматичні верстати, автоматичні лінії, роботизовані системи, автоматизовані комплекси та гнучкі автоматизовані виробництва. Вібраційні бункерні завантажувачі найчастіше використовуються для транспортування і завантаження дрібних, невеликих і середніх виробів [22]. Сучасні конструкції віброзавантажувачів побудовані за класичними динамічними методами і оснащені двовісною вібраційною системою. На основі таких модулів створені міжопераційні нагромаджувачі автоматичних ліній [23]. Конструкції пристроїв постійно удосконалюються в напрямку підвищення ефективності роботи обладнання, збільшення продуктивності та зниження маси і металоємності [24].

Вібраційні машини з електромагнітним приводом широко застосовуються в автоматизованих технологічних процесах для шліфування деталей [25]. Переваги вібраційних машин з електромагнітними віброударними віброустановками наступні: малі габарити віброустановки, відсутність пар тертя, дистанційне керування амплітудою робочої рідини і режимом подачі, відсутність впливу резонансних перехідних процесів при пуску і зупинці машини. Застосування електромагнітних вібраторів кругового коливання значно розширює технічні можливості віброрезонансних вібраторів, оскільки з'являється можливість надавати робочому органу вібратора складні просторові коливання. Найбільш часто на практиці використовуються вібратори з двома або трьома масами, а оскільки ці вібратори можуть створювати безвібраційні зони або площини, то вони не тільки зменшують передачу коливань на основу, але і повністю уникають вібрацій. Резонансні вібраційні машини з багатофазними електромагнітними вібраторами з круговими і еліптичними коливаннями можуть плавно

змінювати амплітуду і форму траєкторії коливань від прямої лінії до еліпса з будь-яким нахилом і окружністю, забезпечуючи тим самим автоматичне контурне управління режимом обробки, циркуляцією і рухом робочого середовища в ємності за заданою програмою.

Вібраційні бункерні живильники мають пази і отвори для подачі стисненого повітря на транспортний лоток, який впливає на деталі, що транспортуються по цьому лотку, для збільшення швидкості транспортування деталей, для збільшення максимально можливого кута, на який деталі можуть бути підняті по нахиленому вгору лотку, і для забезпечення процесу завантаження [26]. У деяких вібраційних живильниках використовується незалежна система вібрації, в якій вертикальна і горизонтальна складові вібрації регулюються незалежно одна від одної, завдяки чому можна отримати постійний діапазон горизонтальних складових при постійній вертикальній складовій вібрації, що забезпечує плавне переміщення продуктів, які транспортуються з різною швидкістю [27].

Для досягнення більш точного регулювання амплітуди коливань в роботі вібраційного живильника використовується електромагнітний привод з автоматичною системою керування [28, 29, 30]. Найбільша енергоефективність даних пристроїв досягається в режимі роботи, близькому до резонансного [31 – 34]. Для підтримання стійкості роботи в даному режимі в умовах зміни маси доцільним є використання автоматичного керування частотою вібрації [32, 35, 36].

Таким чином, вібраційні транспортуючі пристрої з електромагнітним приводом використовуються у різних галузях сучасної промисловості і мають великі перспективи розвитку. Зокрема, перспективним напрямом досліджень є покращення їх енергетичних характеристик.

1.2 Енергетична ефективність електромагнітних вібраційних приводів та шляхи її підвищення

Електромагнітний привод зазвичай використовується в системах, де здійснюється автоматичне керування параметрами вібрації. При цьому напруга на обмотках електромагнітів формується напівпровідниковим перетворювачем, а форма напруги визначається його схемою, алгоритмом роботи та сигналом завдання. В роботі [37] досліджено процеси в електромагнітному приводі вібраційного конвеєра при імпульсно-фазовому керуванні (ІФК) та при формуванні синусоїдальних напівхвиль струму за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

На рис. 1.1 наведено функціональну схему розглянутого в [37] електромагнітного вібраційного привода з ІФК.

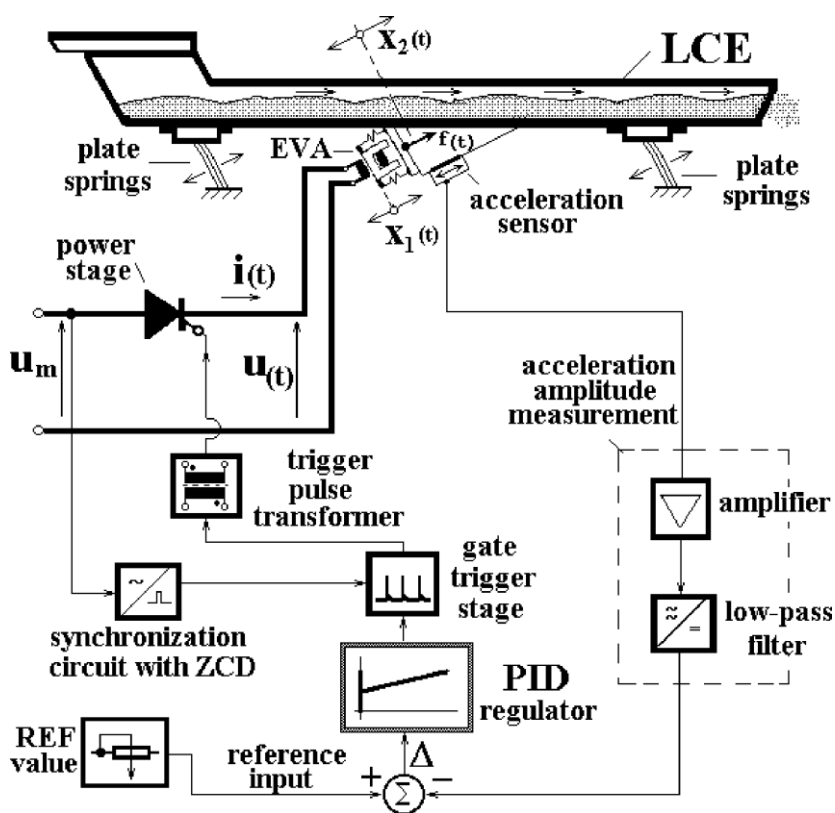


Рисунок 1.1 – Функціональна схема електромагнітного вібраційного привода з ІФК [37]

Система керування складається з наступних функціональних блоків: силовий каскад для керування електромагнітного вібропривода; схема синхронізації з виявленням переходів через нуль; генератор напівхвильових тригерних імпульсів; імпульсний трансформатор для гальванічної розв'язки кіл керування від силового кола; пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор з реалізацією функції плавного пуску та плавної зупинки; потенціометр завдання приписаного значення; дискримінатор; вимірювальний блок для аналогової обробки сигналів датчика прискорення.

На рис. 1.2 наведено отримані в [37] осцилографічні записи струму та напруги електромагнітного вібропривода при кутах відкриття ключів $\alpha_1 = 126^\circ$ та $\alpha_2 = 54^\circ$ відповідно. Маса вантажа 98,5 кг. Механічна резонансна частота $f_r = 50$ Гц, що відповідає частоті мережі.

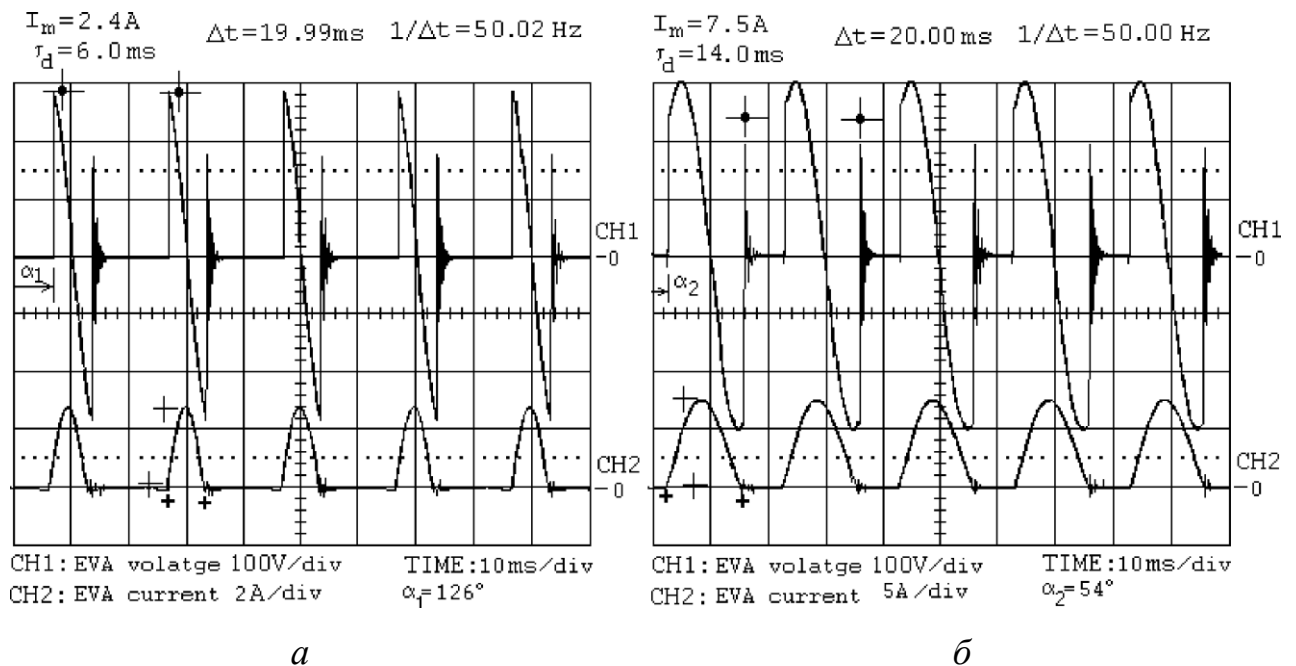


Рисунок 1.2 – Осцилографічні записи напруги та струму електромагнітного вібропривода: *a* – кут відкриття ключів $\alpha_1 = 126^\circ$; *б* – кут відкриття ключів $\alpha_2 = 54^\circ$.

На рис. 1.3, *а*, *б* показані осцилографічні записи переміщення, прискорення несучого елемента та струму електромагнітного вібропривода при кутах відкриття ключів $\alpha_1 = 126^\circ$ та $\alpha_2 = 54^\circ$ відповідно.

На рис. 1.4 наведена запропонована в [37] функціональна схема електромагнітного привода вібраційного конвеєра з живленням синусоїдальними напівхвилями напруги, що формуються за допомогою ШІМ.

Діаграма використовується для спостереження за поведінкою несучого елемента відповідно до зміни маси транспортування. Транзисторний перетворювач складається з двох силових перетворювачів. Один — це вхідний перетворювач змінного/постійного струму з корекцією коефіцієнта потужності, а інший — перетворювач постійного струму (пульсуючий струм) для керування електромагнітного вібропривода. Вхідний перетворювач фактично є керованим транзисторним випрямлячем з двома «підвищуючими» каскадами та індуктивністю на стороні змінного струму.

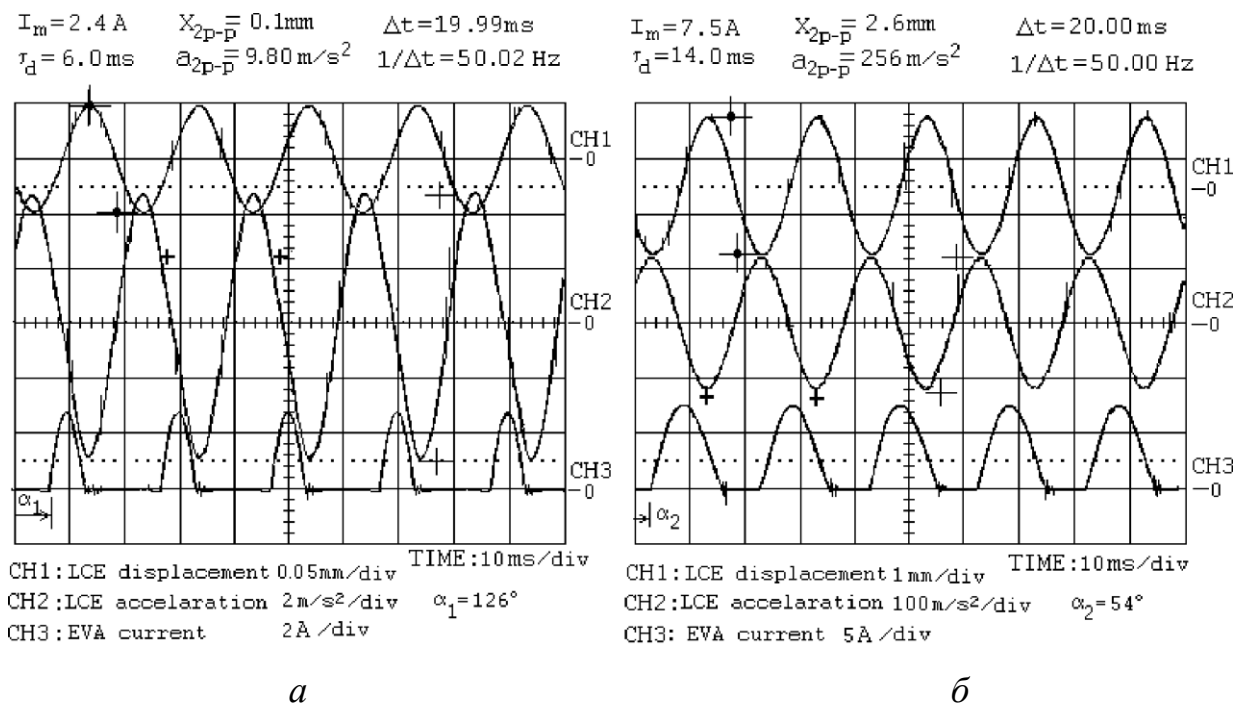


Рисунок 1.3 – Осцилографічні записи зміщення, прискорення несучого елемента та струму електромагнітного вібропривода: *а* – кут відкриття ключів $\alpha_1 = 126^\circ$; *б* – кут відкриття ключів $\alpha_2 = 54^\circ$.

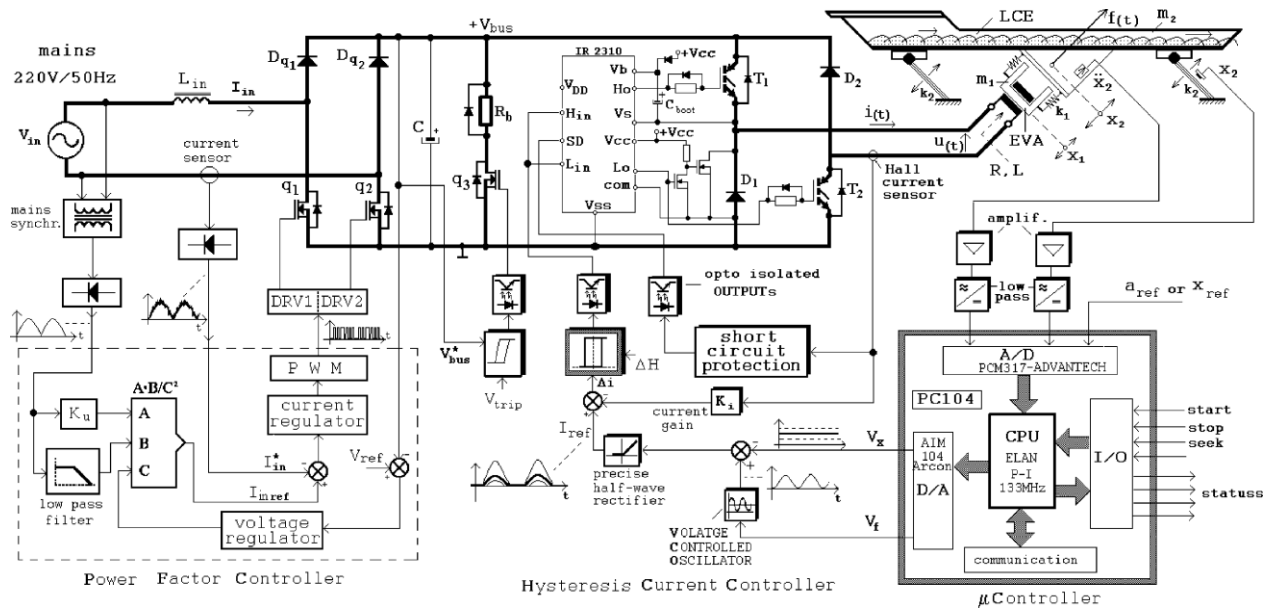


Рисунок 1.4 – функціональна схема електромагнітного привода вібраційного конвеєра з живленням синусоїдальними напівхвилями напруги, що формуються за допомогою ШІМ

Осцилографічні записи струму та напруги електромагнітного вібропривода показані на рис. 1.5, а. Амплітуда і частота струму електромагнітного вібропривода складають відповідно 7,2 А і 50 Гц. Осцилографічні записи струму електромагнітного вібропривода, переміщення та прискорення несучого елементу показані на рис. 1.5, б. На частоті резонансу 50 Гц розмах прискорення 256 м/с^2 , що відповідає розмаху вібраційного переміщення 2,6 мм.

Автори [37] пізніше зазначають, що застосування тиристорного перетворювача з ІФК можливе тільки у випадках незмінної маси навантаження на робочому органі, оскільки система ІФК не дає можливості керувати частотою для налаштування на резонанс [36]. Щодо транзисторного перетворювача з ШІМ, який формує синусоїдальну форму струму (або напівхвилі синусоїди), в роботі [36] зазначено, що використання високочастотного сигналу ШІМ призводить до великих втрат енергії у

перетворювачі при перемиканні транзисторів, а також у сталі електромагнітів.

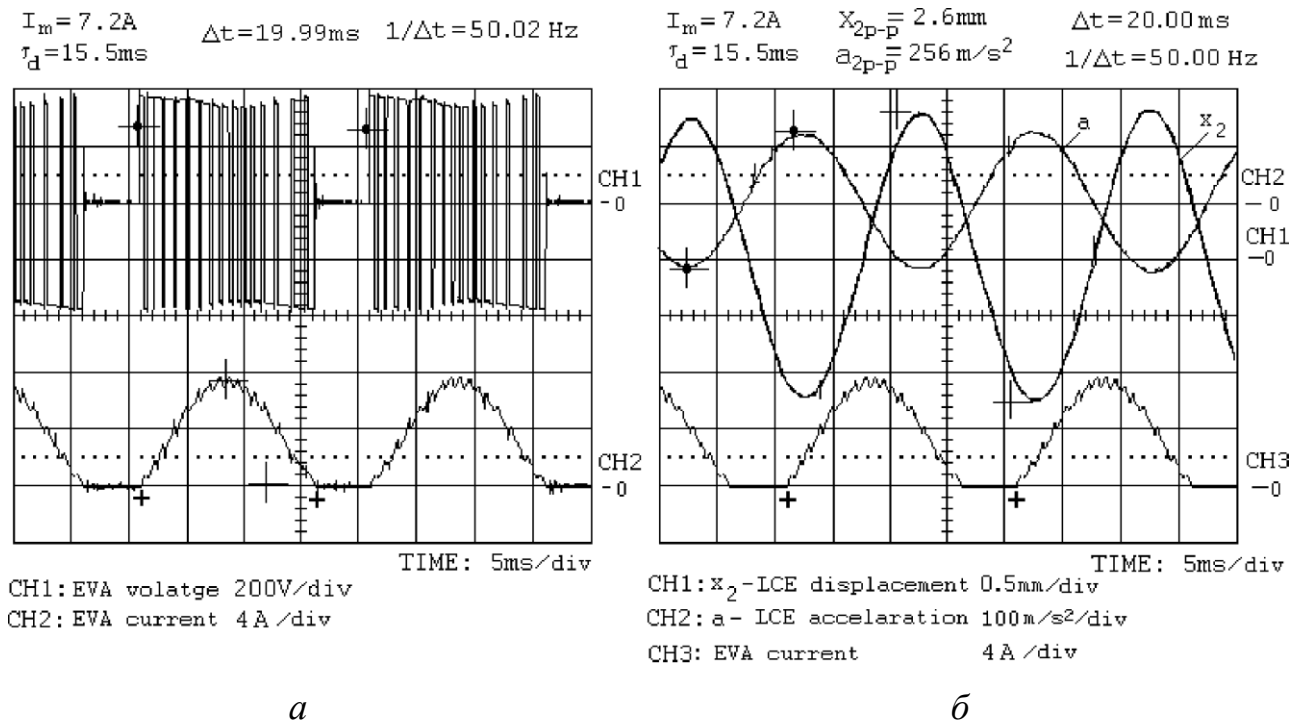


Рисунок 1.5 – Осцилографічні записи характеристичних сигналів для вібраційної конвеєрної системи з транзисторним керуванням: *а* – струм та напруга електромагнітного вібропривода; *б* – зміщення, прискорення несучого елемента та струм електромагнітного вібропривода.

Тому, в [36] запропоновано систему, що формує різнополярні прямокутні імпульси напруги, які забезпечують форму струму, близьку до трикутної. Позитивний імпульс напруги викликає якнайшвидше зростання струму в обмотках електромагнітів. За ним одразу йде від’ємний імпульс, що забезпечує зниження струму до нуля, після чого йде нульова пауза до наступного позитивного імпульсу напруги. Амплітуда струму регулюється шириною імпульсів напруги, а частота – тривалістю нульової паузи. Напівмостова топологія, яка забезпечує просте керування тривалістю, амплітудою та частотою трикутної напівхвилі струму, показана на рис. 1.6.

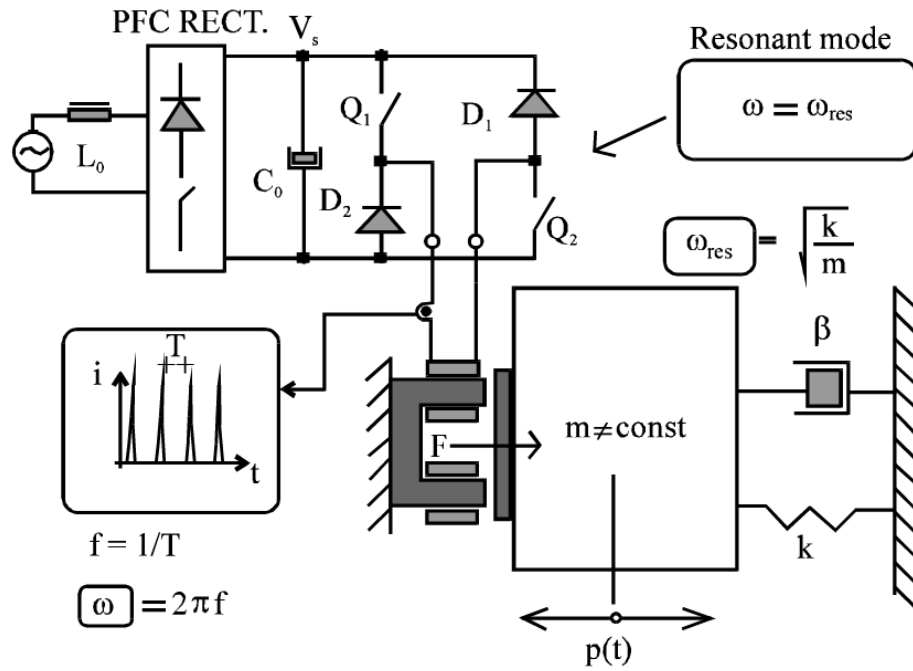


Рисунок 1.6 – Напівмостова топологія для керування електромагнітного резонансного вібраційного конвеєра [36]

На рис 1.7 представлені осцилограми, отримані в роботі [36]: струм електромагнітного вібропривода і вібраційне переміщення.

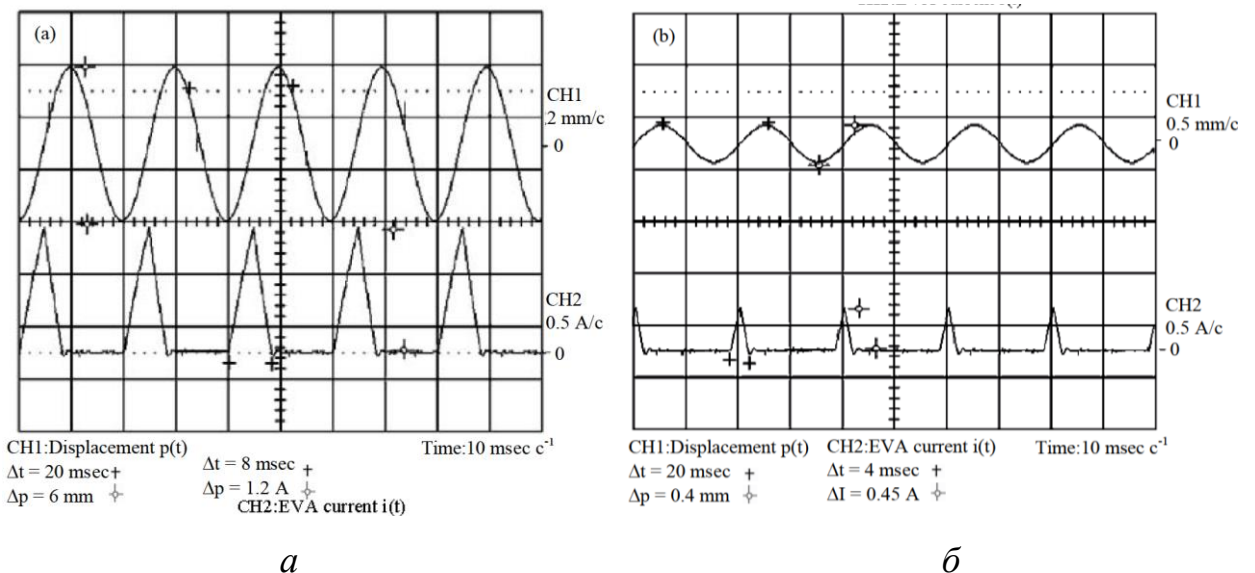


Рисунок 1.7 – Осцилограми струму і переміщення вібраційного конвеєра [36]:

a – при розмаху вібраційного переміщення 6 мм; *б* – при розмаху вібраційного переміщення 0,4 мм.

Контроль амплітуди підтверджується осцилографічними записами, як показано на рис. 1.7 для двох значень амплітуди та тривалості імпульсів струму. Механічні параметри вібраційного конвеєра мали такі значення: загальна маса несучого елемента 1,15 кг і жорсткість склопластикових пружин 114 Н/мм відповідно, частота механічного резонансу 50,3 Гц.

В роботах [36, 37] проведено як імітаційне, так і фізичне моделювання процесів у приводі при зазначених формах напруги та струму електромагнітних вібраторів. Але не досліджено енергетичні характеристики привода, що не дає можливості надати обґрунтовану перевагу тій чи іншій формі напруги та струму з точки зору енергетичної ефективності.

В роботі [38] отримано енергетичні характеристики електромагнітного вібраційного привода (рис. 1.8) з урахуванням втрат у міді та сталі електромагнітів, у перетворювачі частоти та у пружних елементах за допомогою коло-польового методу моделювання. Діаграми на рис. 1.8 відображають вплив навантаження та відстройки частоти від резонансної на величину ККД привода.

В роботі [38] також визначено оптимальну частоту за критерієм максимуму ККД для розглянутого вібраційного привода. На рис. 1.9 наведено графіки залежностей оптимальної частоти і оптимального фазового зрушення від навантаження. Для оптимального режиму в [38] отримано енергетичні характеристики, наведені в табл. 1.1.

Але, в роботі [38] розглядалася тільки синусоїдальна форма напруги живлення електромагнітів, сформована високочастотною ШІМ.

Таким чином, найбільшу перспективу має використання електромагнітних вібраційних приводів з живленням електромагнітів різнополярними прямокутниками напруги за запропонованою в [36] схемою силового інвертора, що забезпечує форму струму, близьку до пилкоподібної (рис. 1.7). Актуальною задачею є дослідження енергетичних характеристик такого привода і наукове обґрунтування його енергетичної ефективності.

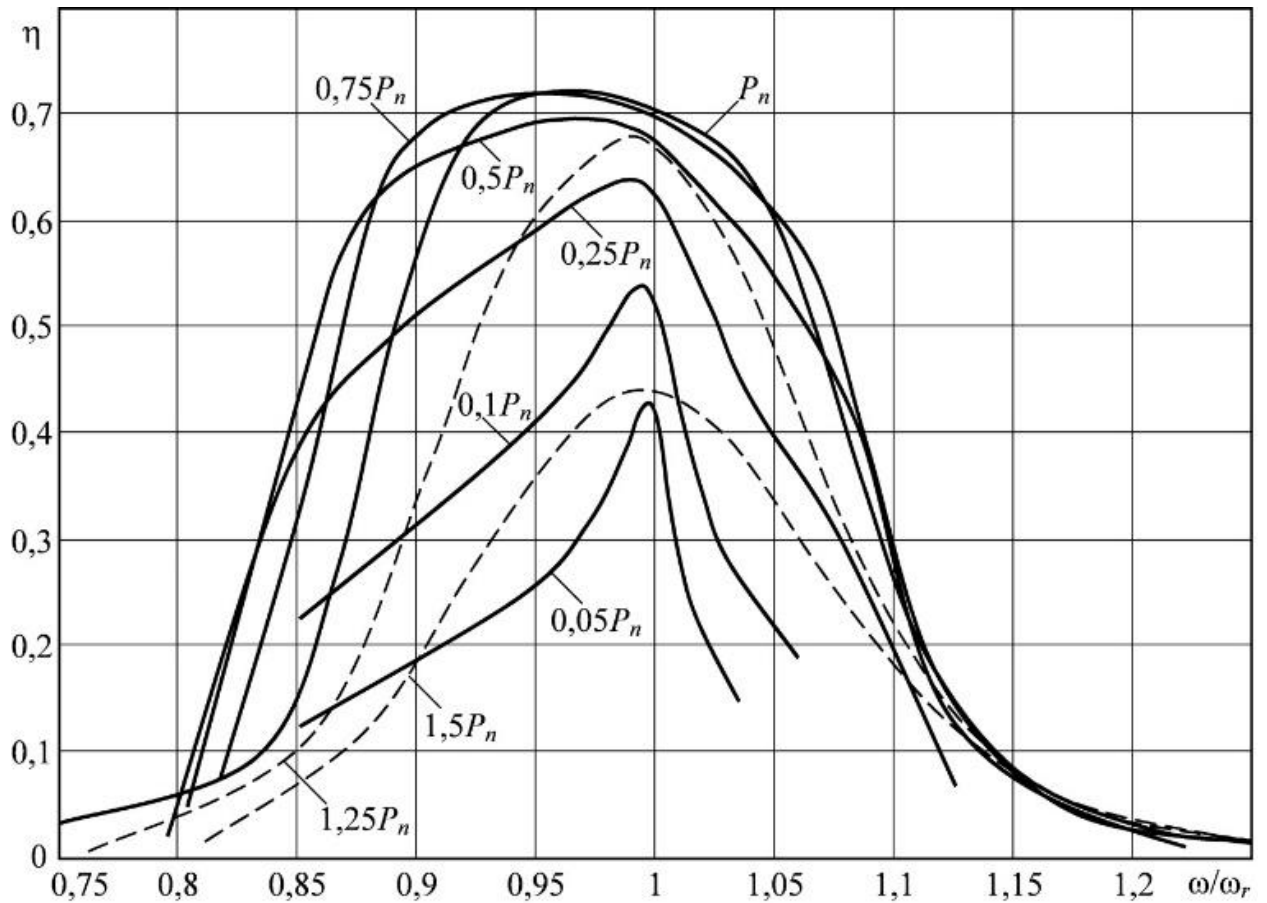


Рисунок 1.8 – Енергетичні характеристики електромагнітного вібраційного привода

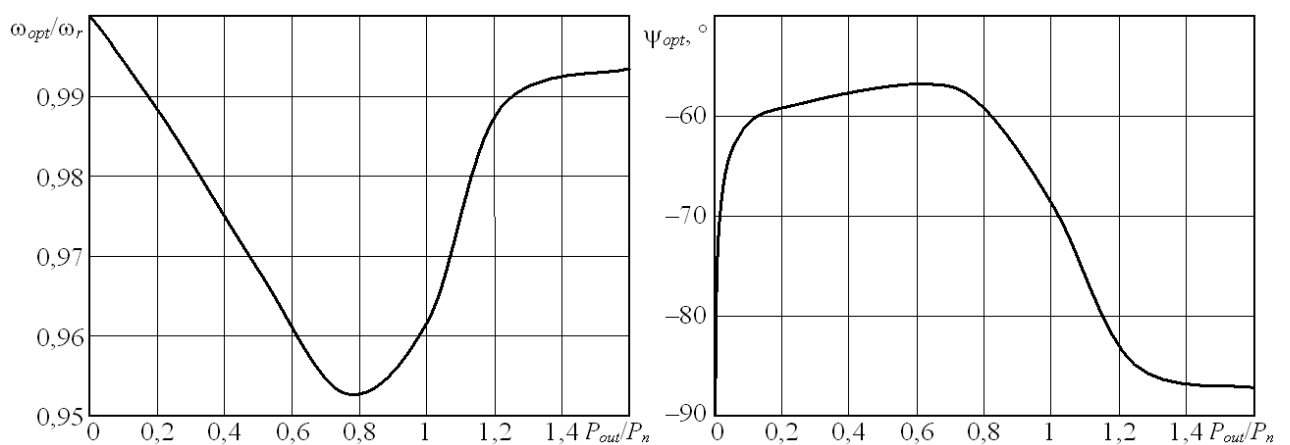


Рисунок 1.9 – Оптимальні значення частоти та фазового зрушення між коливаннями та електромагнітною силою в залежності від навантаження

Таблиця 1.1 – Енергетичні характеристики електромагнітного вібраційного привода при оптимальній частоті коливань

P_{out}/P_n	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5
η	0,641	0,697	0,721	0,724	0,674	0,479
η_{conv}	0,866	0,898	0,913	0,922	0,925	0,927
η_{mot}	0,740	0,776	0,789	0,786	0,728	0,516
P_{out} , Вт	62,5	125	187,5	250	312,5	375
P_{inv} , Вт	12,25	16,65	19,98	23,16	29,34	45,99
P_{rect} , Вт	0,784	1,441	2,088	2,768	3,718	6,262
P_{dr} , Вт	0,072	0,243	0,511	0,898	1,620	4,595
P_{Cu} , Вт	16,18	30,1	43,84	61,6	109,5	343,8
P_h , Вт	0,235	0,447	0,639	0,793	0,962	1,131
$P_{e.c.LF}$, Вт	0,237	0,443	0,624	0,782	0,977	1,151
$P_{e.c.HF}$, Вт	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4
P_{spr} , Вт	3,761	3,632	3,520	3,587	3,799	3,822

1.3 Системи автоматичного керування електромагнітними вібраційними приводами

Створенню систем автоматичного керування вібраційними електроприводами присвячено багато наукових досліджень [32, 39, 40]. В роботі [39] запропоновано систему керування амплітудою та частотою електромагнітного вібраційного привода на основі алгоритму дискретного перетворення Фур'є. Керування амплітудою здійснюється за принципом зворотного зв'язку. Для керування частотою використовується принцип фазової автопідстройки.

На рис. 1.8 наведено функціональну схему запропонованої в [39] системи керування.

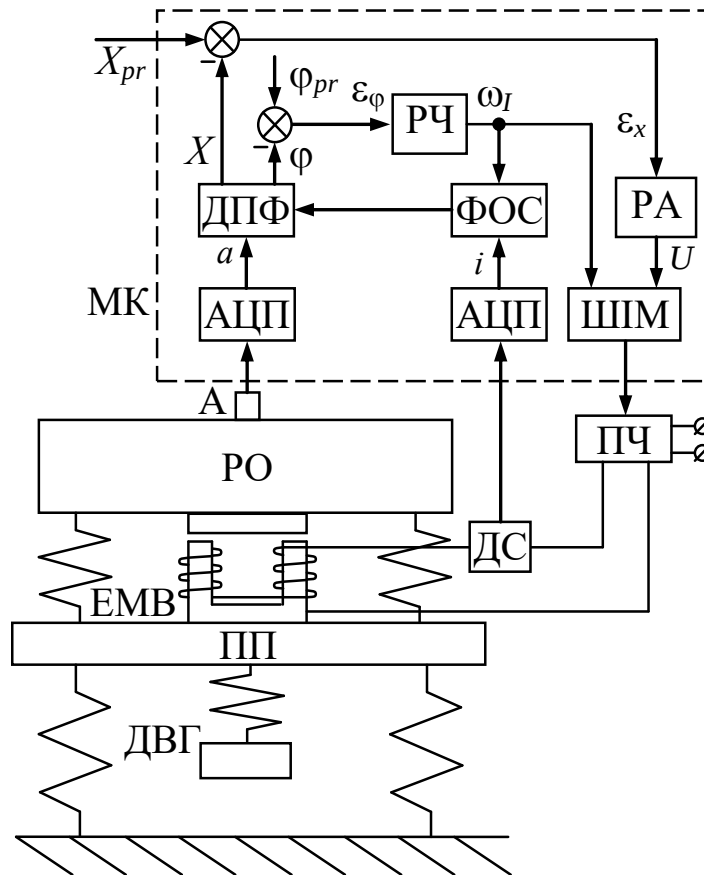


Рисунок 1.8 – Функціональна схема системи автоматичного керування електромагнітним вібраційним приводом з використанням алгоритму дискретного перетворення Фур'є [39]

На схемі прийнято наступні позначення: ПП – проміжна платформа; ДВГ – динамічний віброгасник; МК – мікроконтролер; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ФОР – формувач опорних сигналів; ДПФ – блок дискретного перетворення Фур'є; ШИМ – широтно-імпульсний модулятор; ПЧ – перетворювач частоти. У розглянутій системі керування сигнал акселерометра використовується і для визначення амплітуди вібрації робочого органа, і для визначання різниці фаз між електромагнітною силою та переміщенням якоря електромагніта, що можливо, якщо останній є жорстко прикріпленим до робочого органа віброустановки.

В [40] розглядається подібна система, тільки керування здійснюється за різницею фаз між гармонічними складовими струму. При цьому визначення фазового зсуву відбувається тільки за сигналом датчика струму без використання сигналу акселерометра. Функціональна схема такої системи наведена на рис. 1.9.

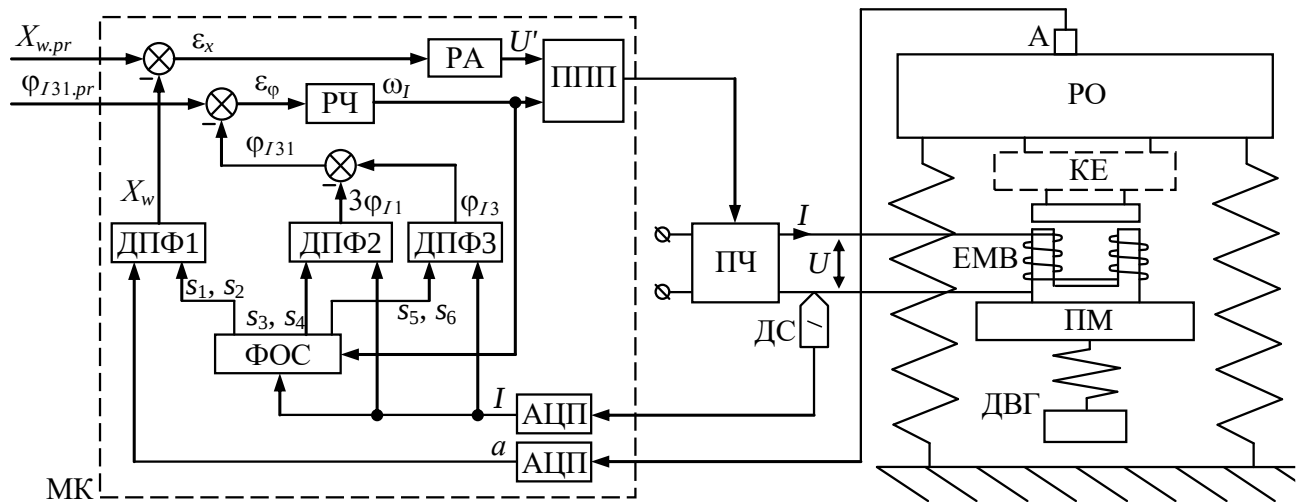


Рисунок 1.9 – Функціональна схема системи керування електромагнітним вібраційним приводом за різницею фаз між гармонічними складовими струму

На схемі (рис. 1.9) прийнято наступні позначення: ДПФ1, ДПФ2, ДПФ3 – блоки дискретного перетворення Фур'є; КЕ – конструкційні елементи; ЕМВ – електромагнітний вібратор; $s_1..s_6$ – опорні синусоїдальні сигнали для виконання процедур ДПФ; φ_{I31} – різниця фаз між 3-ю та 1-ю гармоніками струму; $X_{w.pr}$ і $\varphi_{I31.pr}$ – приписані (програмні) значення амплітуди коливань робочого органа і різниці фаз між 3-ю та 1-ю гармоніками струму відповідно; ε_x і ε_φ – помилки керування за амплітудою та фазою; ω_I – частота струму; U' – сигнал завдання амплітуди напруги; U – амплітуда напруги на виході перетворювача частоти. Відсутність абсолютно жорсткого з'єднання якоря електромагніта і

робочого органа на схемі умовно показано у вигляді розташованих між ними конструкційних елементів КЕ.

Але, запропоновані у [39, 40] системи керування не можуть бути напряму застосовані для електромагнітних приводів з імпульсним живленням обмоток вібратора, яке є більш енергоефективним [36].

З точки зору керування амплітудою та частотою, електромагнітний привод з імпульсним живленням обмоток, запропонованим у [36], має наступні особливості. Струм не переходить через нульовий рівень, оскільки він однополярний, а його гармонічні складові залежать більше від форми напруги, ніж від коливань якоря. Це означає, що для автоматичного керування частотою в структуру існуючих систем фазової автопідстройки потрібно внести зміни, що враховуватимуть зазначені особливості роботи привода при імпульсному живленні.

Висновки за першим розділом

В результаті проведеного аналізу можна зробити наступні висновки:

- електромагнітний привод зазвичай використовується у вібраційних конвеєрах, живильниках та інших пристроях, де здійснюється автоматичне керування параметрами вібрації;
- висока енергетична ефективність електромагнітних вібраційних приводів забезпечується шляхом автоматичної підтримки білярезонансного режиму роботи;
- на сьогоднішній день досліджено енергетичні характеристики електромагнітного вібраційного привода тільки при синусоїдальній напрузі живлення обмоток вібратора, модульованою високочастотною ШІМ;
- існує можливість підвищення ККД привода шляхом використання інших форм напруги живлення, що відрізняються від синусоїдальної.

Метою дослідження є підвищення енергетичної ефективності електромагнітних приводів вібраційних транспотруючих пристроїв шляхом забезпечення раціональної форми напруги живлення обмоток вібраторів. Для досягнення мети необхідно розв'язання наступних задач:

- дослідження енергетичних характеристик електромагнітних вібраційних приводів при різних формах напруги живлення, визначення оптимальної частоти і форми напруги, що відповідає максимуму коефіцієнта корисної дії привода;

- формування структури системи автоматичного керування електромагнітного вібраційного привода при несинусоїдальній формі напруги живлення, що забезпечує найбільшу енергетичну ефективність;

- дослідження перехідних процесів керування амплітудою та частотою привода;

- проведення експериментальних досліджень для підтвердження отриманих теоретичних результатів.

РОЗДІЛ 2

ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВІБРАЦІЙНОГО ПРИВОДА ПРИ ІМПУЛЬСНОМУ ЖИВЛЕННІ ОБМОТОК ВІБРАТОРА

2.1 Аналіз факторів, що впливають на ККД електромагнітного вібраційного привода

В роботі [38] показано, що найбільшу частку втрат енергії в електромагнітному приводі складають втрати у міді, тому найбільше значення ККД досягається при умовах, коли потрібна амплітуда коливань забезпечується мінімальною величиною діючого струму обмотки I_{RMS} . Якщо амплітуда коливань автоматично підтримується системою керування на заданому рівні, діюче значення струму обмоток залежить від необхідної амплітуди електромагнітної сили F_a та величини повітряного проміжку δ_{Imax} , що відповідає моментам максимуму струму. Меншим значенням F_a та δ_{Imax} відповідають менші значення I_{RMS} . Виходячи з амплітудно-частотної та фазочастотної характеристик механічної коливальної системи, мінімум F_a спостерігається на частоті резонансу, а δ_{Imax} монотонно збільшується при зростанні частоти, оскільки при цьому збільшується відставання коливань від електромагнітної сили за фазою. Тому, як показано в [38], максимум ККД не співпадає з частотою резонансу, а спостерігається на частоті, яка є на декілька відсотків меншою, ніж резонансна.

У [38] це пояснюється на осцилограмах електромагнітної сили, величини повітряного проміжку та струму (рис. 2 [38]): на резонансній частоті ($\omega = \omega_r$) для вібратора, що розглядається, максимуму сили відповідає значення повітряного проміжку 1,5 мм, а на частоті, на 5% меншій ($\omega = 0,95\omega_r$), – 1 мм. Тому, на цій частоті та сама амплітуда коливань забезпечується меншим струмом, незважаючи на більшу амплітуду

електромагнітної сили. Якщо взяти моменти максимумів струму, то на резонансі їм відповідає значення проміжку 2,5 мм, а на частоті 0,95 від резонансної – 2 мм. Враховуючи, що при цьому діапазон зміни повітряного проміжку складає 0,6..2,6 мм, є потенційна можливість збільшити ККД не тільки за рахунок підбору оптимальної частоти, але й шляхом застосування спеціальної форми напруги живлення, при якій максимальним значенням струму будуть відповідати менші значення величини проміжку, ніж при синусоїдальному живленні.

Для цього проаналізуємо більш детально осцилограми, отримані у [38] при $\omega = 0,95\omega_r$ (рис. 2.1).

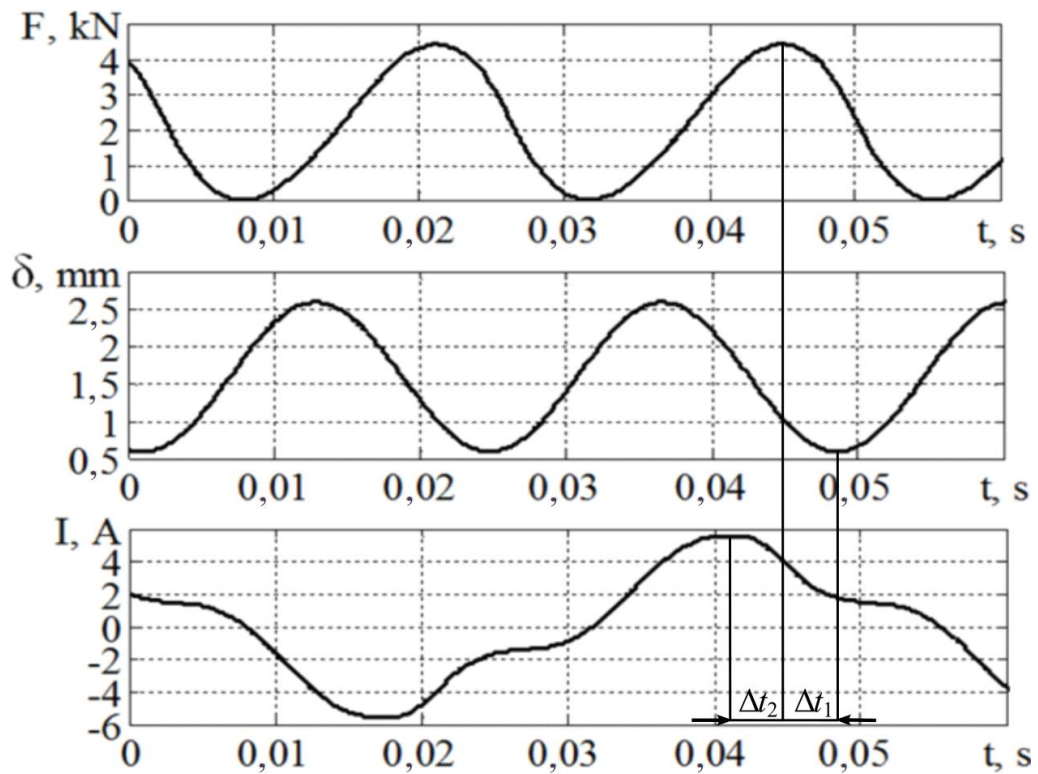


Рисунок 2.1 – Осцилограми електромагнітної сили, величини повітряного проміжку і струму обмоток вібратора, розраховані у [38]

Різниця фаз між електромагнітною силою та переміщенням якоря на цій частоті складає близько 60° , що відповідає часовому інтервалу Δt_1 між максимумом сили та мінімумом величини повітряного проміжку. Струм

досягає максимуму на величину Δt_2 раніше, ніж сила, тому що остання продовжує зростати через зменшення величини повітряного проміжку. Тому, максимум струму відстоїть від мінімуму величини повітряного проміжку на величину $\Delta t_1 + \Delta t_2$. Якщо скоротити цей інтервал, максимум струму буде відповідати меншій величині повітряного проміжку. При незмінній амплітуді електромагнітної сили це призведе до зменшення діючого значення струму i , як наслідок, до підвищення ККД вібратора.

Інтервал Δt_1 визначається різницею фаз між електромагнітною силою та переміщенням на даній частоті і практично не залежить від інших факторів. Таким чином, наблизити максимум струму до мінімуму величини повітряного проміжку можливо завдяки скороченню інтервалу Δt_2 між максимумами струму та електромагнітної сили. Для мінімізації цього інтервалу потрібно, щоб струм після досягнення максимуму якнайшвидше спадав до нуля. Це забезпечується двополярними прямокутними імпульсами напруги, амплітуда яких визначається напругою живлення інвертора, а ширина – потрібною амплітудою струму. Така форма напруги живлення запропонована у [36] для зниження втрат енергії в інверторі, але, виходячи з наведених вище міркувань, вона також забезпечить високий ККД вібратора.

2.2 Моделювання процесів у вібраційному приводі при імпульсному живленні електромагнітів

Для розрахунку енергетичних характеристик візьмемо за основу математичну та імітаційну моделі, описані в [40, 41]. Вони створені за допомогою коло-польового методу, який детально описаний у [42], а також у [3] при застосуванні для вібраційної системи. В моделі, запропонованій у [41], застосовується одна з модифікацій даного методу. Її сутність полягає в тому, що для ряду комбінацій фіксованих положень якоря електромагніта і фіксованих значень постійного струму в обмотці здійснюються числові

розрахунки потокозчеплення ψ та електромагнітної сили F , після чого шляхом апроксимації та перетворень визначаються функції $IW(\psi, \delta)$ та $F(IW, \delta)$, де IW – МРС обмотки, δ – величина повітряного проміжку. Далі, на основі заступної схеми обмотки електромагніта і отриманої функції $IW(\psi, \delta)$ складаються диференційні рівняння електричного кола, що враховують гістерезис та вихрові струми. Вхідними величинами для цих рівнянь є напруга на обмотці u та величина повітряного проміжку δ , тому вони розв'язуються сумісно з рівняннями, що описують перетворення сигналів системою керування, та з рівняннями механіки вібраційної системи. В роботі [40] дана модель реалізована у вигляді схеми в середовищі Simulink, побудованої за модульним принципом: рівняння системи керування, електромагнітних процесів та механіки реалізовані як три взаємно пов'язані підсистеми. Це забезпечує зручність удосконалення та масштабування моделі.

Для урахування імпульсного характеру живлення необхідно дати математичний опис формі напруги та скоригувати вираз для втрат в інверторі. Рівняння описаних в [36] двополярних прямокутних імпульсів з частотою ω та відносною шириною h можна отримати в результаті виконання наступних математичних операцій:

$$s_1(t) = \text{sign} \left(\sin \frac{1}{2} \omega t \right), \quad (2.1)$$

$$s_2(t) = \frac{\omega}{\pi} \int s_1(t) dt - 1, \quad (2.2)$$

$$s_3(t) = |s_2(t)|, \quad (2.3)$$

$$s_4(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } s_3(t) \leq h; \\ 0 & \text{if } s_3(t) > h; \end{cases} \quad (2.4)$$

$$s_5(t) = -\text{sign}\left(\frac{ds_3}{dt}\right) \cdot s_4(t), \quad (2.5)$$

$$u(t) = U_{\max} s_5(t), \quad (2.6)$$

де sign – функція, що визначає знак; $U_{\max}$ – максимальна напруга на виході інвертора.

Часові діаграми сигналів $s_1(t)..s_5(t)$ наведені на рис. 2.2.

У [38] наведена формула для втрат потужності в транзисторному інверторі при синусоїдальній вихідній напрузі, сформованій за допомогою ШІМ. Цю формулу можна використати і для прямокутної форми напруги, замінивши частоту ШІМ частотою струму:

$$P_{inv} = 2I_{av} \cdot \left(\frac{U_d \omega}{I_{st} U_{st} \cdot 2\pi} (E_{on} + E_{off} + E_{rec}) + \frac{1}{2} (U_{CE} + U_{IF}) \right), \quad (2.7)$$

де I_{av} – середнє значення модуля струму на виході інвертора; U_d – середнє значення напруги на вході інвертора; E_{on} , E_{off} та E_{rec} – втрати енергії відповідно при відкритті та закритті транзистора і відновленні зустрічного діода при стандартних значеннях струму та напруги I_{st} та U_{st} , наведених у довіднику; U_{CE} – пряме падіння напруги на відкритому транзисторі; U_{IF} – пряме падіння напруги на зустрічному діоді інвертора.

В імітаційній моделі, що використовується у [40], напруга живлення вібраторів формується в підсистемі "Control System". До нього входять зокрема регулятори амплітуди та частоти, які визначають відповідно амплітуду та частоту напруги живлення, а її форма визначається блоком "sin". Для того, щоб замість синусоїдальної напруги формувалася імпульсна, заміняємо блок "sin" блоком формування прямокутних імпульсів шириною h , що задається регулятором амплітуди, і частотою ω , яка задається як

константа (рис. 2.3). Структуру даного блоку (рис. 2.4) формуємо на основі рівнянь (2.1) – (2.6). До підсистеми "Electromagnetic System of Vibrator" додаємо блок обчислення складових втрат у приводі та ККД, що включає наведені у [38] вирази, а також формулу (2.7) для обчислення втрат у інверторі.

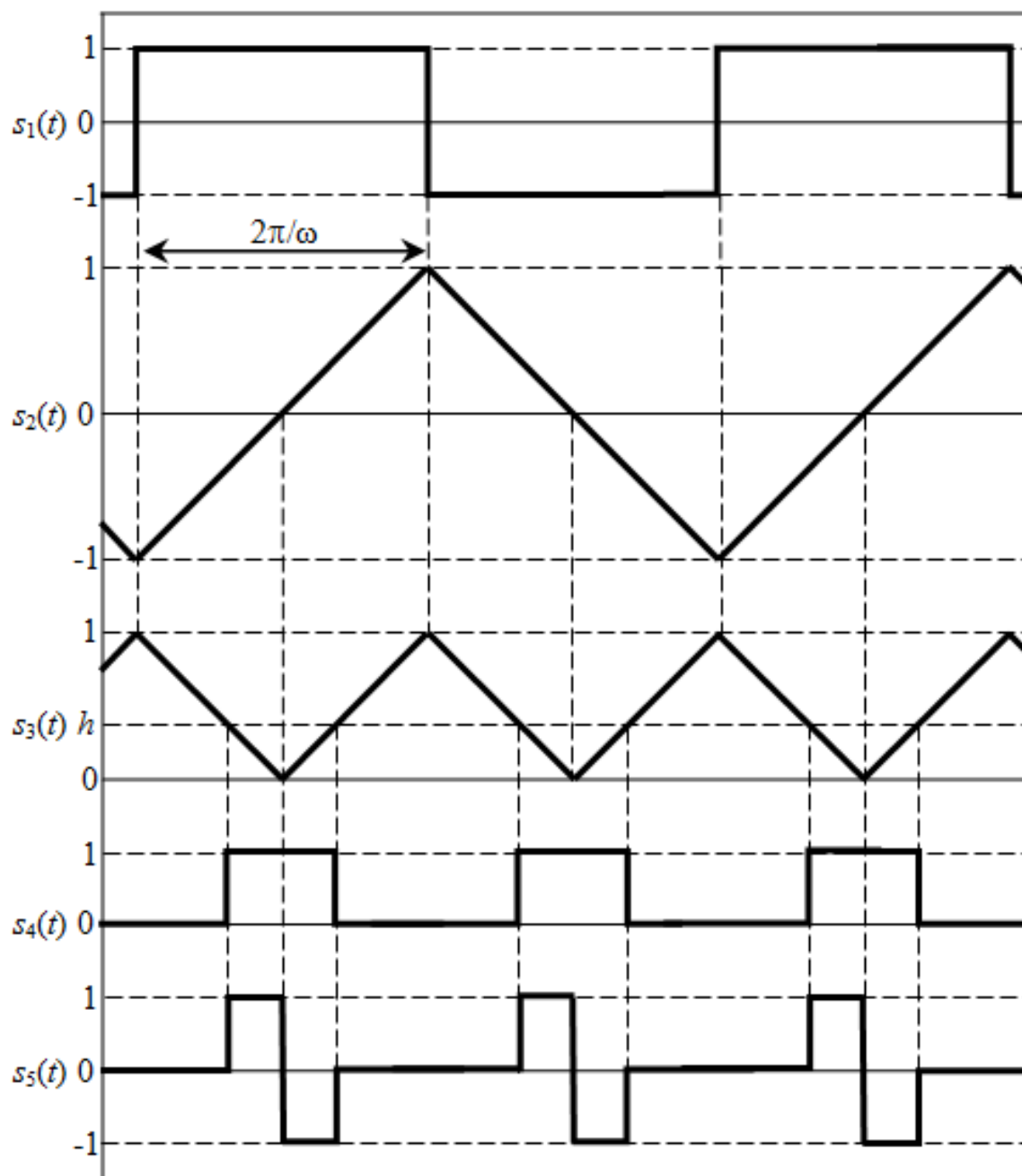


Рисунок 2.2 – Часові діаграми проміжних сигналів при формуванні імпульсів напруги

За допомогою оновленої імітаційної моделі розраховано закони зміни у часі напруги, струму, повітряного проміжку та інших величин, а також значення складових втрат та ККД привода, для різних величин вихідної потужності. Для того, щоб результати можна було порівняти з випадком синусоїдальної напруги, було взято параметри привода, що розглядався в роботі [38], основні з них наведені у табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Параметри привода

Механічні параметри віброустановки		Параметри електромагнітного вібратора		
Номінальна вихідна потужність привода P_{out} , Вт	250	Кількість електромагнітів n_{elmagn}	2	
Номінальна амплітуда вібрації X , мм	0,5	Число витків обмотки електромагніта W	800	
Резонансна частота f_r , Гц	44,31	З'єднання обмоток	парал.	
Маса рухомої частини m , кг	129	Початкова величина повітряного проміжку δ , мм	1.8	
Сумарна жорсткість пружин вібратора c , Н/м	10^7	Активний опір обмотки електромагніта R , Ом	2,8	
Коефіцієнт в'язкого тертя в пружинах вібратора b , Н·с/м	100	Параметри заступної схеми електромагніта [41], що характеризують втрати у сталі, кОм	$R_{e.c}^*$	65,5
			$R_{h.st}^*$	151,5
Параметри перетворювача частоти		Марка шихтованої сталі		3413
Середнє значення напруги на вході інвертора U_d , В	270	Форма осердя та якоря		U

Сумарні втрати енергії при відкритті та закритті транзистора і відновленні зустрічного діода (при струмі 10 А та напрузі 400 В) $E_{on}+E_{off}+E_{rec}$, мкДж	575	Довжина осердя та якоря, мм	50
Частота ШІМ f_{PWM} , кГц	8	Висота осердя, мм	71
Пряме падіння напруги на відкритому транзисторі U_{CE} , В	1,75	Висота якоря, мм	58
Пряме падіння напруги на зустрічному діоді інвертора U_{IF} , В	1,9	Ширина полюса, мм	24
Пряме падіння напруги на діоді випрямляча U_R , В	0,8	Відстань між полюсами, мм	41
Активний опір дроселя R_r , Ом	0,2		

При цьому задавалася частота струму, яка, згідно [38], є оптимальною за критерієм максимуму ККД для відповідного значення потужності. Отримані осцилограми та відповідні значення ККД для різних потужностей наведені на рис. 2.5. На них ми бачимо, що для потужностей 0,5 і 0,75 від номінальної ККД привода є відповідно на 13% і 7% більшим, ніж при синусоїдальному живленні. Але, при збільшенні потужності до номінальної, спостерігається істотне падіння ККД. Це пов'язано зі зростанням пікових значень струму внаслідок насичення сталі вібраторів (рис. 2.5).

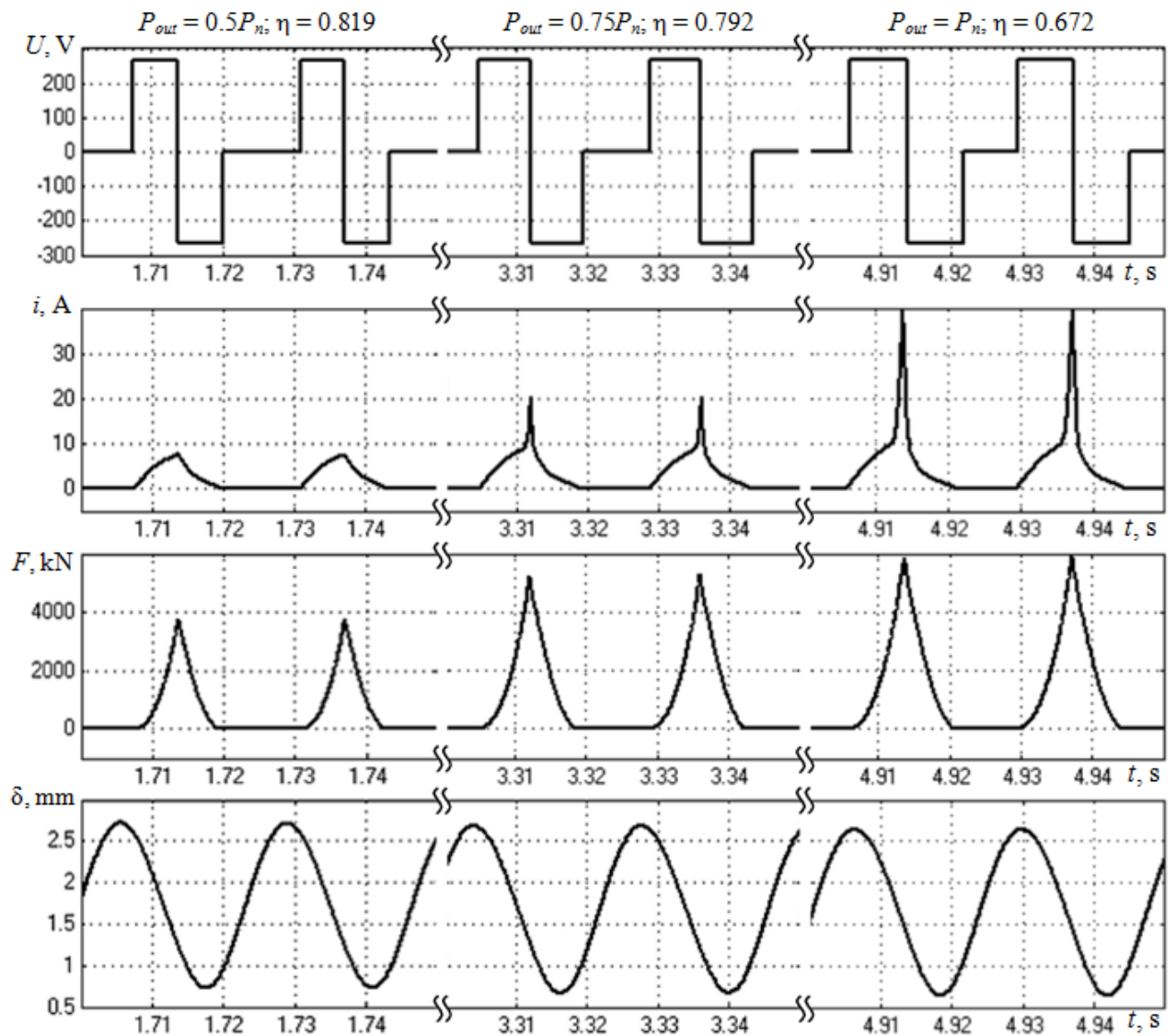


Рис. 2.5. Осцилограми процесів при зростанні потужності до номінальної

2.3 Моделювання процесів у вібраційному приводі при наявності нульового проміжку між позитивним та від'ємним імпульсами напруги живлення

Для уникнення падіння ККД через насичення сталі необхідно обмежити максимальне значення струму за рахунок збільшення ширини його імпульсів. Для цього введемо нульовий проміжок з відносною шириною h_1 між позитивним та від'ємним імпульсами напруги (рис. 2.6).

Математично це можна описати коригуванням виразу (2.4):

$$s_4(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } h_1 \leq s_3(t) \leq h; \\ 0 & \text{if } (s_3(t) > h) \vee (s_3(t) < h_1). \end{cases} \quad (2.8)$$

Таким чином, нова форма напруги описується рівняннями (2.1) – (2.3), (2.8), (2.5), (2.6).

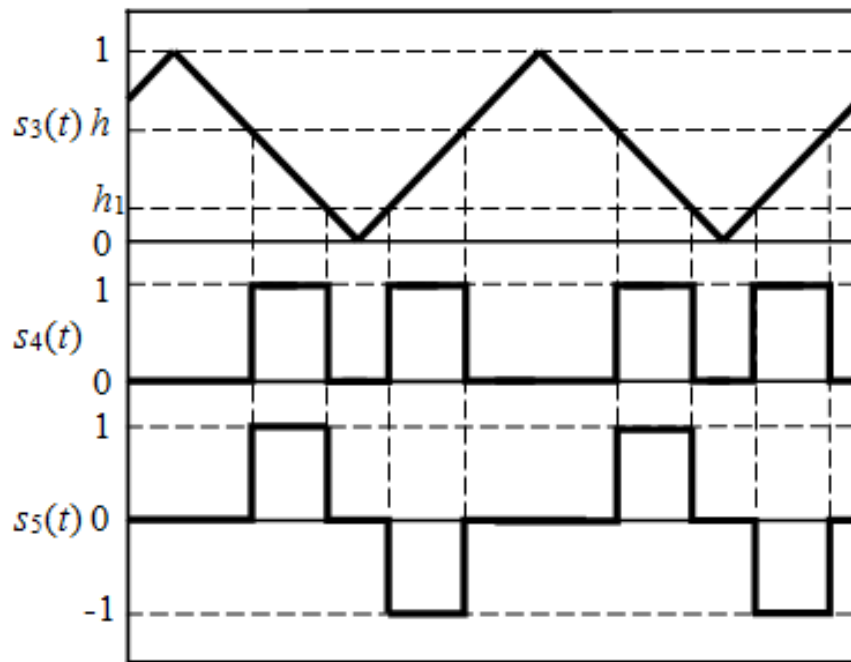


Рисунок 2.6 – Формування імпульсів напруги з нульовим проміжком з відносною шириною h_1

При використанні мостового транзисторного інвертора нульовий проміжок h_1 реалізується формуванням високочастотного сигналу ШІМ з коефіцієнтом заповнення 0,5. Тому, втрати потужності в інверторі потрібно розраховувати за формулою:

$$P_{inv} = 2I_{av} \cdot \left(\frac{U_d}{I_{st}U_{st}} \left(h_1 f_{PWM} + (1-h_1) \frac{\omega}{2\pi} \right) \cdot (E_{on} + E_{off} + E_{rec}) + \frac{1}{2} (U_{CE} + U_{IF}) \right), \quad (2.9)$$

де f_{PWM} – частота ШІМ.

Після внесення відповідних коригувань до імітаційної моделі та повторних розрахунків отримуємо результати, наведені на рис. 2.7. Величина h_1 для кожної величини потужності підбиралася таким чином, щоб забезпечити максимальне значення ККД.

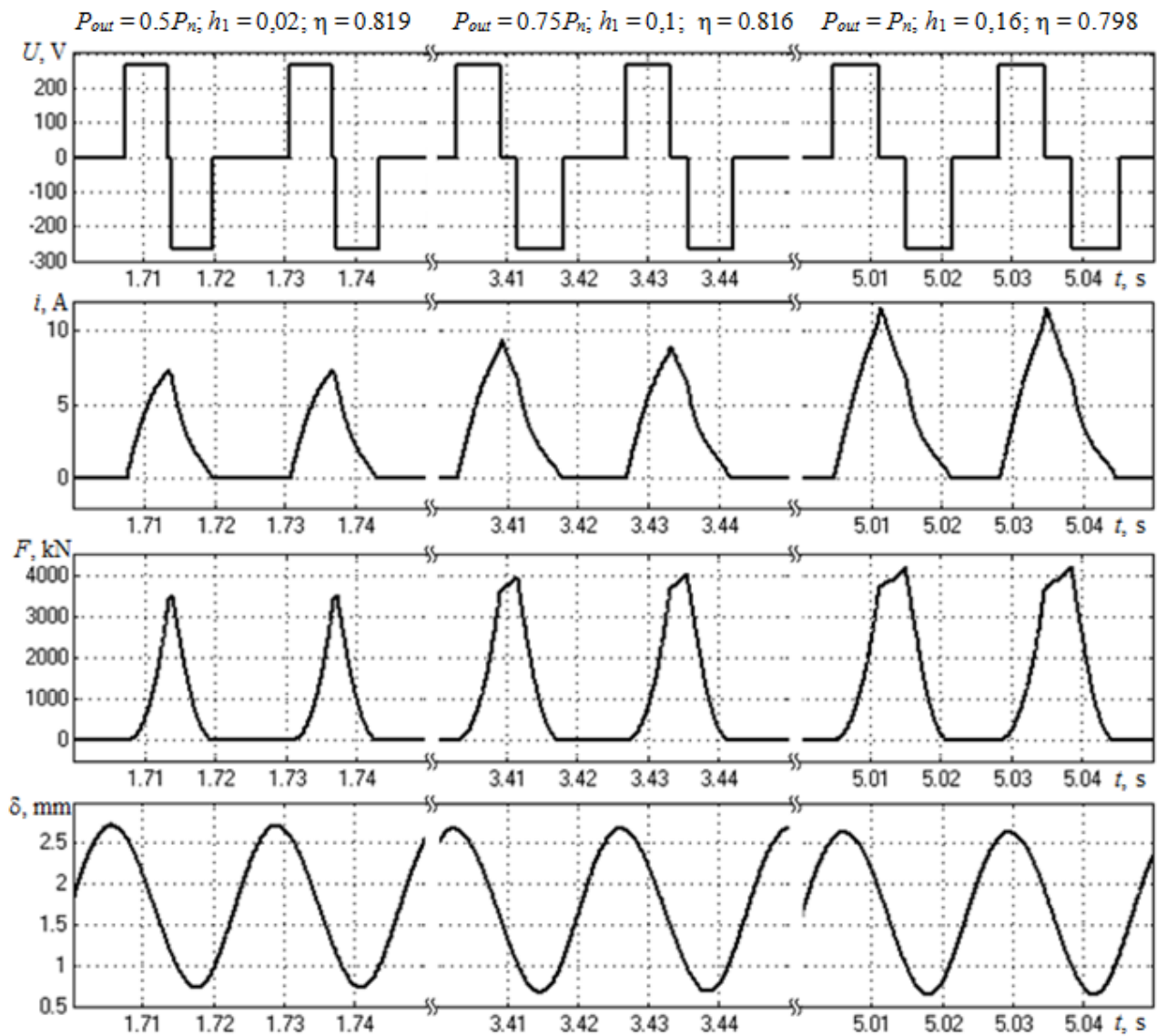


Рисунок 2.7 – Осцилограми процесів при формуванні імпульсів напруги з нульовим проміжком

Отримані результати свідчать про те, що введення нульового проміжку напруги дало змогу зменшити пікові значення струму та уникнути істотного зниження ККД при збільшенні потужності привода.

На рис. 2.8 наведено залежності ККД привода від частоти для різних значень вихідної потужності. Порівнюючи їх з аналогічними залежностями, отриманими у [38] для синусоїдальної напруги живлення, можна зробити наступні висновки:

- значення ККД при живленні напругою у формі прямокутних імпульсів з оптимальними параметрами є істотно більшим: приріст ККД складає від 8% до 16% в залежності від навантаження;
- максимуми ККД спостерігаються практично на тих самих частотах, що і при синусоїдальному живленні.

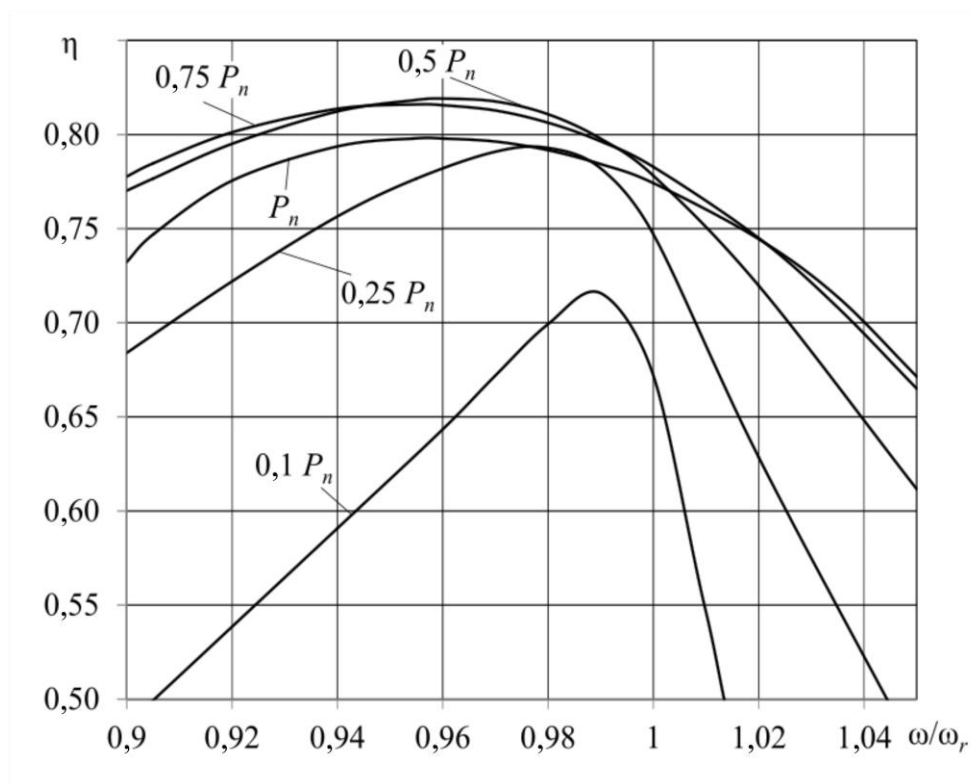
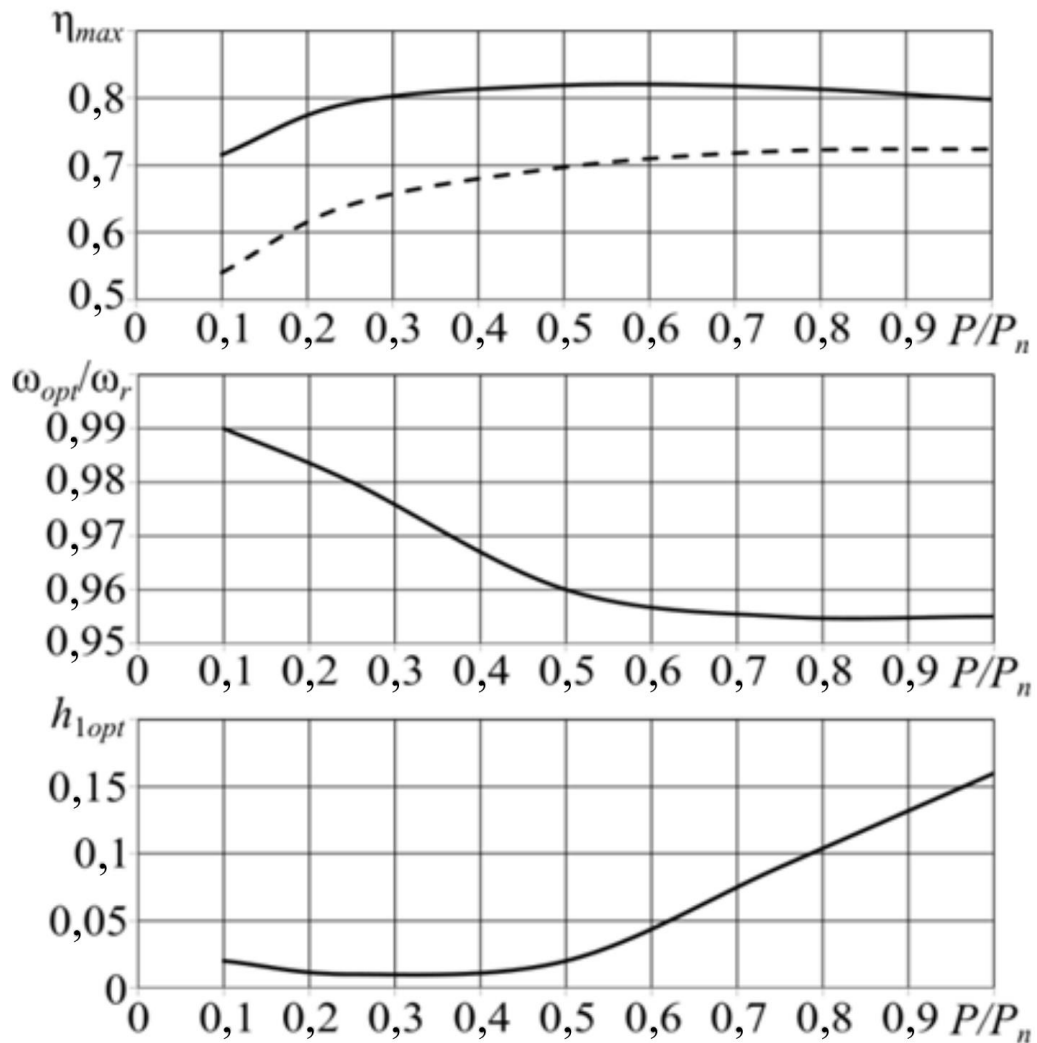


Рисунок 2.8 – Залежності ККД привода від частоти

На рис. 2.9 наведена залежність максимального ККД від потужності. Для порівняння пунктирною лінією зображена аналогічна залежність для

синусоїдальної напруги живлення. Нижче наведені також отримані для даного привода графіки залежностей оптимальних за критерієм максимуму ККД значень частоти та нульового проміжку h_1 від потужності. Аналогічні характеристики можна отримати для будь-якого електромагнітного вібраційного привода та використовувати їх при керуванні для забезпечення максимальної енергетичної ефективності в умовах зміни навантаження.



Рисуно 2.9 – Залежності максимального ККД і оптимальних значень частоти та нульового проміжку від потужності

В табл. 2.2 наведені значення складових втрат та ККД електромагнітного привода для різних значень вихідної потужності при оптимальних значеннях частоти та нульового проміжку h_1 .

Таблиця 2.2 – Значення складових втрат та ККД

Відносна вихідна потужність привода P_{out}/P_n		0,1	0,25	0,5	0,75	1
Результуючий ККД привода η		0,716	0,793	0,819	0,816	0,798
ККД перетворювача частоти η_{conv}		0,924	0,937	0,944	0,946	0,944
ККД вібратора η_{mot}		0,775	0,846	0,868	0,863	0,845
Вихідна потужність привода P_{out} , Вт		24,97	62,45	125	187,5	250
Втрати в інверторі P_{inv} , Вт		2,378	4,315	7,161	10,28	14,18
Втрати у випрямлячі P_{rect} , Вт		0,281	0,634	1,228	1,848	2,518
Втрати у дроселі P_r , Вт		0,009	0,047	0,177	0,4	0,743
Втрати в обмотці вібратора P_{Cu} , Вт		2,418	6,213	13,75	25,35	40,26
Втрати на гістерезис P_h , Вт		0,33	0,452	0,573	0,591	0,614
Втрати на вихрові струми, Вт	низькочастотна складова $P_{e,c,LF}$	0,67	0,909	1,127	1,158	1,203
	високочастотна складова $P_{e,c,HF}$	0,028	0,014	0,028	0,126	0,224
Втрати в пружинах вібратора P_{spr} , Вт		3,799	3,722	3,572	3,535	3,535

Отримані дані свідчать про те, що підвищення ККД досягається в основному за рахунок зниження втрат в обмотці вібратора, які в діапазоні потужностей $0,5P_n..P_n$ складають більше половини від загальних втрат енергії у приводі. Їх зниження обумовлене зменшенням діючого значення струму при тій самій вихідній потужності. Причому, для меншого навантаження спостерігаємо значно більше зниження втрат у міді, оскільки при цьому нульовий проміжок майже відсутній, і максимуми струму та електромагнітної сили практично співпадають (рис. 2.7). Так, для номінального навантаження втрати в обмотці знижуються у півтора рази, а при половині від номінального – більш ніж у двічі.

Істотний вплив на підвищення результуючого ККД привода має також зниження втрат у інверторі, в основному за рахунок зменшення тривалості високочастотного сигналу ШІМ: він має місце тільки протягом нульового проміжку h_1 . Оскільки його величина збільшується при зростанні навантаження (для уникнення глибокого насичення сталі), маємо більше зниження втрат у інверторі при малих величинах потужності: для номінальної вихідної потужності вони зменшуються в 1,6 разів, а для половини від номінальної – у 2,3 рази.

Зменшення тривалості напруги з частотою ШІМ обумовлює також зниження на порядок високочастотної складової вихрових струмів. Тому, незважаючи на деяке зростання втрат на гістерезис при малих навантаженнях, загальні втрати у сталі вібратора знизилися приблизно у півтора рази.

Втрати у випрямлячі та дроселі також знизилися, але незначно. Втрати в пружинах вібратора залишилися практично незмінними.

Висновки за другим розділом

В результаті проведених досліджень встановлено: найбільший ККД електромагнітного вібраційного привода досягається при живленні обмоток вібраторів напругою у формі двополярних прямокутних імпульсів, амплітуда яких визначається напругою живлення інвертора, а ширина – потрібною амплітудою струму. Для запобігання глибокого насичення магнітопровода потрібно обмежувати пікове значення струму шляхом введення нульового проміжку напруги між позитивним та від'ємним імпульсами.

Результати числового моделювання процесів у приводі за коло-польовим методом показали, що застосування імпульсного живлення дає можливість підвищити ККД привода до 80% у діапазоні потужностей від

0,25 від номінальної до номінальної. Це в середньому на 10% більше у порівнянні з синусоїдальною напругою.

Отримані залежності оптимальних за критерієм максимуму ККД значень частоти та нульового проміжку від потужності привода можуть використовуватись при керуванні для забезпечення максимальної енергетичної ефективності в умовах зміни навантаження.

Отримані в даному розділі результати опубліковані в [43].

РОЗДІЛ 3

АВТОМАТИЧНЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ВІБРАЦІЙНИМ ПРИВОДОМ З ІМПУЛЬСНИМ ЖИВЛЕННЯМ ОБМОТОК ВІБРАТОРА

3.1 Розробка функціональної схеми системи керування

В розділі 2 запропоновано використання напруги живлення у вигляді різнополярних прямокутних імпульсів, що забезпечують однополярний струм з формою, близькою до трикутної.

З точки зору керування амплітудою та частотою, електромагнітний привод з імпульсним живленням обмоток має наступні особливості. По-перше, енергоефективність залежить не тільки від заданої частоти, але й від величини нульового проміжку h_1 між позитивним та від'ємним імпульсами напруги, який потрібно змінювати в залежності від поточної величини потужності. По-друге, струм не переходить через нульовий рівень, оскільки він однополярний, а його гармонічні складові залежать більше від форми напруги, ніж від коливань якоря. Це означає, що для автоматичного керування частотою в структуру існуючих систем фазової автопідстройки потрібно внести зміни, що враховуватимуть зазначені особливості роботи привода при імпульсному живленні.

Візьмемо за основу структуру системи керування, запропоновану в [39]. Для переходу від синусоїдального до імпульсного живлення обмоток електромагнітного вібратора необхідно виконати наступні перетворення.

Широтно-імпульсний модулятор, що формує синусоїдальну напругу, потрібно замінити генератором різнополярних прямокутних імпульсів [36], вихідний сигнал якого s_{PG} змінюється за графіком, наведеним на рис. 3.1.

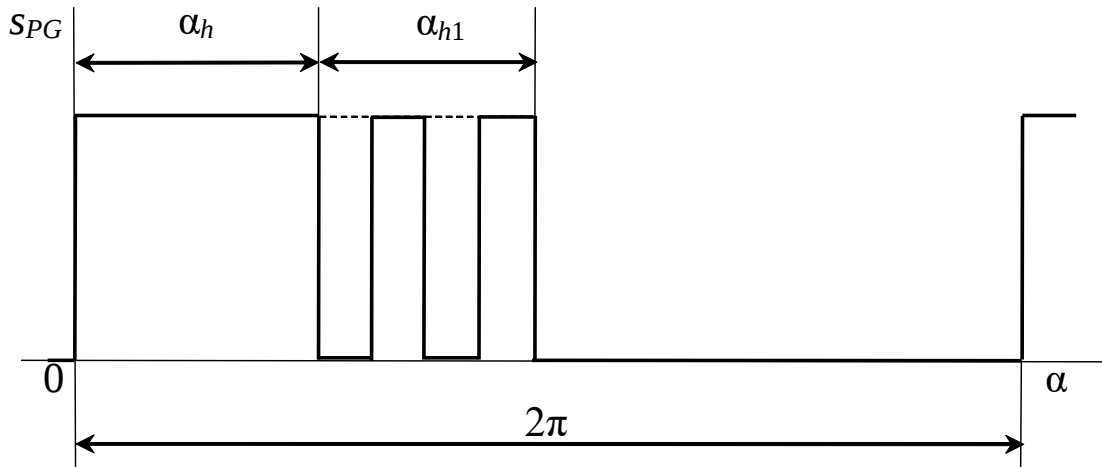


Рисунок 3.1 – Вихідний сигнал генератора прямокутних імпульсів:
 α – поточна фаза; $\alpha_h = 2\pi h$ – кут, що відповідає ширині імпульсів h ;
 $\alpha_{h1} = 2\pi h_1$ – кут, що відповідає ширині нульового проміжку h_1 .

Як силовий перетворювач доцільно використовувати напівмостовий інвертор напруги [36], що містить керовані ключі в одній діагоналі моста, а іншу діагональ складають діоди.

Сигнал $s_{PG} = 1$ відкриває обидва транзистори інвертора, і до обмоток електромагніта прикладається позитивна напруга живлення інвертора, що викликає зростання струму на проміжку $0 < \alpha < h$.

Сигнал $s_{PG} = 0$ закриває транзистори, що викликає поступове зменшення струму до нуля. На проміжку $(\alpha_h + \alpha_{h1}) < \alpha < 2\pi$ струм спочатку поступово зменшується до нуля, а потім залишається на нульовому рівні. Під час зменшення він замикається через діоди протилежної діагоналі моста, і при цьому до обмоток прикладається від'ємна напруга живлення інвертора.

На проміжку $\alpha_h \leq \alpha \leq \alpha_{h1}$ на виході генератора має місце сигнал ШІМ з коефіцієнтом заповнення 0,5, тобто середнє значення напруги на обмотці дорівнює нулю. Це також призводить до зменшення струму, але приблизно вдвічі повільніше. Якщо кількість імпульсів ШІМ дорівнює двом, їх ширина та ширина проміжків між ними складає $h_1 / 4$.

Рівняння вихідного сигналу генератора імпульсів:

$$s_{PG} = \begin{cases} 1 \text{ при } (0 \leq \alpha < \alpha_h) \vee ((\alpha_h + \alpha_{h_1}/4) \leq \alpha < (\alpha_h + \alpha_{h_1}/2)) \vee \\ \vee ((\alpha_h + 3\alpha_{h_1}/4) \leq \alpha < (\alpha_h + \alpha_{h_1})); \\ 0 \text{ при } (\alpha_h \leq \alpha < (\alpha_h + \alpha_{h_1}/4)) \vee ((\alpha_h + \alpha_{h_1}/2) \leq \alpha < \\ < (\alpha_h + 3\alpha_{h_1}/4)) \vee ((\alpha_h + \alpha_{h_1}) \leq \alpha < 2\pi. \end{cases} \quad (3.1)$$

Кут α змінюється в часі періодично в діапазоні від 0 до 2π .
Математично закон зміни кута α можна описати рівнянням:

$$\alpha(t) = \omega t - 2\pi n(t), \quad (3.2)$$

де $n(t) = \lfloor \omega t / 2\pi \rfloor$ – число повних періодів.

Вхідними сигналами генератора імпульсів є ширина імпульсів h і ширина нульового проміжку h_1 . Перша задає амплітуду коливань, тому повинна надходити з генератора амплітуди. Друга забезпечує обмеження максимальних значень струму для уникнення падіння ККД через насичення сталі. Як показано в другому розділі, нульовий проміжок доцільно застосовувати, починаючи з певного значення вихідної потужності і далі збільшувати по мірі її зростання.

Вихідна потужність залежить напряму від ширини імпульсів напруги. Тому, при керуванні величина h_1 може бути визначена як функція величини h . На рис. 3.2 наведена розрахована залежність значень нульового проміжку h_1 , що забезпечують найбільший ККД привода, від значень ширини імпульсів напруги h . Дана залежність може бути апроксимована рівнянням прямої:

$$h_1(h) = k_1 \cdot (h - h_0) \text{ при } h > h_0.$$

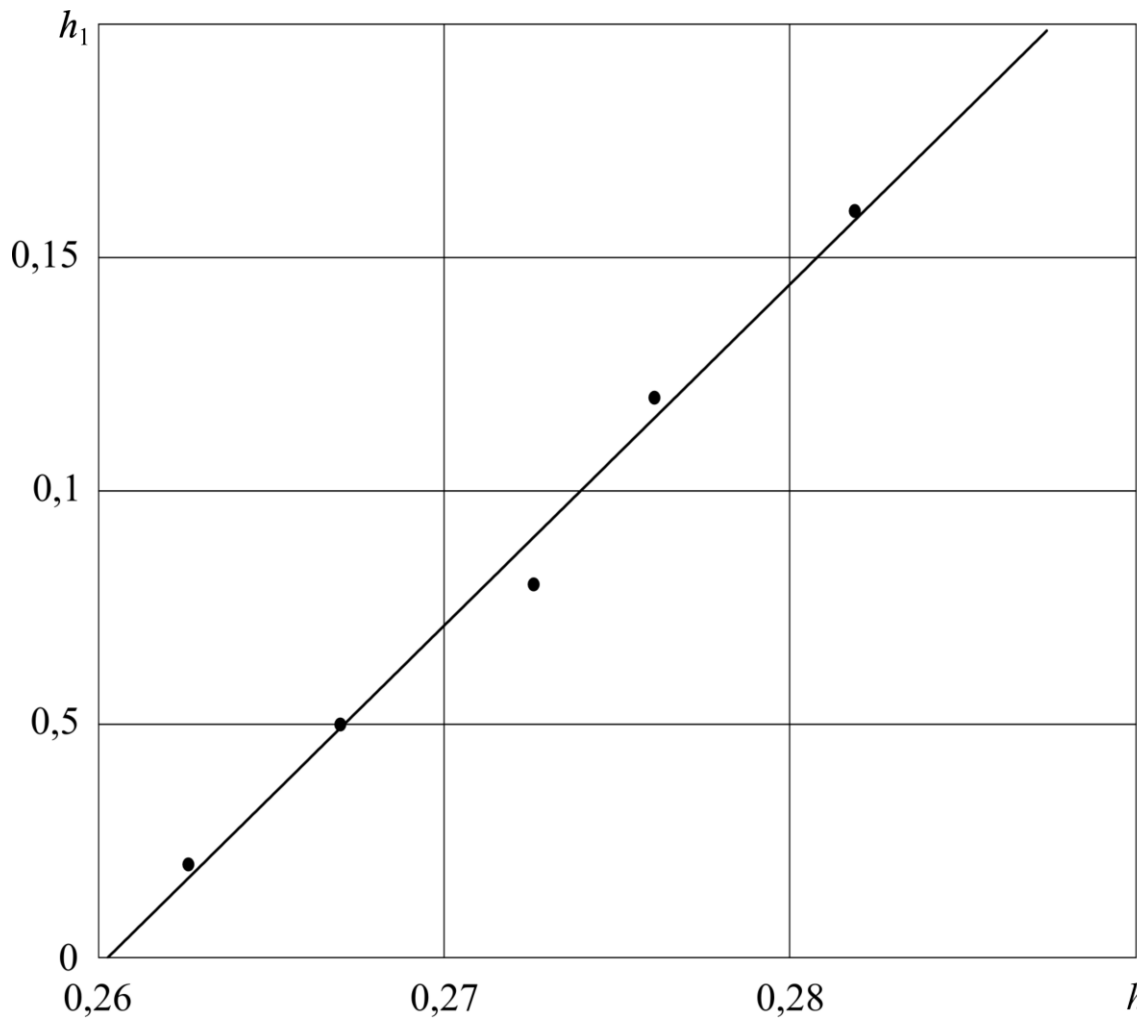


Рисунок 3.2 – Залежність значень нульового проміжку h_1 від ширини імпульсів h

Тоді, функціональний блок, що визначає h_1 в залежності від h , буде мати характеристику пропорційної ланки з коефіцієнтом k_1 і зоною нечутливості шириною h_0 :

$$h_1(h) = \begin{cases} 0 & \text{при } h \leq h_0; \\ k_1 \cdot (h - h_0) & \text{при } h > h_0. \end{cases} \quad (3.3)$$

Для розглянутого прикладу (рис. 3.2) $h_0 = 0,26$; $k_1 = 7,302$.

Опорні сигнали для ДПФ можуть бути визначені в залежності від кута α :

$$s_1(t) = \cos \alpha(t); \quad (3.4)$$

$$s_2(t) = -\sin \alpha(t). \quad (3.5)$$

Таким чином, на відміну від системи, запропонованої в [39], опорні сигнали формуються незалежно від сигналу струму. Але тепер, визначена в результаті ДПФ фаза коливань φ_x буде відраховуватись не від моментів переходу струму через 0, а від початків позитивних імпульсів напруги.

Для фазової автопідстройки частоти необхідно як сигнал зворотного зв'язку φ використовувати різницю фаз між коливаннями та електромагнітною силою. Тоді, треба окремо визначати фазу останньої відносно опорних сигналів φ_F . Результати моделювання показали, що максимум першої гармоніки електромагнітної сили має місце приблизно посередині нульового проміжку. Враховуючи це, фаза електромагнітної сили визначиться як:

$$\varphi_F = \alpha_h + \alpha_{h1} / 2. \quad (3.6)$$

Сигнал зворотного зв'язку за фазою:

$$\varphi(t) = \varphi_x(t) - \varphi_F(t). \quad (3.7)$$

Враховуючи наведене, складаємо функціональну схему системи керування (рис. 3.3). На схемі прийнято наступні позначення: І – інтегратор; ГПІ – генератор прямокутних імпульсів; АІН – автономний інвертор напруги.

Сигнал датчика струму ДС не використовується для керування параметрами вібрації, але він залишається в системі для можливого використання в системі захисту від перенавантаження.

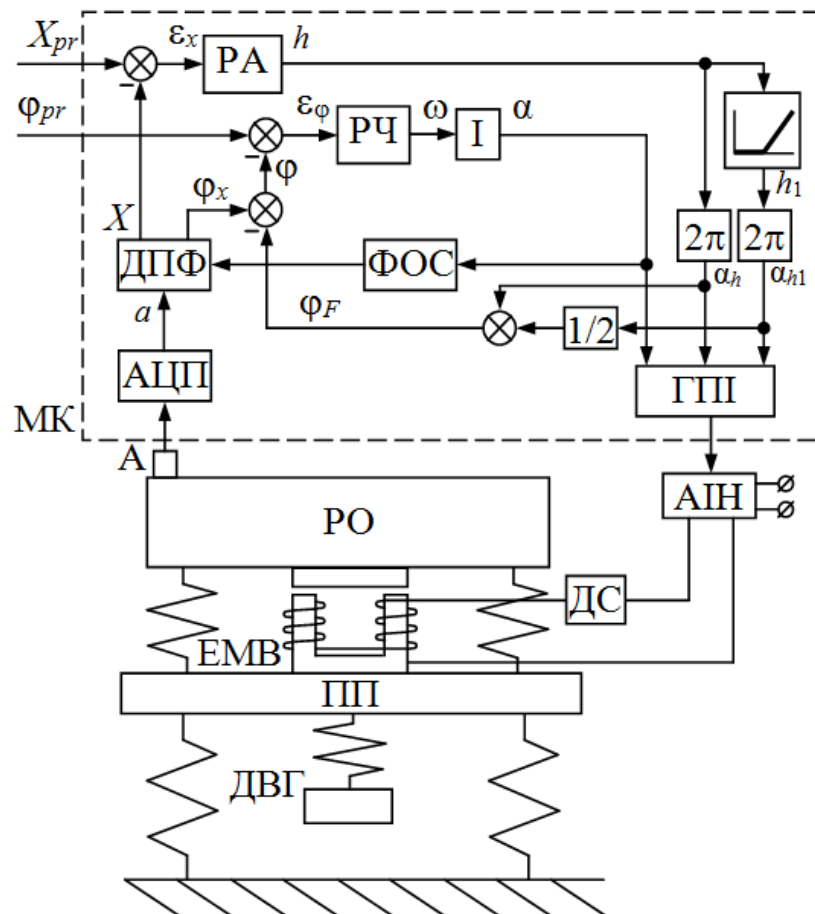


Рисунок 3.3 – Функціональна схема системи керування електромагнітним вібраційним приводом з імпульсним живленням

Як регулятор частоти доцільно використовувати інтегральний регулятор, а амплітуди – пропорційно-інтегральний. Для запобігання виникнення автоколивань на входах обох регуляторів доцільно використовувати ланку з зоною нечутливості [40].

3.2 Розробка імітаційної динамічної моделі системи керування

Для дослідження динаміки системи керування, на підставі (3.1) – (3.7), а також [39], побудуємо її динамічну модель в середовищі Simulink (рис. 3.4). Дана модель є підсистемою імітаційної динамічної моделі всього пристрою, розглянутої в [40]. Як об'єкт керування було обрано тримасовий вібраційний конвеєр. Параметри конвеєра, системи керування і силового

перетворювача наведені у табл. 3.1, початкова величина повітряного проміжку 2,7 мм, інші параметри електромагнітного вібратора – в табл. 2.1.

Таблиця 3.1 – Параметри конвеєра, системи керування і силового перетворювача

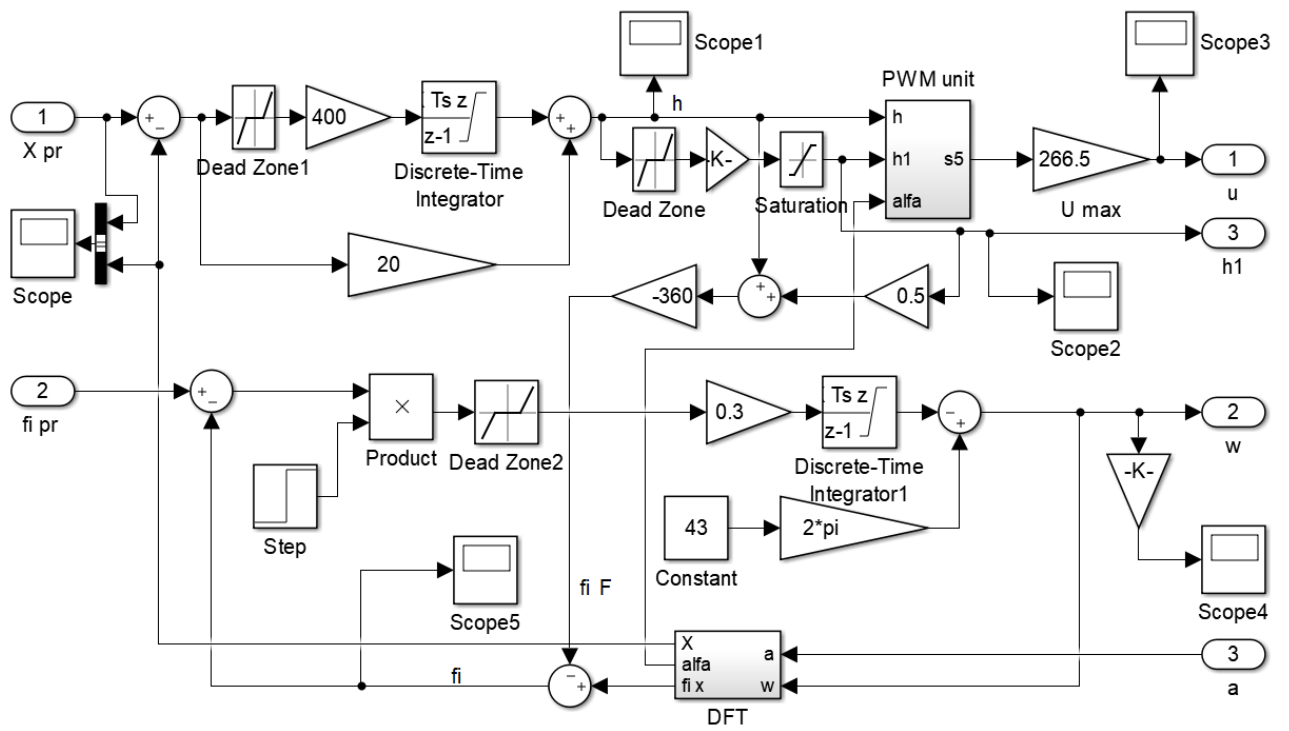
Параметри системи керування	
Період дискретизації, мкс	112,2
Коефіцієнт І-регулятора амплітуди, 1/(м·с)	400
Коефіцієнт П-регулятора амплітуди, 1/м	20
Коефіцієнт І-регулятора частоти, 1/(град·с ²)	0,3
Ширина зони нечутливості за амплітудою, мкм	±1
Ширина зони нечутливості за фазою, град	±2
Параметри випрямляча та інвертора напруги	
Середнє значення напруги на вході інвертора U_d , В	270
Сумарні втрати енергії при відкритті та закритті транзистора і відновленні зустрічного діода (при струмі 10 А та напрузі 400 В) $E_{on}+E_{off}+E_{rec}$, мкДж	575
Пряме падіння напруги на відкритому транзисторі U_{CE} , В	1,75
Пряме падіння напруги на зустрічному діоді інвертора U_{IF} , В	1,9
Пряме падіння напруги на діоді випрямляча U_R , В	0,8
Активний опір дроселя R_r , Ом	0,2
Основні характеристики віброконвеєра	
Номінальна вихідна потужність привода P_{out} , Вт	250
Номінальна амплітуда вібрації X , мм	0,5
Резонансна частота f_r , Гц	43,93

Параметри динамічної схеми		
Рухомі маси, кг	m_0	20
	m_1	44
	m_2	18
	m_3	37,8
Жорсткості зв'язків, МН/м	c_0	4,7
	c_1	0,12
	c_2	1,85
	c_3	4,252
Коефіцієнти в'язкого тертя, Н·с/м	b_0	610
	b_1	45
	b_2	17
	b_3	100

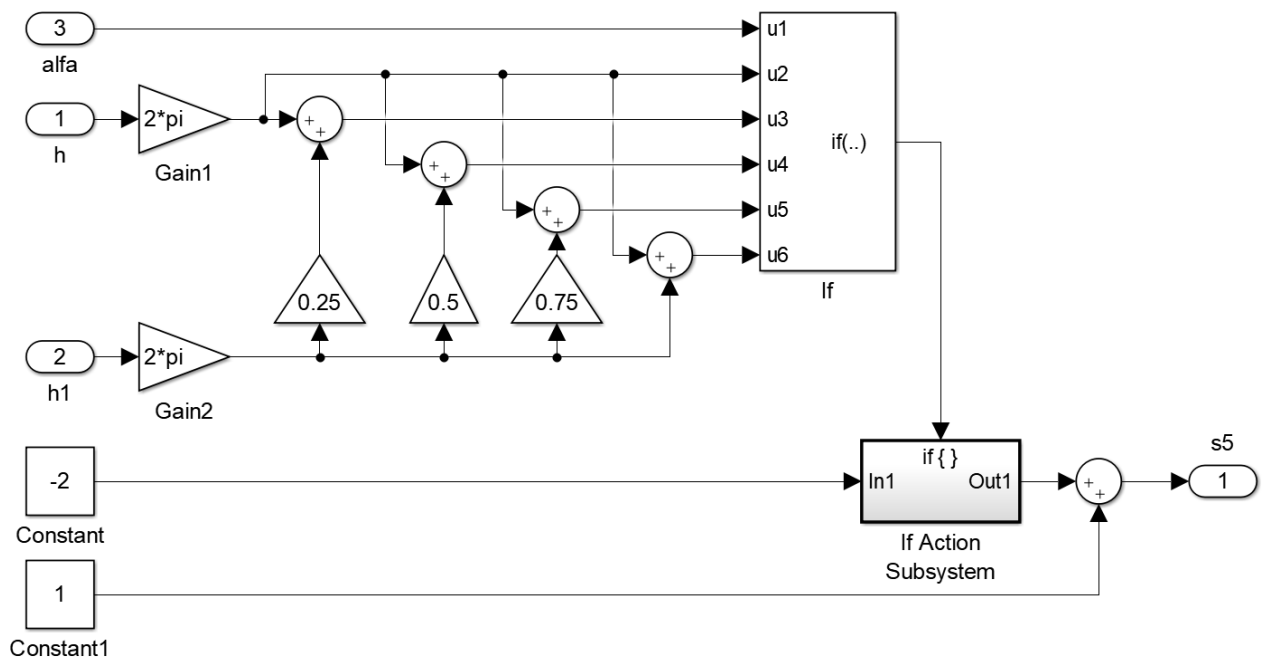
Підсистема "Control System" (рис. 3.4, а) являє собою імітаційну модель системи керування. Вона містить підсистему "PWM unit" (рис. 3.4, б) і підсистему "DFT" (рис. 3.4, в).

Підсистема "PWM unit" побудована на основі рівняння (3.1), що описує алгоритм формування сигналу керування ключами інвертора в залежності від параметрів h , h_1 .

Підсистема "DFT" є моделлю програми дискретного перетворення Фур'є, що обчислює амплітуду і фазу основної гармонічної складової вібрації робочого органа вібраційного конвеєра. Вона відрізняється від відповідних підсистем, представлених в [39], тим, що формування опорних сигналів відбувається незалежно від сигналу датчика струму.



a



b

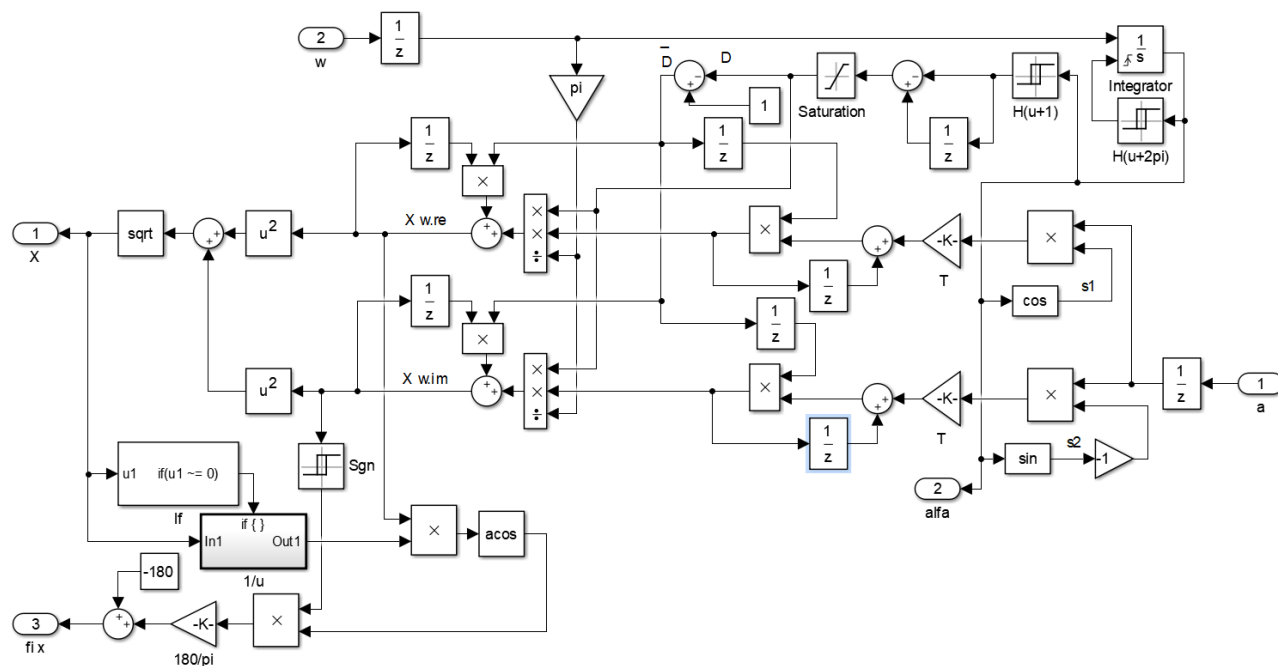


Рисунок 3.4 – Динамічна модель системи керування електромагнітним вібраційним приводом в середовищі Simulink: *a* – підсистема "Control System"; *б* – підсистема "PWM unit"; *в* – підсистема "DFT".

3.3 Моделювання динаміки системи керування

Метою моделювання є дослідження процесів у перехідних режимах. Продемоделюємо наступну послідовність подій:

- пуск конвеєра без навантаження на частоті 43 Гц, приписане значення амплітуди коливань робочого органа лінійно наростає від 0 до 0,5 мм за 0,5 с і залишається на цьому рівні;

- в момент часу 2 с вмикається контур керування частотою. На вхід контуру подається приписане значення фазового зсуву між коливаннями робочого органа і електромагнітною силою $\varphi_{pr} = -45^\circ$, що відповідає максимуму коефіцієнта корисної дії привода;

- в момент часу 7 с збільшується маса m_3 на 6 кг і коефіцієнт b_3 на 1200 Н·с/м (імітація завантаження лотка віброконвеєра на 50%);
- в момент часу 12 с знову збільшується маса m_3 на 6 кг і коефіцієнт b_3 на 1200 Н·с/м (імітація повного завантаження лотка віброконвеєра).

Результати моделювання наведені на рис. 3.5 – 3.11. На рис. 3.5 наведено графік зміни у часі амплітуди коливань робочого органа віброконвеєра. Крива 1 – приписане значення амплітуди, крива 2 – значення амплітуди, визначене в результаті дискретного перетворення Фур'є сигналу акселерометра. За наведеним графіком визначаємо максимальне перерегулювання σ і час перехідного процесу t_{tr} при керуванні амплітудою: при запуску на холостому ході $\sigma = 22\%$; $t_{tr} = 3,4$ с; при накиді 50% навантаження $\sigma = 1\%$; $t_{tr} = 0,9$ с; при накиді повного навантаження: $\sigma = 6\%$; $t_{tr} = 0,6$ с.

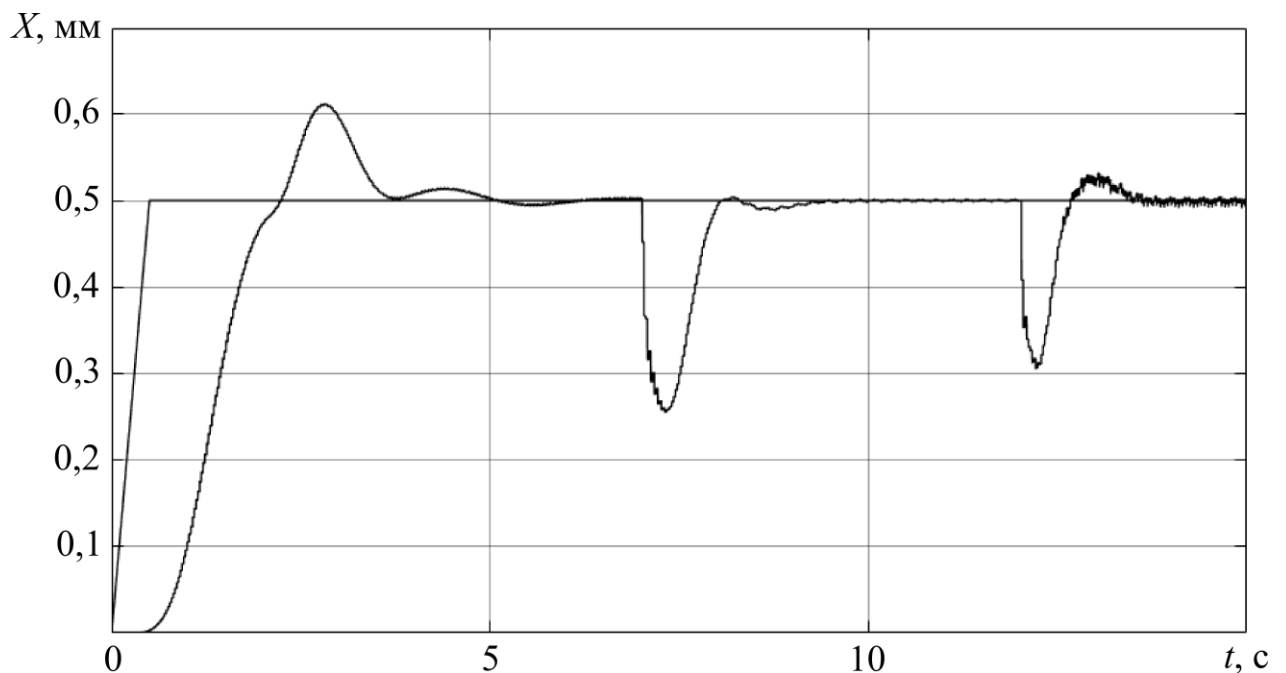


Рисунок 3.5 – Графік зміни у часі амплітуди коливань робочого органа віброконвеєра

На рис. 3.6, 3.7 наведено графіки зміни у часі відповідно частоти вібрації f і фазового зсуву φ між коливаннями робочого органа та електромагнітною силою. Спочатку система запускається на частоті 43 Гц для досягнення певної амплітуди коливань. В момент часу 2 с вмикається контур керування частотою, внаслідок чого частота збільшується до 43,57 Гц, що відповідає значенню $\varphi = -46^\circ$. Встановлена помилка близько 1° обумовлена зоною нечутливості регулятора частоти.

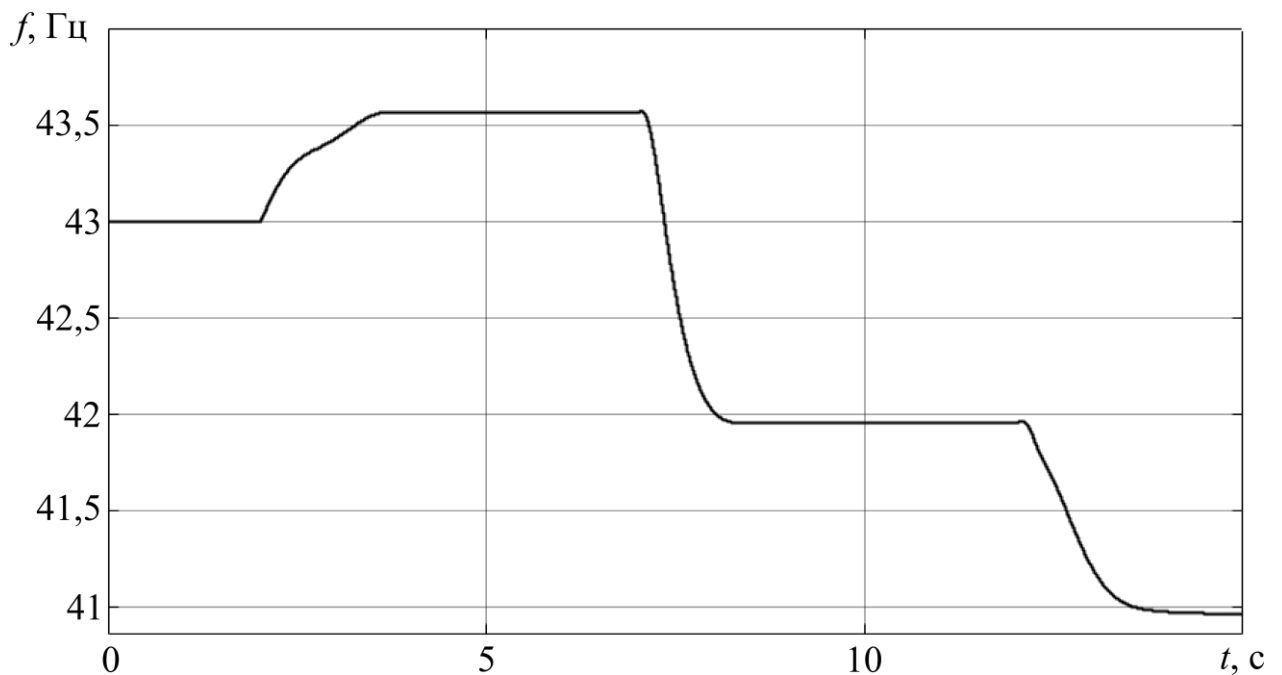


Рисунок 3.6 – Графік зміни у часі частоти вібрації

При накиді навантаження в моменти часу 7 с і 12 с зменшується резонансна частота. Система керування частотою реагує на це, зменшуючи частоту вимушених коливань f таким чином, щоб фазове зрушення φ відповідало приписаному значенню -45° . В результаті величина f зменшується спочатку до 42 Гц, потім до 41 Гц. Всі 3 перехідних процеси переналаштування за частотою проходять без перерегулювання, а час перехідного процесу дорівнює відповідно 1,34 с; 0,94 с; 1,45 с.

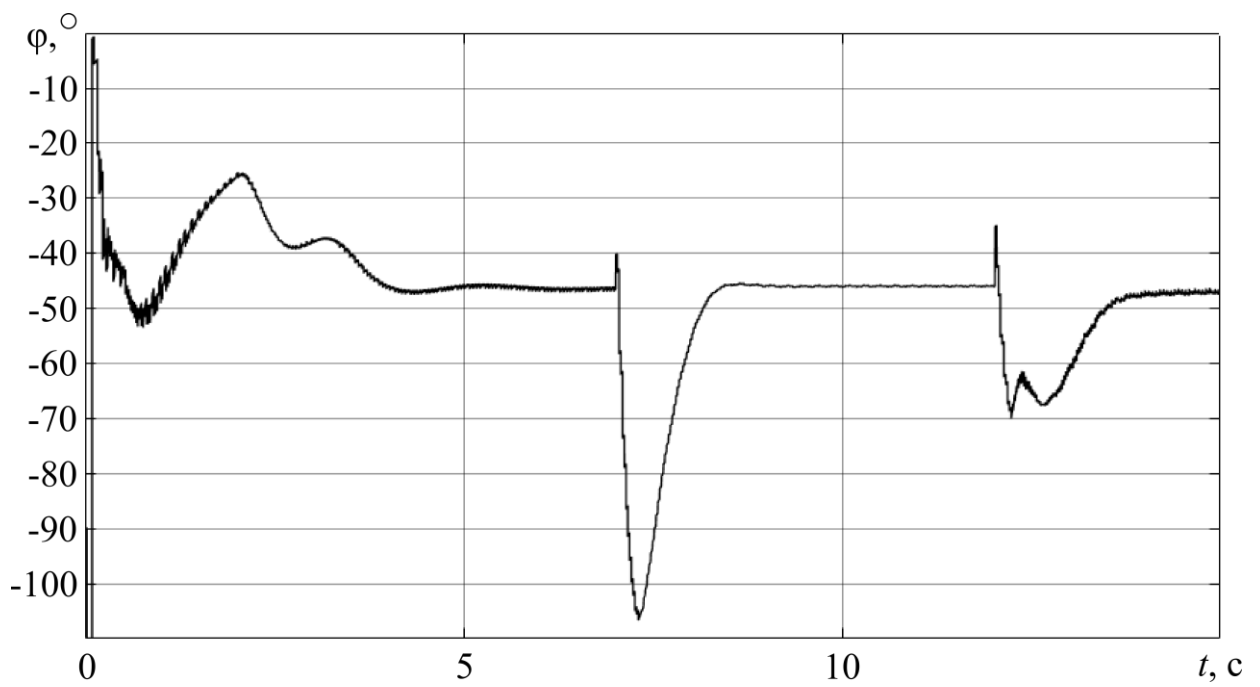


Рисунок 3.7 – Графік зміни у часі фазового зсуву

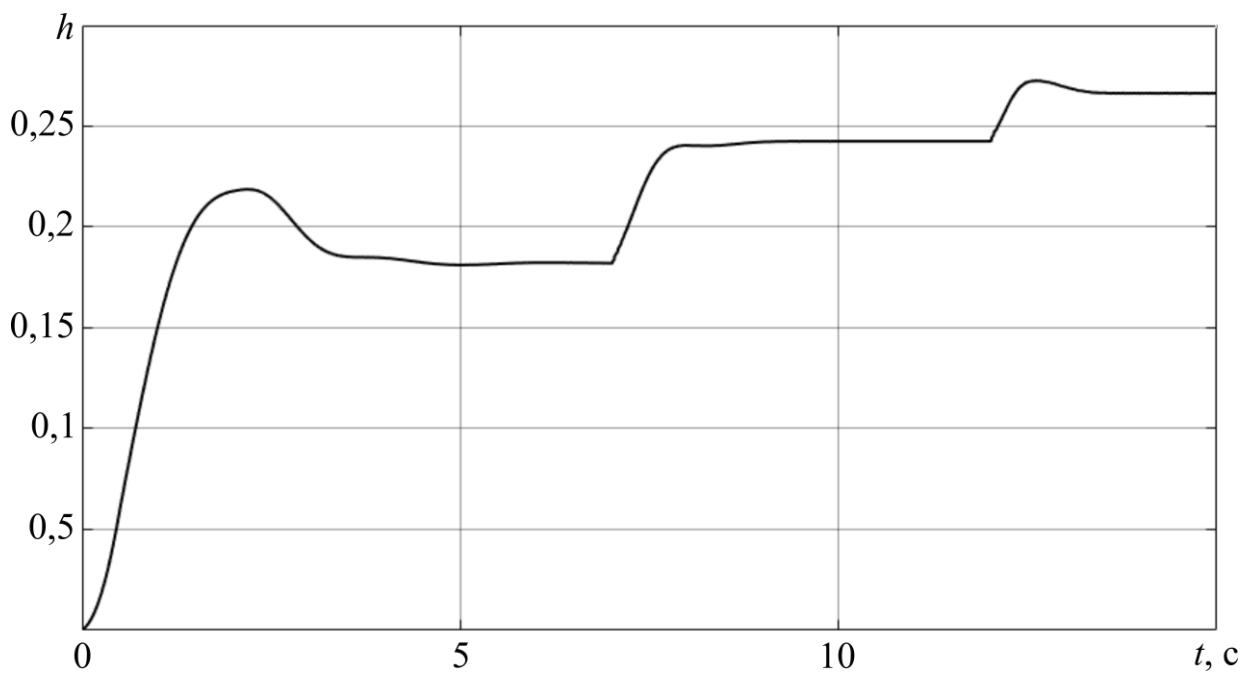


Рисунок 3.8 – Графік зміни у часі відносної ширини імпульсів h

На рис. 3.8 наведено графік зміни у часі відносної ширини імпульсів h . Спочатку вона зростає до рівня 0,219. Потім, в момент часу 2 с, вмикається контур керування частотою, який налаштовує коливальну систему на енергоефективний білярезонансний режим. Реагуючи на це, контур

амплітуди зменшує ширину імпульсів до 0,182. Після накиду 50% навантаження ширина імпульсів збільшується до 0,242, а після накиду повного навантаження – до 0,266. Оскільки останнє значення перевищує величину $h_0 = 0,26$, йому відповідає ненульове значення h_1 (рис. 3.9).

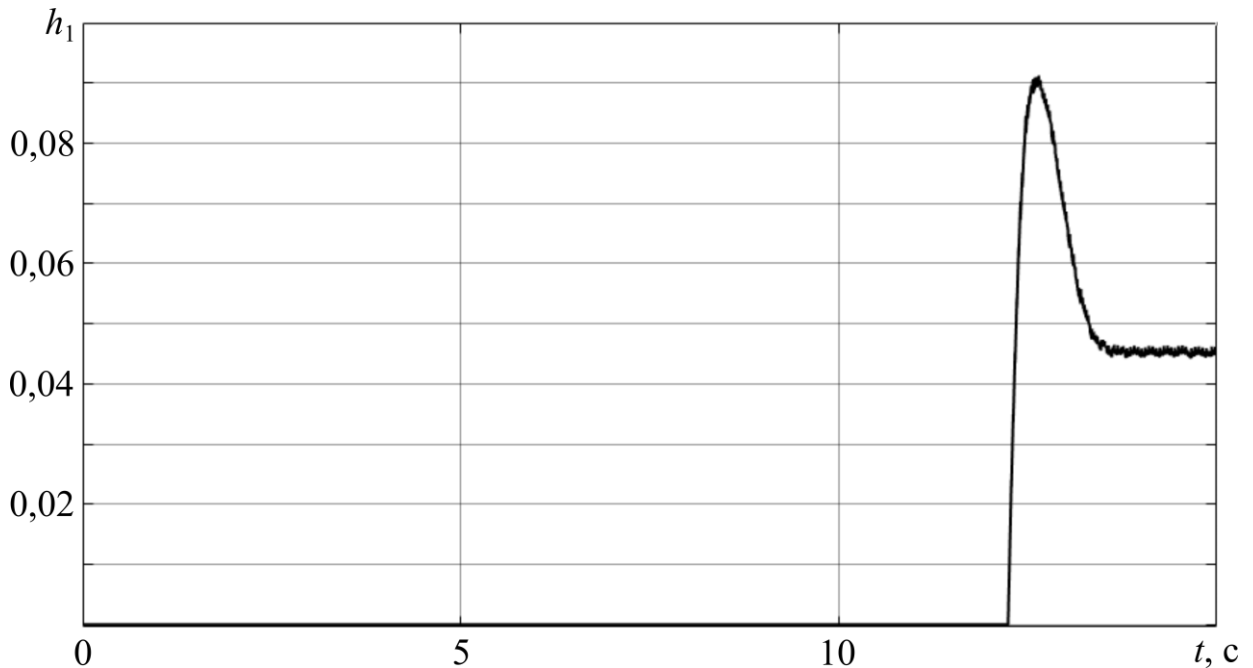


Рисунок 3.9 – Графік зміни у часі відносної ширини імпульсів h_1

На рис. 3.10, 3.11 наведені графіки зміни у часі механічної потужності на виході привода і його коефіцієнта корисної дії. Зі зростанням навантаження обидві величини збільшуються. ККД привода при половині навантаження досягає значення 0,804, а при повному навантаженні – 0,837.

На рис. 3.12 наведені осцилограми напруги, струму обмоток вібратора, електромагнітної сили та величини повітряного проміжку. Зі збільшенням ширини імпульсів напруги зростає амплітуда імпульсів струму. При ненульовому значенні h_1 на даному проміжку система керування формує високочастотні прямокутні імпульси з нульовим середнім значенням.

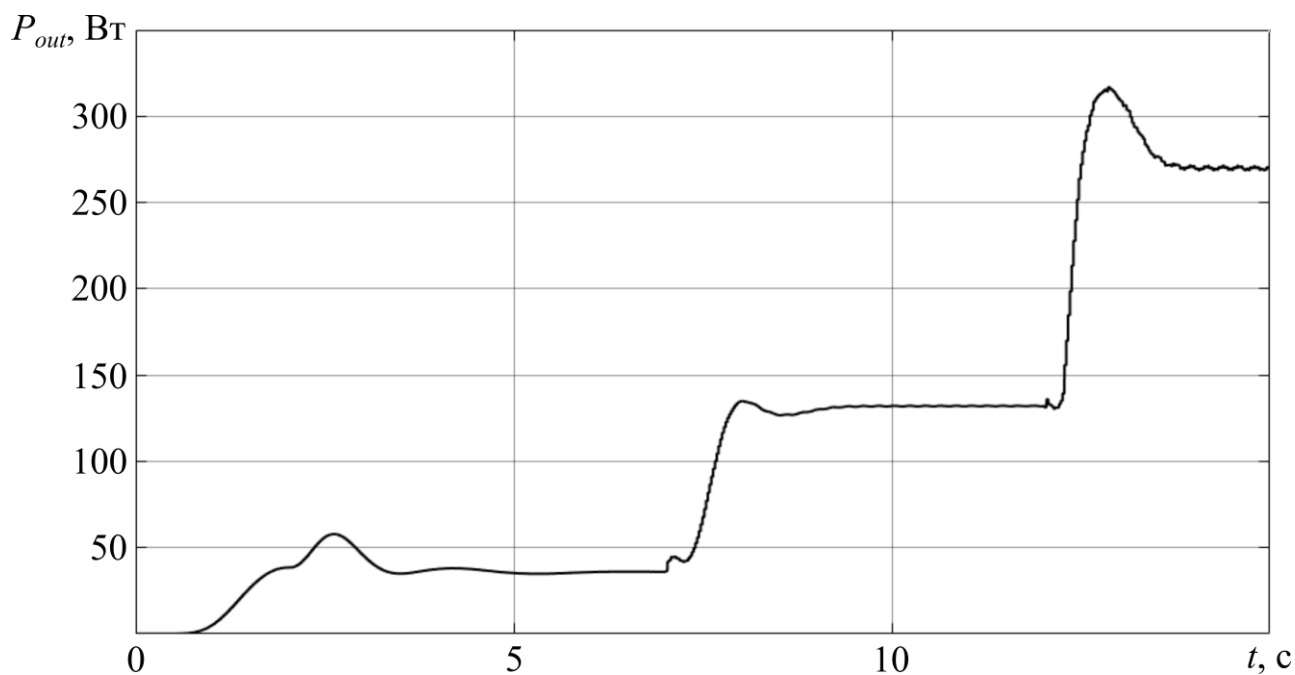


Рисунок 3.10 – Графік зміни у часі механічної потужності привода

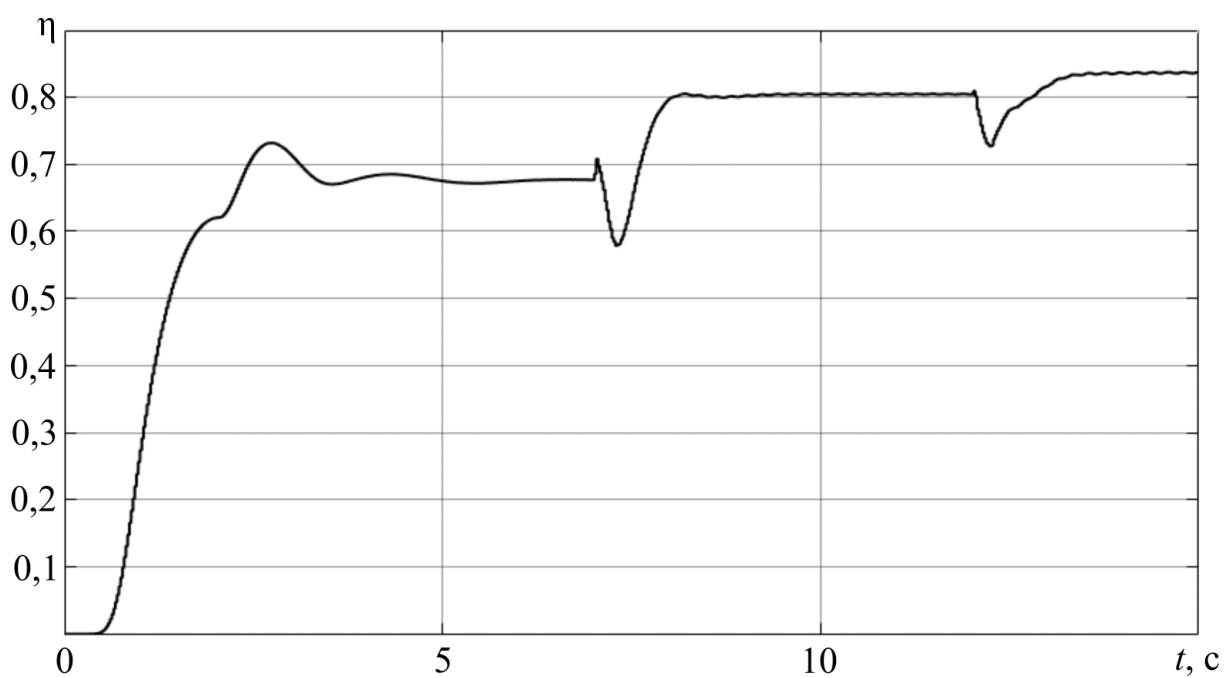


Рисунок 3.11 – Графік зміни у часі коефіцієнта корисної дії привода

Це викликає розділення вершини імпульсу струму на 3 піки, зменшуючи висоту імпульсів струму за рахунок збільшення їх ширини.

Істотно несинусоїдальна електромагнітна сила викликає несинусоїдальні коливання, які, однак, є близькими до синусоїдальних

завдяки резонансу. Це спостерігається на осцилограмі повітряного проміжку (рис. 3.12).

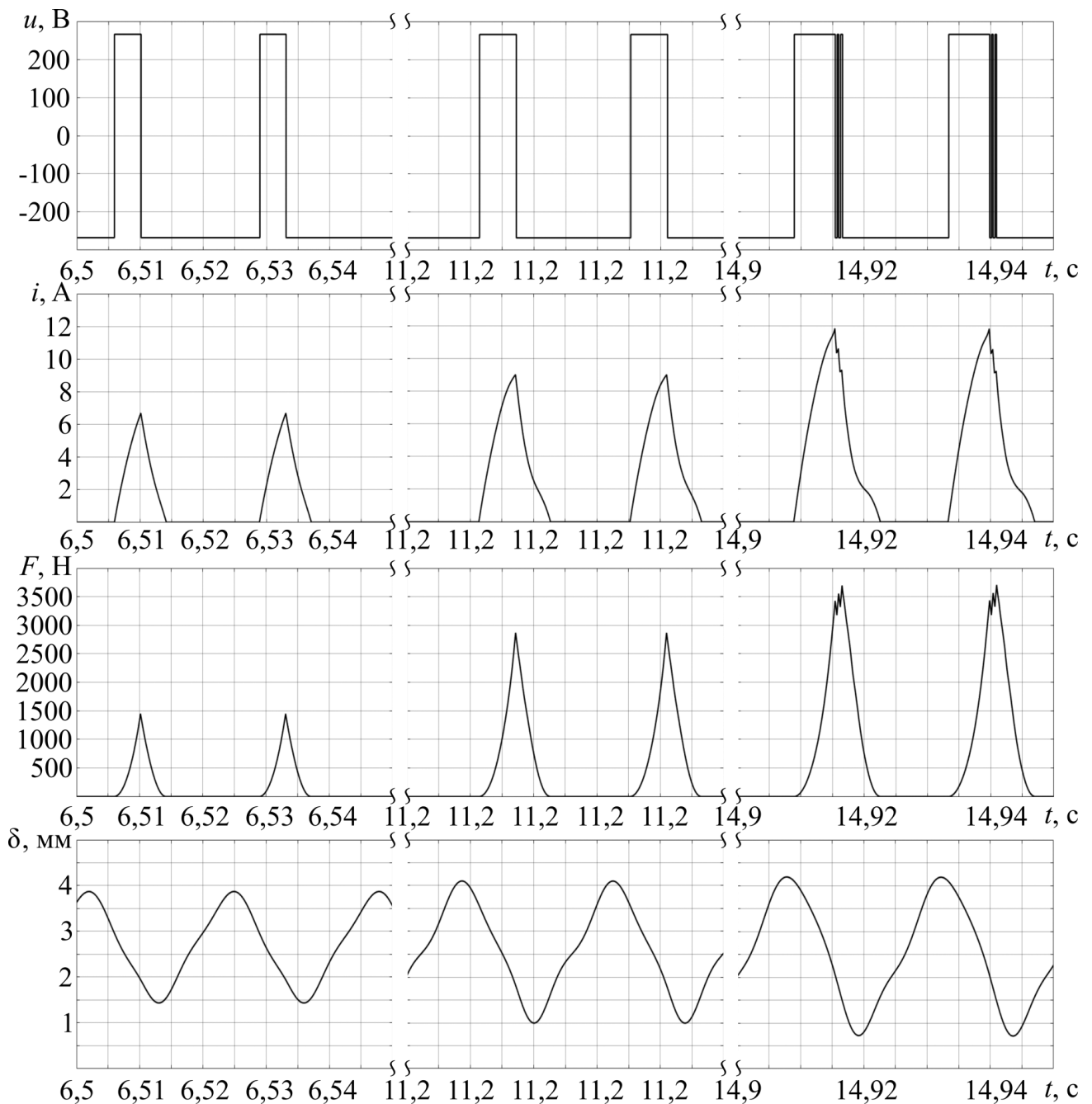


Рисунок 3.12 – Осцилограми напруги, струму обмоток вібратора, електромагнітної сили та величини повітряного проміжку

Отримані результати свідчать про коректну сумісну роботу контурів керування амплітудою та частотою. Час перехідних процесів при наявності навантаження не перевищує 1 с за амплітудою і 1,5 с за частотою.

Максимальне перерегулювання при керуванні амплітудою при наявності навантаження не перевищує 6%, а частотою – відсутнє.

Висновки за третім розділом

Визначено структуру системи автоматичного керування електромагнітним вібраційним приводом при імпульсному живленні обмоток вібратора. Вона відрізняється тим, що:

- опорні сигнали для дискретного перетворення Фур'є синхронізуються з імпульсами напруги незалежно від сигналів датчиків;
- як сигнал зворотного зв'язку в системі фазової автопідстройки частоти використовується фаза коливань робочого органа відносно середини нульового проміжку між позитивним та від'ємним імпульсами напруги;
- з вихода регулятора амплітуди до генератора прямокутних імпульсів надходять 2 керуючі сигнали: ширина імпульсів та ширина нульового проміжку, причому остання визначається в залежності від першої за лінійною функцією з зоною нечутливості.

На основі рівнянь, що описують процеси в системі керування віброприводом при імпульсному живленні, побудована її імітаційна динамічна модель в середовищі Simulink. Проведено моделювання перехідних процесів у вібраційному конвеєрі при накиді навантаження. Отримані результати свідчать про коректну сумісну роботу контурів керування амплітудою та частотою. Час перехідних процесів при наявності навантаження не перевищує 1 с за амплітудою і 1,5 с за частотою. Максимальне перерегулювання при керуванні амплітудою при наявності навантаження не перевищує 6%, а при керуванні частотою – відсутнє.

Теоретичні дослідження та числове моделювання дозволяють зробити висновок, що запропонована структура системи автоматичного керування може бути застосована для регулювання амплітуди та частоти електромагнітних вібраційних приводів з імпульсним живленням.

Отримані в даному розділі результати опубліковано в роботі [44].

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПРИВОДА ВІБРАЦІЙНОГО КОНВЕЄРА

4.1 Технічна реалізація керованого вібраційного привода з імпульсним живленням електромагнітів

На основі топології, розглянутої в роботі [36], складаємо принципову електричну схему силового перетворювача для електромагнітного вібраційного привода (рис 4.1). Він складається з некерованого мостового випрямляча VD1 – VD4, LC-фільтра і транзисторного інвертора напруги VT1, VT2, VD5, VD6.

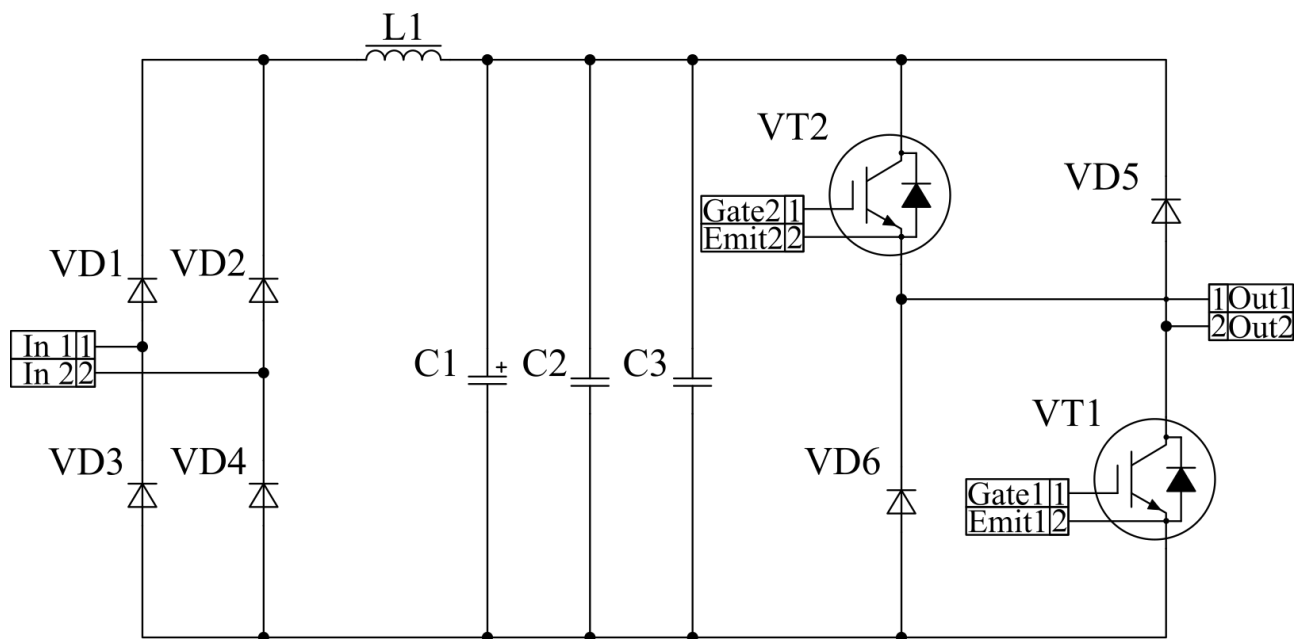


Рисунок 4.1 – Схема силової частини перетворювача

Як силові ключі інвертора було обрано транзистори IGBT IXYN85N120C4H1 [45], розраховані на струм до 85 А і напругу до 1200 В. Діоди інвертора DSEP60-12AR [46], розраховані на струм 60 А і напругу 1200 В. Характеристики елементів схеми наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Характеристики елементів схеми силової частини

Компонент схеми	Найменування	Номінал
VT1, VT2	Транзистор IGBT IXYN85N120C4H1	
VD1-VD4	Діодний міст 36MT80	
VD5, VD6	Діод DSEP60-12AR	
C1	Батарея конденсаторів електролітичних	
C2, C3	Конденсатор метало-плівковий	0,47 мкФ, 630 В

Схема малопотужної частини інвертора наведена на рис. 4.2.

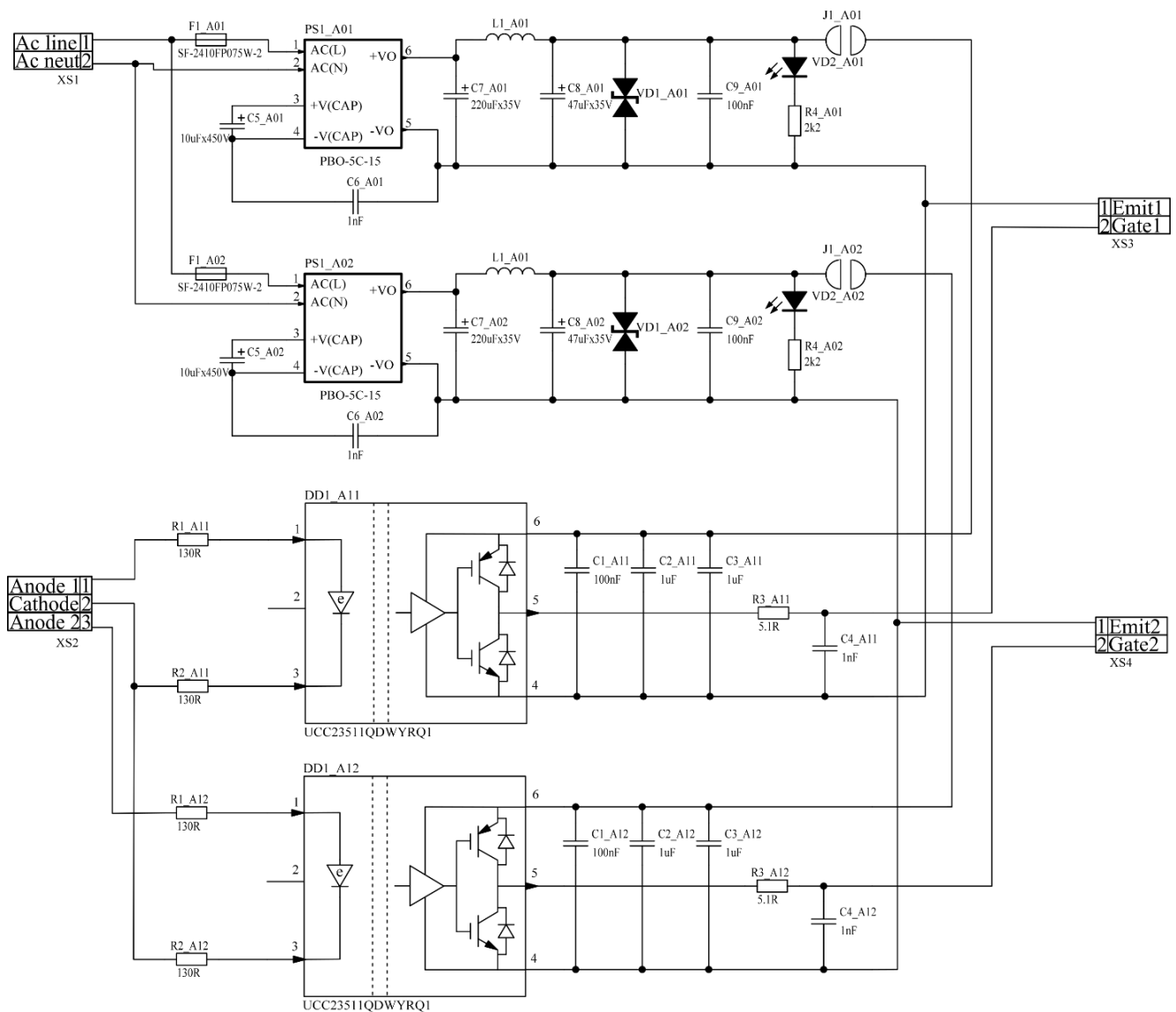


Рисунок 4.2 – Схема малопотужної частини інвертора

Основні елементи схеми (рис. 4.2) наведені в табл. 4.2. Для керування транзисторами в схемі використовуються драйвери UCC23511-Q1 [47], які містять оптопару для гальванічної розв'язки.

Таблиця 4.2 – Основні елементи схеми малопотужної частини інвертора

Компонент схеми	Найменування	Номінал
L1_A01, L1_A02	Котушка	4,7 мкГн
C4_A11, C4_A12	Конденсатор	1 нФ
C9_A01, C9_A02	Конденсатор	100 нФ
R4_A01, R4_A02	Резистор	2,2 кОм
R3_A11, R3_A12	Резистор	160 Ом
VD1_A01, VD1_A02	Захисний діод	
C8_A01, C8_A02	Конденсатор	47 мкФ, 35В
C7_A01, C7_A02	Конденсатор	220 мкФ, 35В
C5_A01, C5_A02	Конденсатор	10 мкФ, 450В
R1_A11, R1_A12, R2_A11, R2_A12	Резистор	130 Ом
XS3, XS4	Роз'єм керування транзисторами	
XS2	Роз'єм вхідного сигналу з мікроконтролера	
XS1	Роз'єм живлення	
C1_A11, C1_A12	Конденсатор	100 нФ
C2_A11, C2_A12, C3_A11, C3_A12	Конденсатор	1 мкФ
C6_A01, C6_A02	Конденсатор	1 нФ
VD2_A01, VD2_A02	Світлодіод вивідний	
PS1_A01, PS1_A02	Модуль силовий рбо-5с-15	

F1_A01, F1_A02	Запобіжник для захисту від перевантаження за струмом	0,75 А
DD1_A11, DD1_A12	Оптосумісний одноканальний ізолюваний драйвер затвора	

Фото розробленого інвертора наведено на рис 4.3. На рисунку прийняті наступні позначення: 1, 7 – транзистори IGBT; 2, 6 – виходи керування транзисторами; 3, 5 – оптосумісний одноканальний ізолюваний драйвер затвора; 4 – роз’єм для сигналу керування; 8, 12 – силовий модуль рбо-5с-15; 9, 14 – конденсатори метало-плівкові; 10, 13 – діоди DSEP60-12AR; 11 – роз’єм живлення плати керування транзисторами.

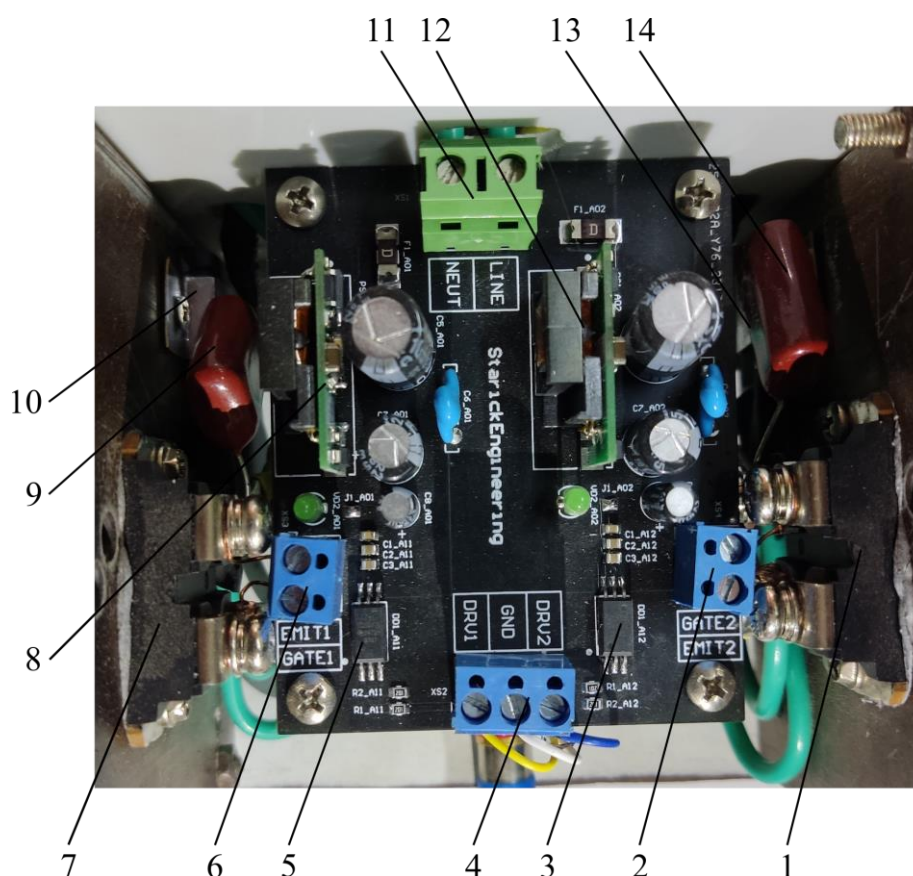


Рисунок 4.3 – Інвертор

Загальний вигляд системи керування електромагнітним вібраційним приводом наведений на рис. 4.4. На рисунку прийняті наступні позначення: 1 – IGBT транзистори; 2 – конденсаторна батарея; 3 – роз'єм виходу керуючих сигналів; 4 – роз'єм входу силового живлення інвертора; 5 – роз'єм входу живлення плати керування транзисторами; 6 – роз'єм підключення дроселя; 7 – перетворювач напруги з 220 В на 12 В; 8 – плата керування транзисторами; 9 – радіатори охолодження транзисторів; 10 – кулери охолодження транзисторів; 11 – керуючий модуль, розроблений в лабораторії вібраційних електромеханічних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова [48].

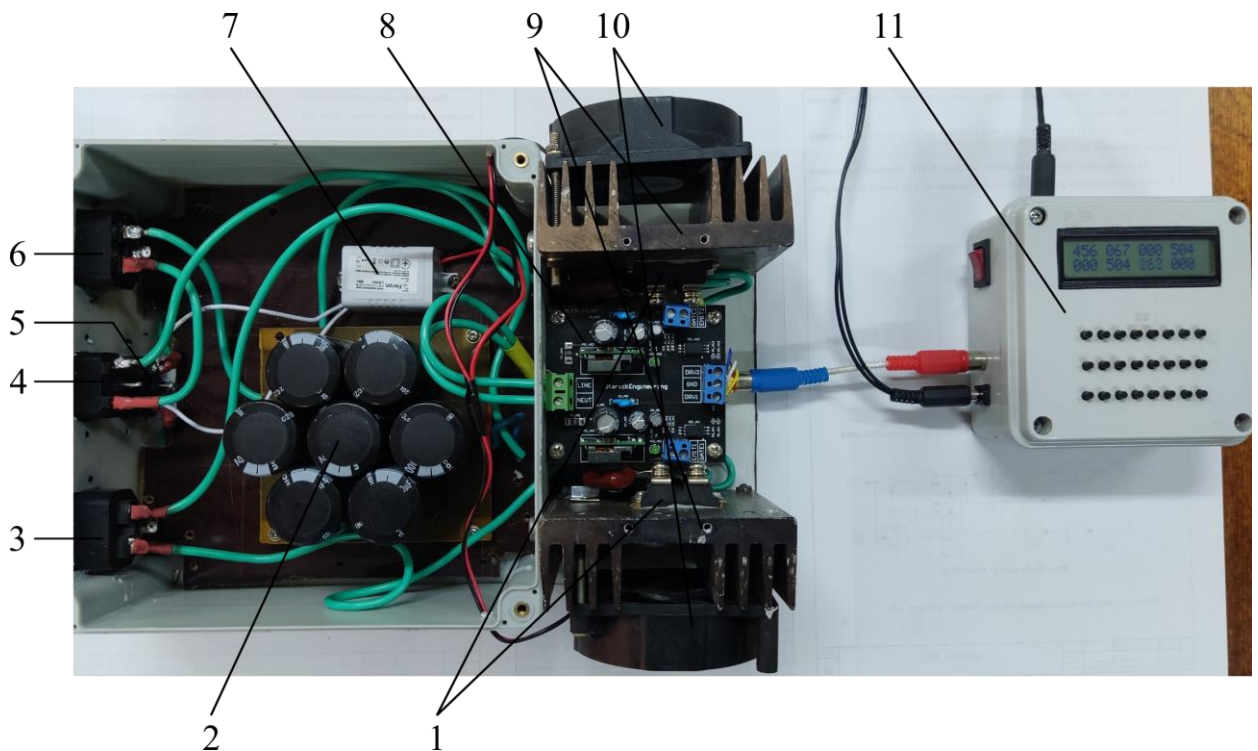


Рисунок 4.4 – Система керування електромагнітним вібраційним приводом

Його основу складає мікроконтролер ATmega16, LCD-дисплей, матрична клавіатура. Акселерометр ADXL78 (модель AD22279) [49] і датчик струму ACS712ELCTR-05B [50] підключаються до аналогових входів мікроконтролера.

Програма мікроконтролера керуючого модуля здійснює обробку сигналу акселерометра і керує ключами інвертора згідно заданому закону керування. Вона також забезпечує інтерфейс користувача. За основу було взято програму, описану в [48]. Початок роботи основного циклу програми відбувається після налаштування та ініціалізації периферії.

Основний цикл включає в себе операції обробки клавіш та вивід інформації на дисплей, це дає змогу користувачу задати режим роботи, параметри системи та вхідні сигнали. В програмі є можливість обрати один з трьох режимів роботи, а саме: нульовий, перший та другий. Нульовий режим роботи дає змогу встановити в ручному режимі частоту та амплітуду напруги на обмотці вібратора. В першому режимі користувачем встановлюється частота, а за допомогою зворотного зв'язку за амплітудою вібрації автоматично встановлюється та регулюється амплітуда напруги. При цьому користувачем задається закон зміни в часі приписаного значення амплітуди: константа, або лінійний із заданою швидкістю та обмеженням. В другому режимі відбувається автоматичне керування і амплітудою, і частотою.

Закон керування реалізується у підпрограмі обробки переривань АЦП, на який потрапляє сигнал акселерометра. За допомогою дискретного перетворення Фур'є визначається його основна гармонічна складова для подальшого керування амплітудою і автоматичного налаштування частоти на білярезонансний режим.

Для реалізації імпульсної форми напруги до керуючої програми було внесено відповідні зміни. Зокрема, обчислення опорних сигналів для процедури дискретного перетворення Фур'є і формування імпульсів вихідної напруги реалізуються в підпрограмі обробки переривань 1-го таймера-лічильника. Згідно налаштувань, переривання виникають через кожні 72,5 мкс.

Алгоритм підпрограми обробки переривань таймера наведений на рис. 4.5.

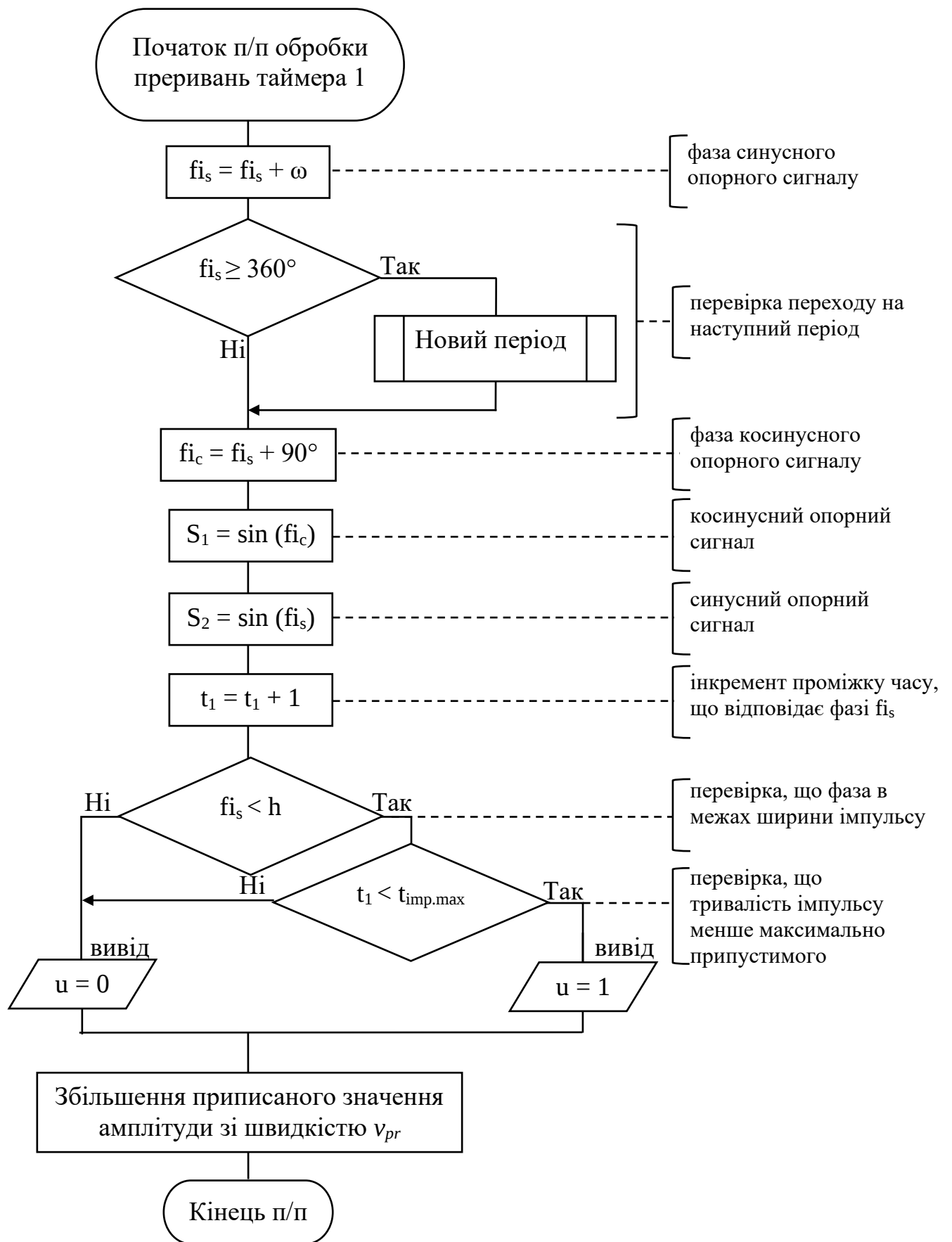


Рисунок 4.5 – Алгоритм підпрограми обробки переривань таймера

До цієї ж підпрограми входить реалізація плавної зміни приписаних значень амплітуди вібрації з заданою з клавіатури швидкістю v_{pr} . Але ця частина залишилася без змін.

Алгоритм працює наступним чином. На першому етапі проводиться перевірка фази синусного опорного сигналу. Якщо даний сигнал більше або дорівнює 360° , виконується підпрограма «Новий період». На наступному етапі визначається фаза косинусного опорного сигналу. Спираючись на вище отримані значення визначаються косинусний та синусний опорні сигнали. Наступним кроком програми є визначення інкременту проміжку часу, що відповідає фазі синусного опорного сигналу. Після цього проводиться перевірка фази, чи є вона в межах ширини імпульсу. При отриманні негативного результату система посилає логічний нуль на керуючий вхід інвертора, що відповідає закритому стану транзисторів. В разі позитивного результату проводиться додаткова перевірка, а саме, чи тривалість імпульсу менша максимально допустимої. Якщо ж тривалість імпульсу входить у встановлений діапазон, система видає логічну одиницю, що відкриває транзистори інвертора.

Алгоритм підпрограми «Новий період» наведений на рис. 4.6. Першим етапом відбувається скидання значень фази синусного опорного сигналу та лічильника часу. Після цього визначається дійсне та уявне значення основної гармоніки прискорення шляхом збереження значень інтегралів добутків сигналу акселерометра з опорними сигналами, що накопичилися за період. Далі, інтеграли обнулюються для накопичення на наступному періоді. Маючи значення інтегралів добутків сигналу акселерометра з опорними сигналами, на наступному кроці обчислюємо амплітуду і фазу вібраційного прискорення та амплітуду вібраційного переміщення.

Фрагмент програми мікроконтролера, що реалізовує алгоритми (рис 4.5, 4.6) наведений в додатку А.

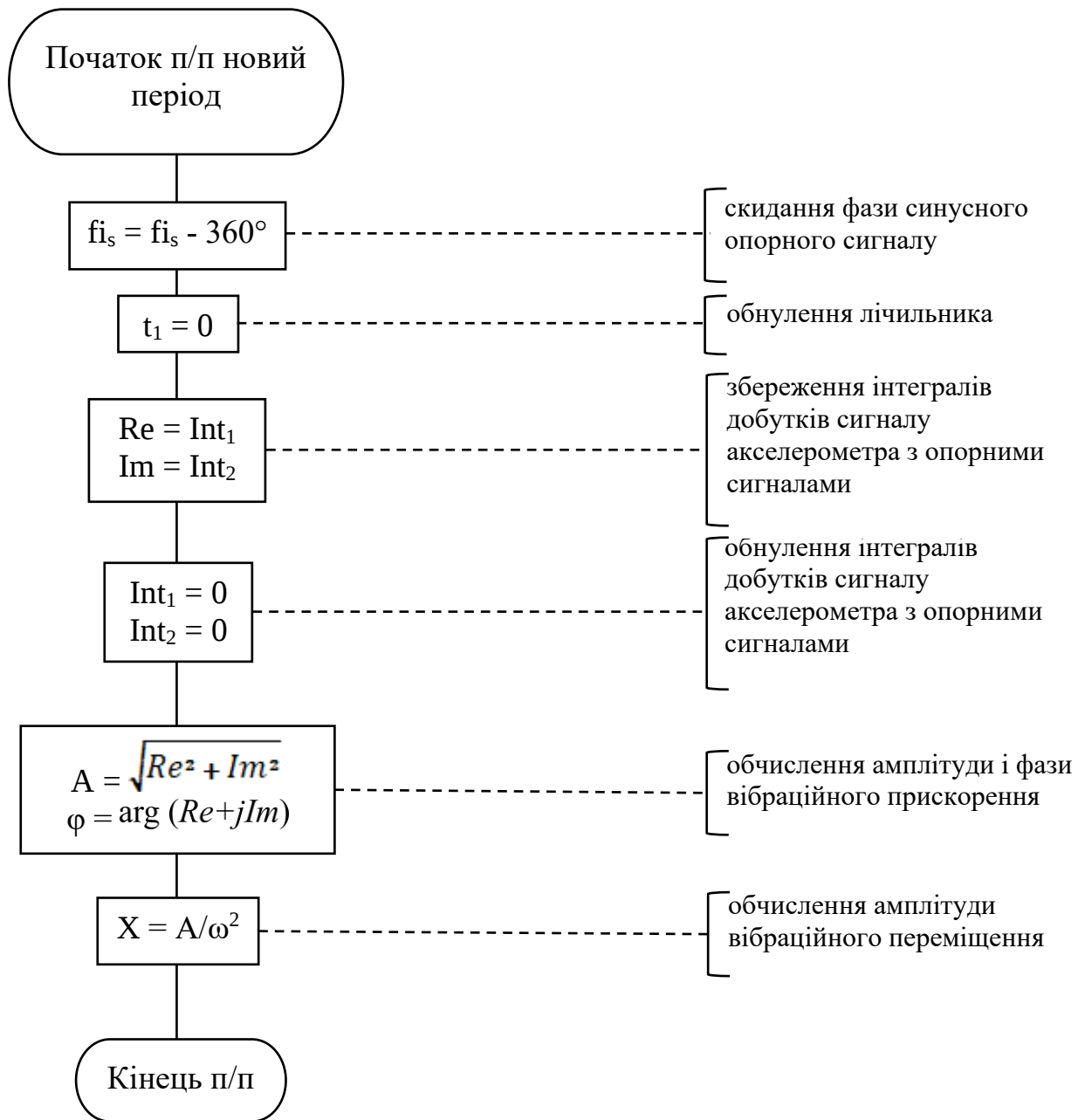


Рисунок 4.6 – Алгоритм підпрограми «Новий період»

Таким чином, створена в другому і третьому розділах структура системи автоматичного керування електромагнітним вібраційним приводом реалізована в розроблених та виготовлених пристроях і програмному забезпеченні.

4.2 Розробка експериментальної установки з вібраційним конвеєром

За основу експериментальної установки беремо дослідний зразок вібраційного конвеєра, розроблений в роботі [51]. Його основні параметри наведені в таблицях 2.1 і 3.1 (окрім результуючого опору паралельно з'єднаних обмоток електромагнітів, який, згідно останнім вимірюванням, склав 1,784 Ом).

На рис 4.7 наведено функціональну схему експериментальної установки, вона включає в себе наступні елементи: 1 – віброгасник, 2 – пружини підвісу віброгасника, 3 – проміжна рама, 4 – пружини між підвісною рамою та робочим органом, 5 – ресори, 6 – електромагнітний вібратор, 7 – акселерометр, 8 – робочий орган, 9 – датчик напруги, 10 – датчик струму, 11 – силовий інвертор, 12 – USB-осцилограф, 13 – комп'ютер, 14 – керуючий модуль.

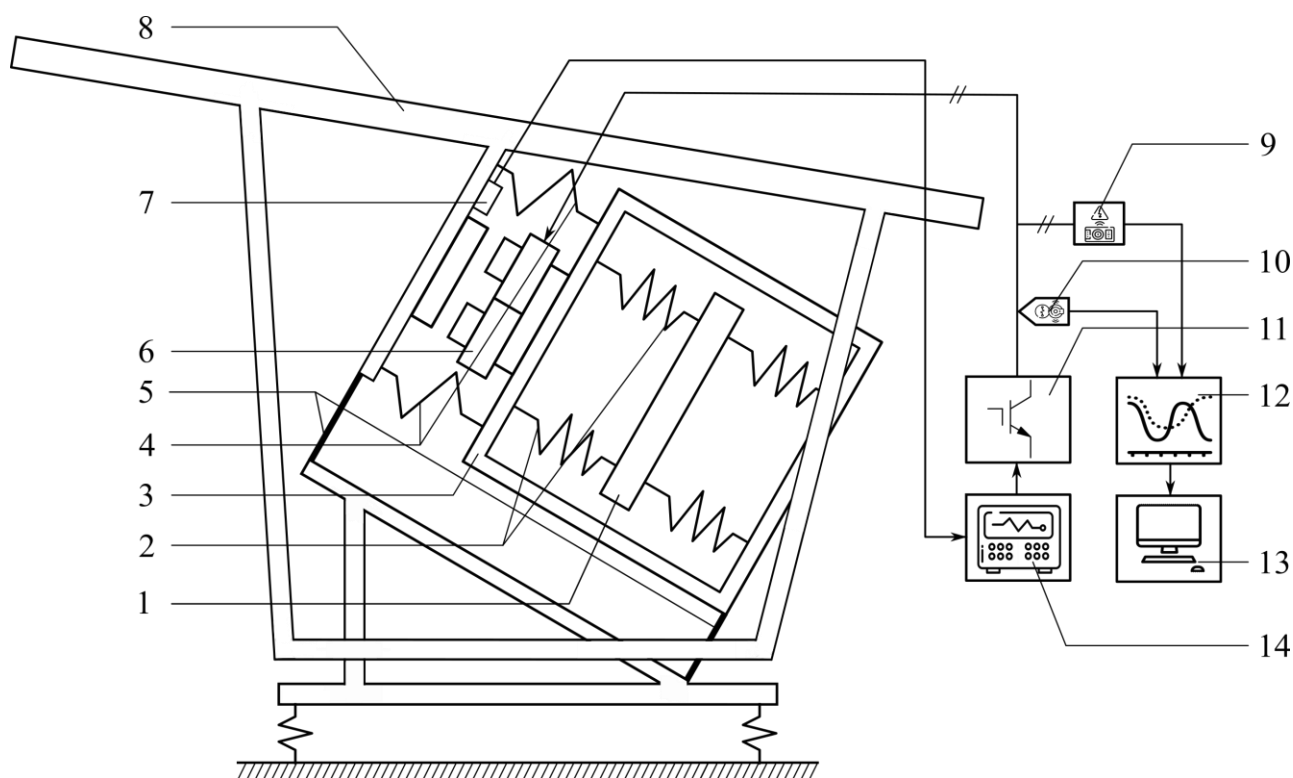


Рисунок 4.7 – Функціональна схема експериментальної установки

Система керування, до якої входить керуючий модуль 14, силовий інвертор 11 і акселерометр 7, забезпечує живлення обмоток електромагнітів вібратора напругою імпульсної форми, створюючи вібрацію лотка віброконвеєра з заданою амплітудою та частотою. Напруга і струм обмоток вимірюються датчиками напруги 9 і струму 10 відповідно, сигнали яких передаються за допомогою USB-осцилографа 12 на комп'ютер 13, де відбувається їх обробка.

На рис. 4.8 наведено загальний вигляд експериментальної установки, на ньому прийняті наступні позначення: 1 – робочий орган, 2 – ресори, 3 – пружини між підвісною рамою та робочим органом, 4 – електромагнітний вібратор, 5 – пружини підвісу віброгасника, 6 – акселерометр, 7 – датчик струму, 8 – датчик напруги, 9 – силовий інвертор, 10 – комп'ютер, 11 – керуючий модуль.

Розроблена установка дає можливість досліджувати процеси в керованому електромагнітному приводі вібраційного конвеєра шляхом отримання та обробки осцилограм сигналів акселерометра, датчика струму і датчика напруги в різних режимах роботи.

4.3 Дослідження роботи вібраційного конвеєра при змінному навантаженні. Аналіз осцилограм струму і напруги

В лоток конвеєра завантажують 100 кг щебеня. При вібрації він буде рухатись по поверхні лотка, зсипаючись з неї у спеціальну ємність. Таким чином, кількість щебеня на робочому органі конвеєра буде поступово зменшуватись, що означає плавне зменшення навантаження.

В першому досліді задаємо наступні параметри вібрації:

- частота 45,6 Гц, що відповідає резонансу;
- приписане значення амплітуди вібрації лотка 0,75 мм;



1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11



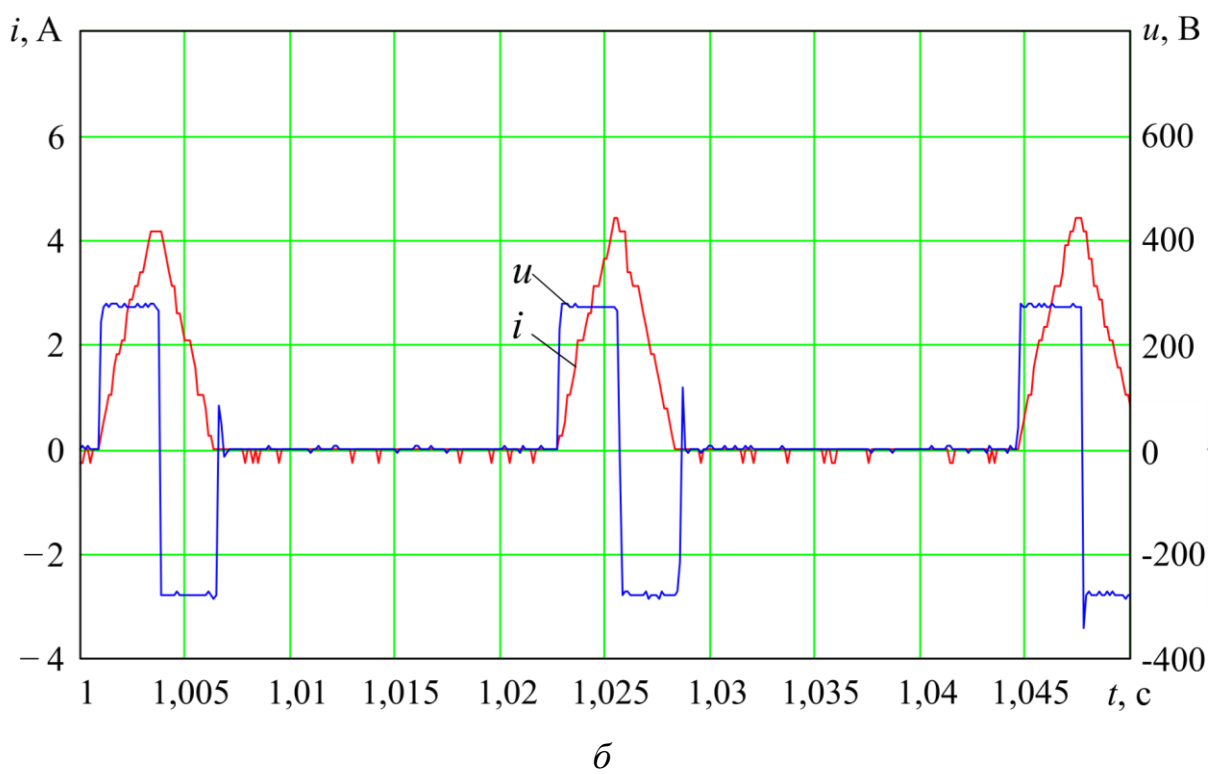
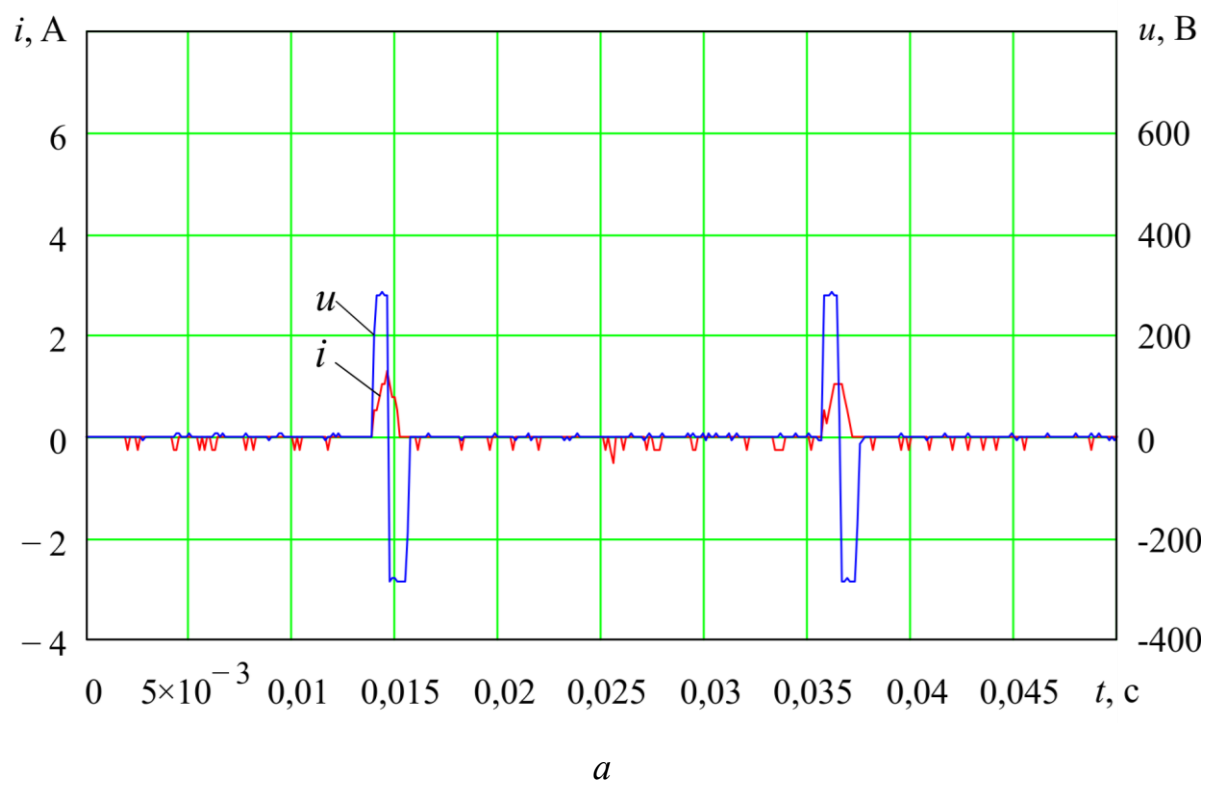
Рисунок 4.8 – Загальний вигляд експериментальної установки

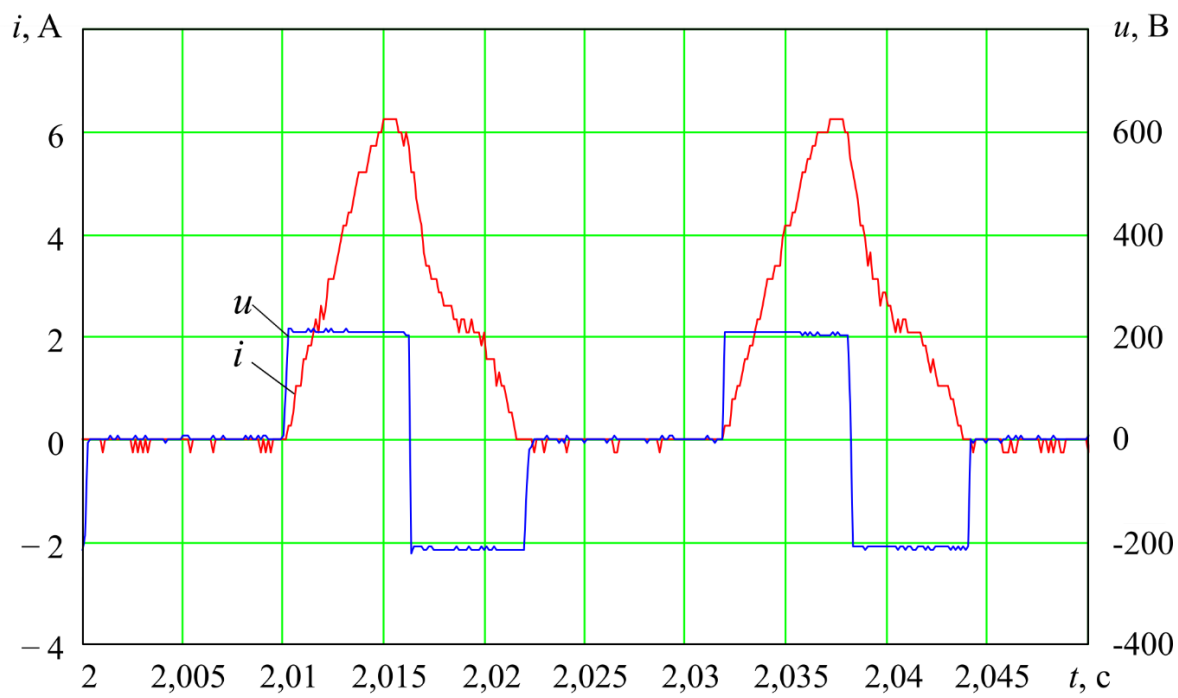
– швидкість зростання приписаної амплітуди при ввімкненні 0,28 мм/с (приписане значення амплітуди за 2,7 с досягає величини 0,75 мм і далі залишається на цьому рівні).

Запускаємо установку при даних параметрах і отримуємо осцилограми напруги і струму вібратора. Експеримент триває 25 с. Протягом перших 5 с амплітуда вібрації робочого органа, яка відображається на екрані керуючого пристрою, зростає до приписаного значення і потім залишається приблизно на цьому рівні (відхиляється не більше, ніж на 8 %).

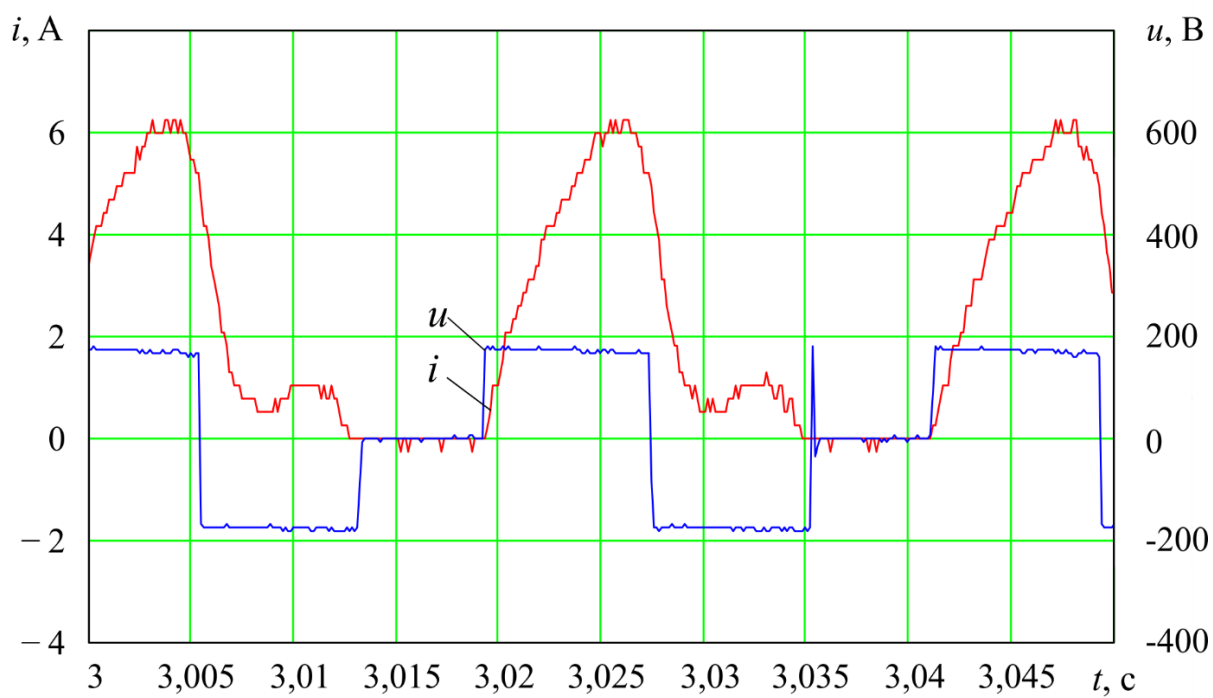
На рис. 4.9, *a – e* наведені фрагменти осцилограм струму і напруги відповідно на 1-й, 2-й, 3-й, 4-й, 11-й та 22-й секундах експерименту. Протягом першої секунди струм зростає при практичній відсутності коливань якоря. Тому, в цей період він має форму, близьку до трикутної (рис. 4.9, *a, б*). До початку третьої секунди він досягає максимальної амплітуди близько 6 А (рис. 4.9, *в*). До цього моменту амплітуда відносних коливань якоря та осердя електромагніта X_{12} досягає значення близько 0,5 мм (рис. 4.10). Це викликає появу в обмотках вібратора проти-ЕРС, яка викривляє спадаючий фронт струму (рис. 4.9, *в*). До початку четвертої секунди амплітуда X_{12} досягає максимального значення 1,1 мм (рис. 4.10), тому на відповідній осцилограмі (рис. 4.9, *г*) спостерігаються істотні провали струму на спадаючих фронтах внаслідок впливу проти-ЕРС. Це означає, що більша частина енергії зарядженої індуктивності перетворюється на механічну енергію на виході привода. По мірі зменшення кількості щекбень на лотку віброконвеєра амплітудні значення струму знижуються (рис. 4.9, *д, e*).

Отримані осцилограми струму та напруги вібратора відображають характер протікання електромагнітних, електромеханічних та енергетичних процесів, який якісно відповідає теоретичним розрахункам.





$\mathcal{E}$



$\mathcal{Z}$

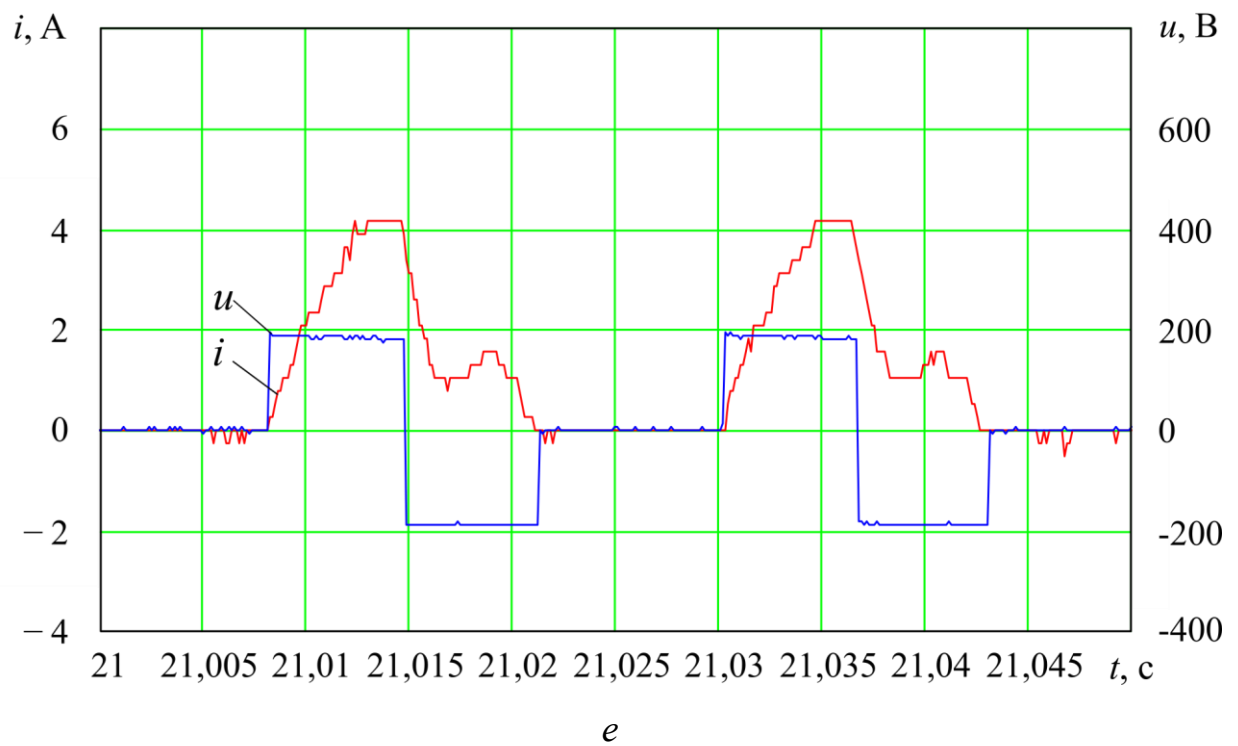
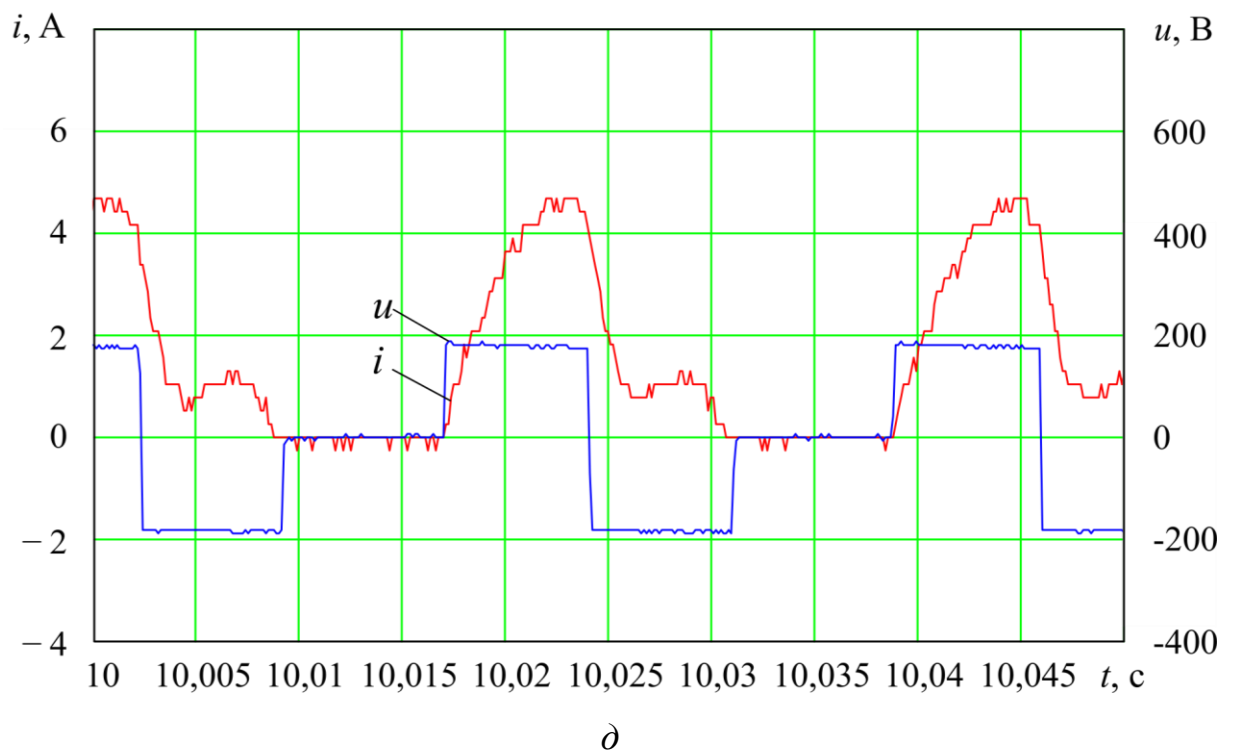


Рисунок 4.9 – Осцилограми струму і напруги на обмотці вібратора

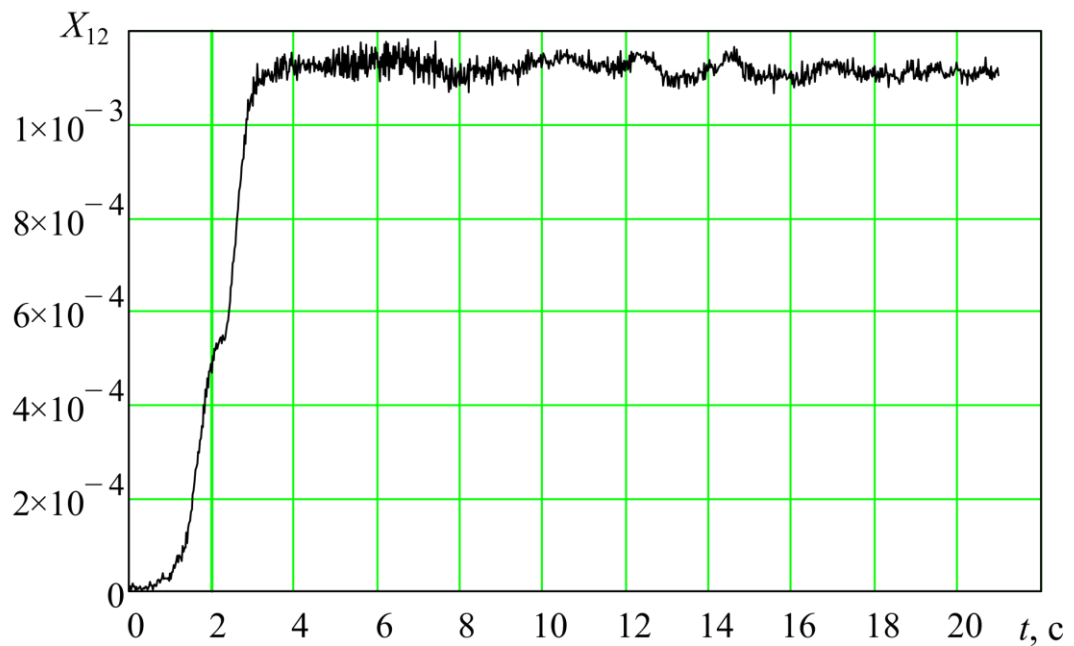


Рисунок 4.10 – Амплітуда відносних коливань якоря та осердя електромагніта X_{12}

4.4 Визначення енергетичних характеристик електромагнітного привода вібраційного конвеєра на основі результатів експериментів

В процесі програмної обробки осцилограми напруги визначаємо моменти відкриття і закриття транзисторів t_{on} і t_{off} . Шляхом інтегрування добутку напруги і струму визначаємо активну потужність P і втрати потужності в міді P_{Cu} :

$$P_j = f \int_{t_{onj-1}}^{t_{onj}} i(t)u(t)dt; \quad (4.1)$$

$$P_{Cu_j} = f \int_{t_{onj-1}}^{t_{onj}} i^2(t)Rdt, \quad (4.2)$$

де j – номер періоду; $f = 45,58$ Гц – частота струму; $R = 1,784$ Ом – результуючий активний опір обмоток електромагніта.

Оскільки струм є низькочастотним і однополярним, втратами потужності в шихтованій сталі електромагніта можна знехтувати. Тоді механічна потужність на виході вібратора визначається як різниця активної потужності, що ним споживається, та втрат у міді:

$$P_m = P - P_{Cu}. \quad (4.3)$$

ККД вібратора визначаємо як відношення механічної потужності на його виході до споживаної ним потужності:

$$\eta = \frac{P_m}{P}. \quad (4.4)$$

Текст розрахункової програми наведено в додатку Б.

На рис. 4.11 – 4.13 наведені отримані за формулами (4.1) – (4.4) графіки зміни у часі механічної потужності, втрат у міді та ККД вібратора.

Протягом перших 3,5 с спостерігається зростання механічної потужності і втрат у міді до максимальних значень, що відповідає розгону системи до заданої амплітуди вібрації робочого органа, яка в даному досліді складає 0,75 мм. Далі обидві величини поступово спадають по мірі зменшення кількості щебеня на лотку конвеєра. При цьому ККД вібратора починаючи з 4 с тримається на рівні 93 – 93,5 %.

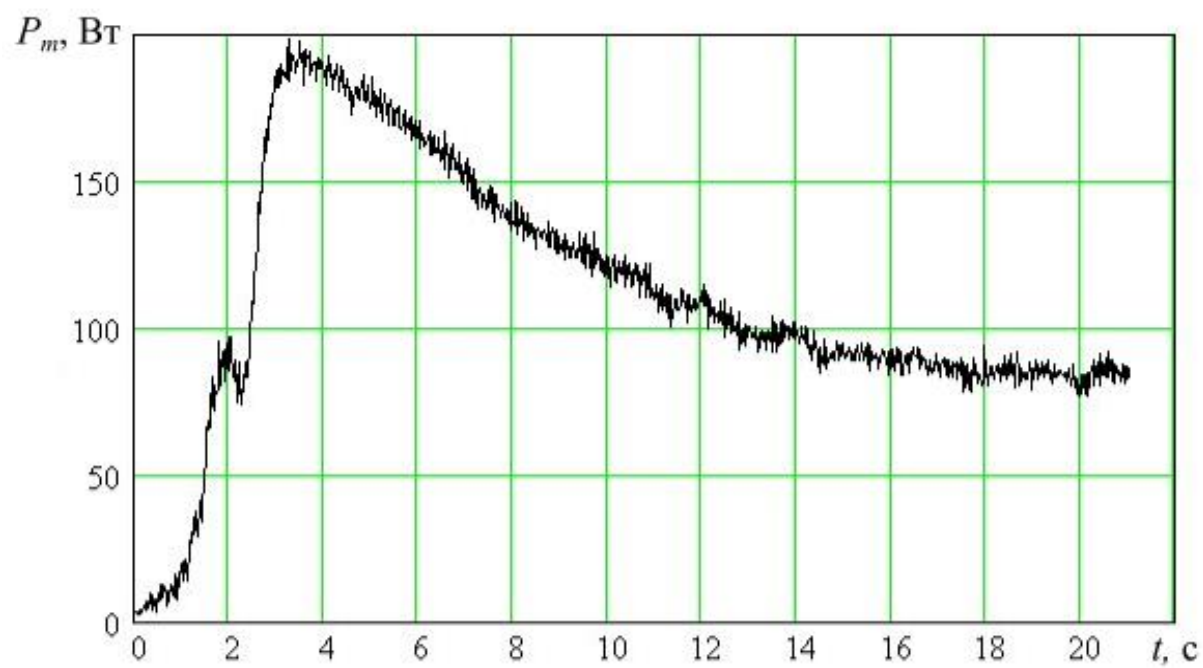


Рисунок 4.11 – Механічна потужність на виході вібратора

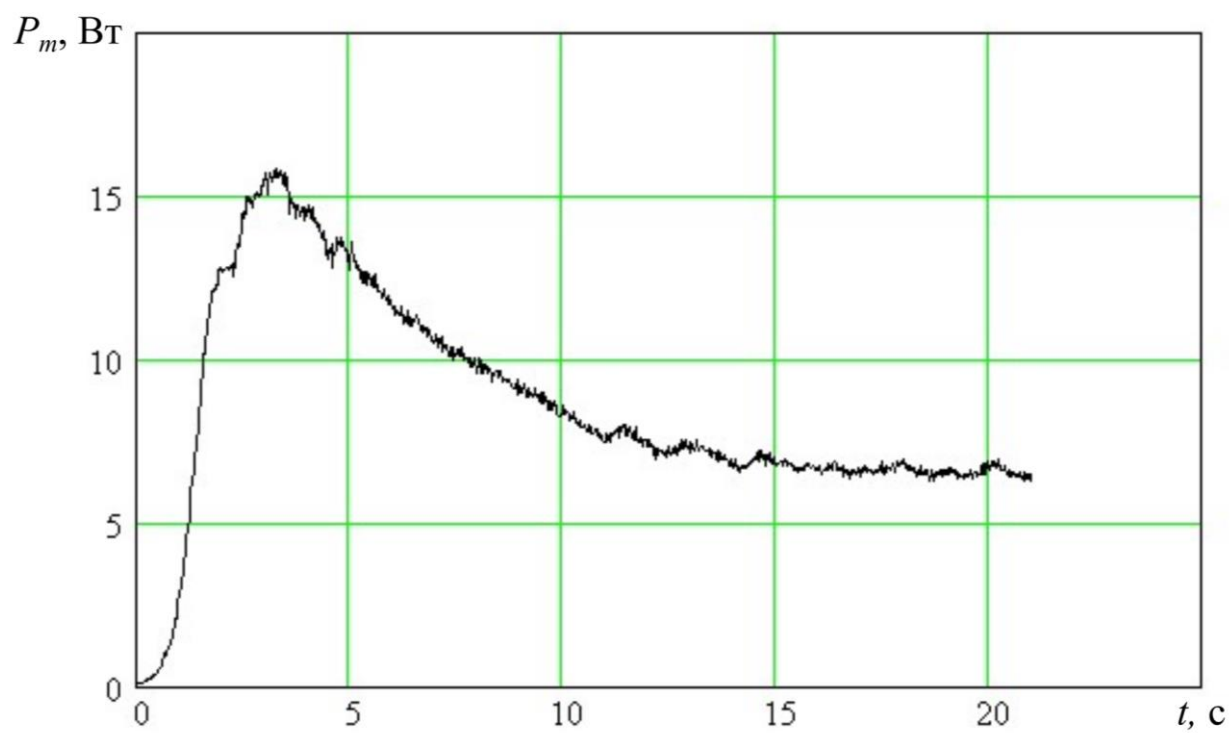


Рисунок 4.12 – Втрати в міді вібратора

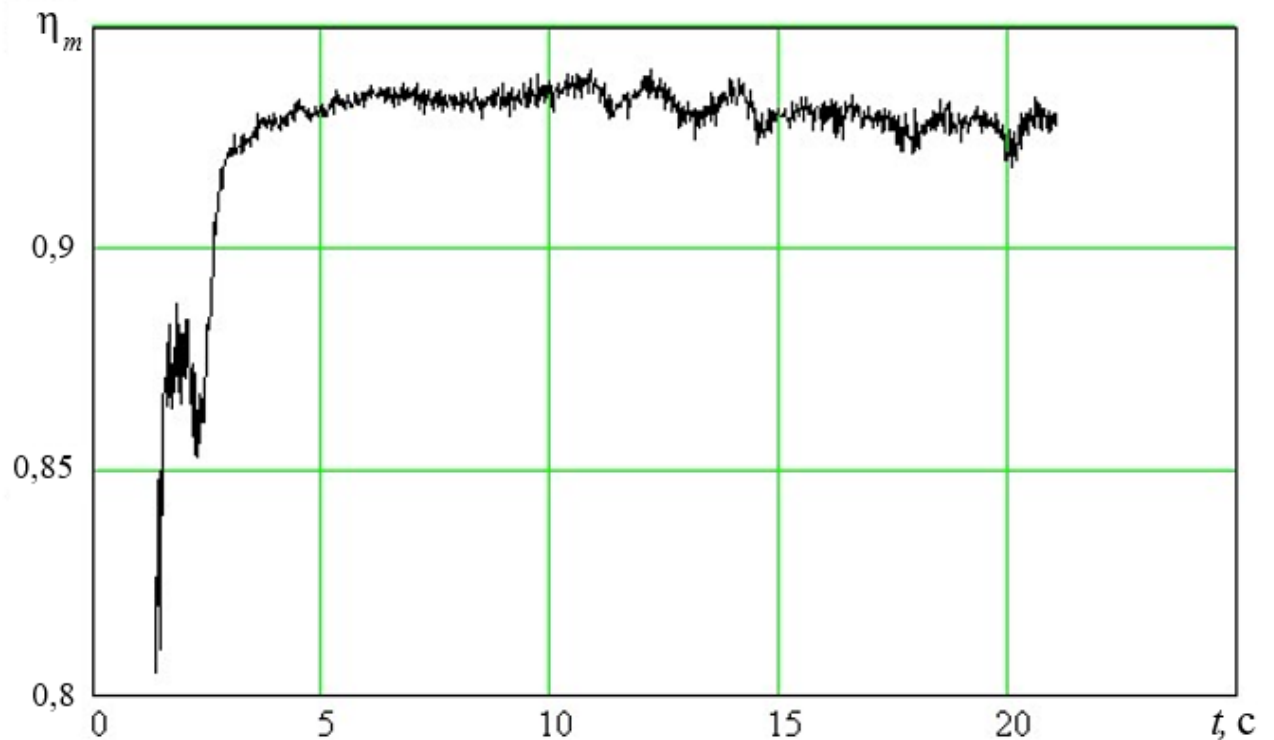


Рисунок 4.13 – ККД вібратора

Для визначення втрат в інверторі розраховуємо пікові значення струму:

$$I_{p_j} = \max(i_j) \Big|_{t_{j-1}}^{t_j}. \quad (4.5)$$

Графік зміни в часі пікових значень струму наведений на рис. 4.14.

Для розрахунку втрат у транзисторах скористаємося їх паспортними характеристиками, наведеними в документації [45]. За вольт-амперною характеристикою транзистора, наведеною на Fig. 1 [45] визначаємо приблизне значення напруги між колектором та емітером при величинах струму до 6 А: $U_{CE} = 1$ В. На Fig. 12 [45] наведені графіки залежностей втрат енергії при відкритті E_{on} та закритті E_{off} транзистора від струму колектора при величині опору в колі затвора 5 Ом. На Fig. 14 [45] наведені залежності втрат енергії при відкритті та закритті транзистора від величини опору в колі затвора в діапазоні від 5 Ом до 20 Ом.

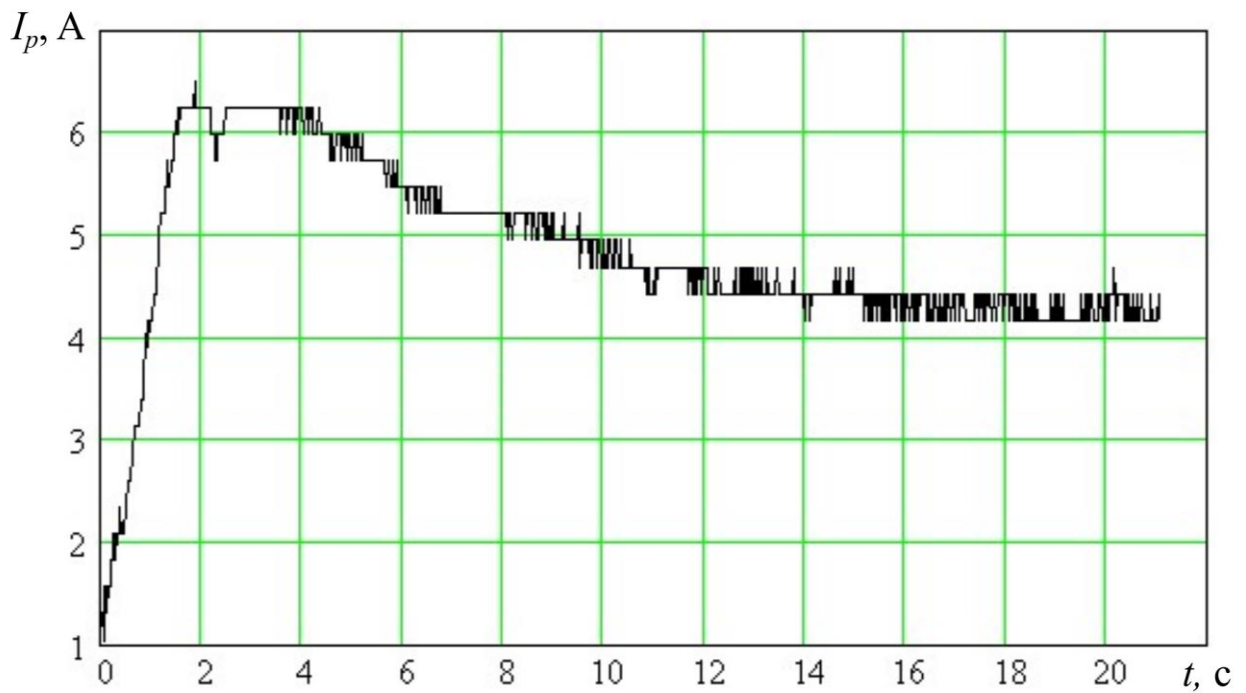


Рисунок 4.14 – Пікові значення струму

В схемі малопотужної частини інвертора (рис. 4.2) в колах затворів транзисторів використовуються резистори опором 160 Ом (табл. 4.2, п. 5). Тому, визначаємо динамічні втрати енергії шляхом лінійної екстраполяції наведених на Fig. 12, Fig. 14 [45] характеристик:

$$E_{on} = k_{on} I_p; \quad (4.6)$$

$$E_{off} = k_{off} I_p, \quad (4.7)$$

де $k_{on} = 3,83 \cdot 10^{-4}$ Дж/А; $k_{off} = 2,673 \cdot 10^{-4}$ Дж/А – коефіцієнти пропорційності між втратами на відкриття та закриття транзистора від струму.

Графіки залежностей втрат при відкритті та закритті транзистора наведені на рис. 4.15.

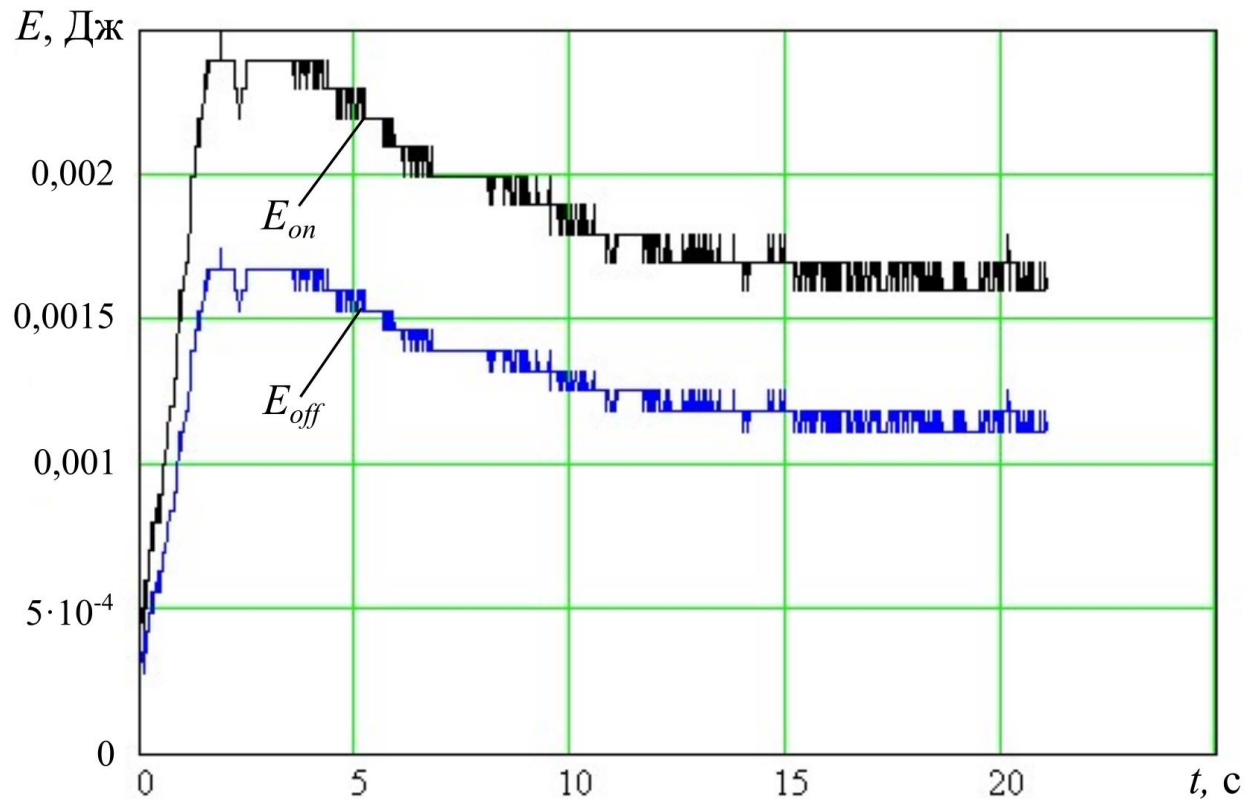


Рисунок 4.15 – Втрати енергії при відкритті та закритті транзистора

Статичні втрати потужності у транзисторах інвертора визначаємо шляхом інтегрування добутку струму і напруги колектор-емітер на періоді між відкриттям та закриттям транзистора:

$$P_{tr.st_j} = 2fU_{CE} \int_{t_{onj-1}}^{t_{offj-1}} i(t)dt. \quad (4.8)$$

Динамічні втрати потужності у транзисторах:

$$P_{tr.dyn} = 2f \cdot (E_{on} + E_{off}). \quad (4.9)$$

Сумарні втрати потужності у транзисторах:

$$P_{tr} = P_{st} + P_{dyn}. \quad (4.10)$$

Часові залежності статичних, динамічних та сумарних втрат у транзисторах наведено на рис. 4.16.

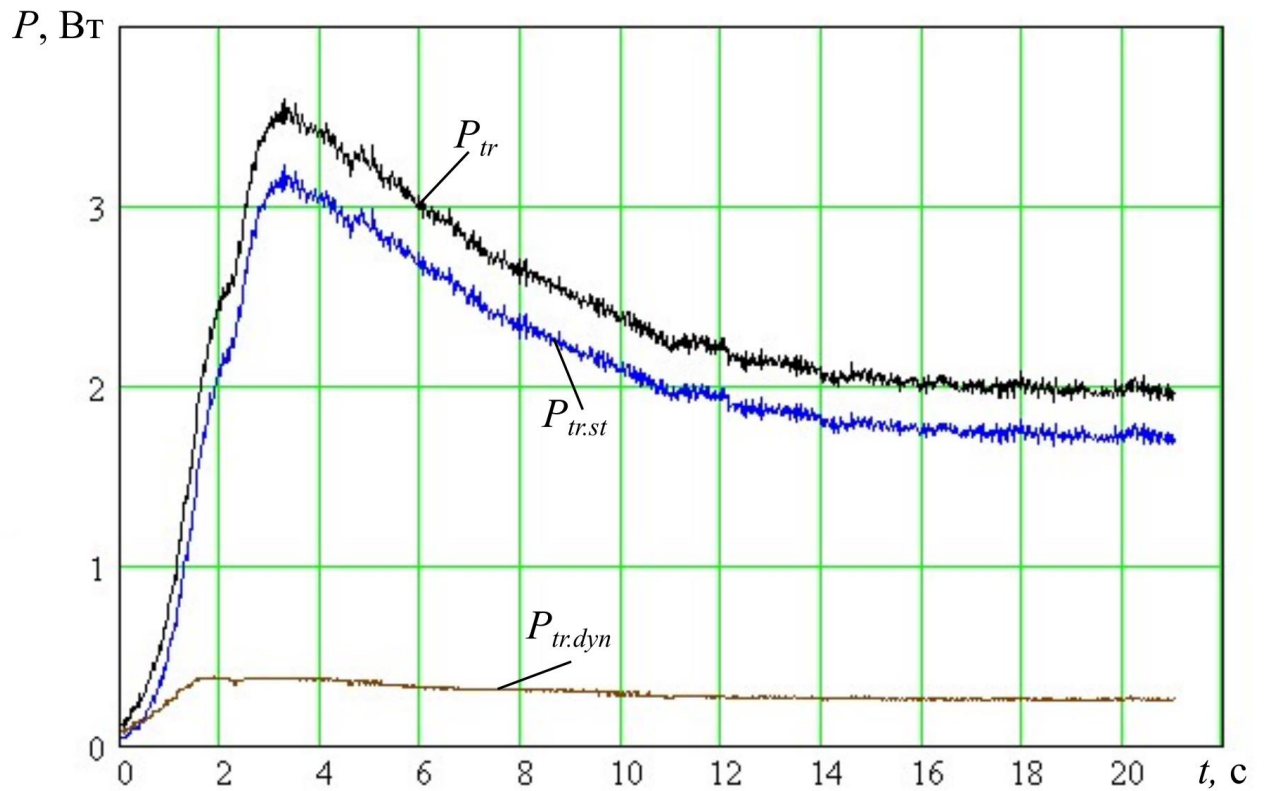


Рисунок 4.16 – Статичні, динамічні та сумарні втрати у транзисторах

Включені до мостової схеми інвертора діоди DSEP60-12AR (табл. 4.1, п. 3) мають вольт-амперну характеристику, наведену на Fig. 1 [46]. Для визначення втрат потужності у діодах апроксимуємо дану характеристику тригонометричною функцією:

$$u_F(i_F) = C_1 \arctg(C_2 i_F) + C_3 i_F, \quad (4.11)$$

де u_F – пряме падіння напруги; i_F – прямий струм; $C_1 = 0,68$ В; $C_2 = 1,68$ А⁻¹, $C_3 = 0,04$ В/А.

Втрати потужності у діодах визначаємо інтегруванням добутку струму навантаження і напруги на діодах на періоді між закриттям транзисторів та їх наступним відкриттям:

$$P_{d_j} = 2f \int_{t_{offj-1}}^{t_{onj}} i(t)u_F(i(t))dt. \quad (4.12)$$

Графік зміни у часі втрат у діоді наведений на рис. 4.17.

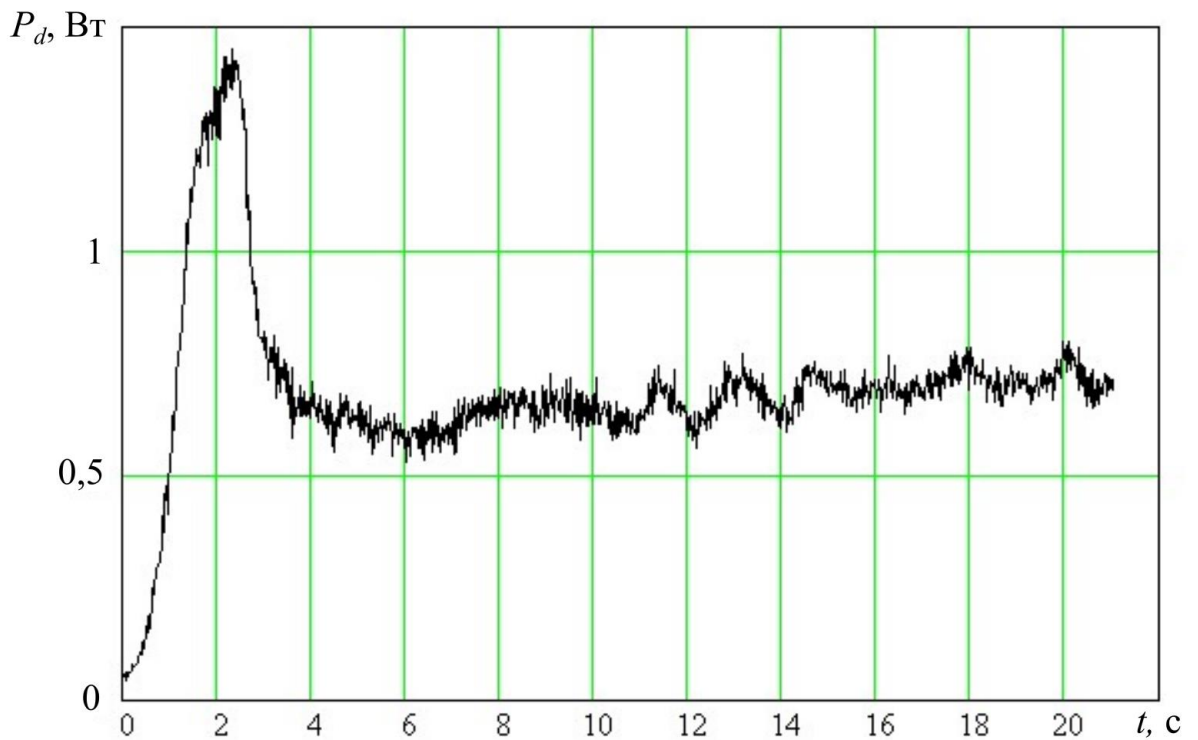


Рисунок 4.17 – Втрати в діодах інвертора

Втрати в інверторі визначаємо як суму втрат у транзисторах та діодах інвертора:

$$P_{inv} = P_{tr} + P_d. \quad (4.13)$$

Потужність P , що споживається вібратором, є вихідною потужністю інвертора. Враховуючи це, визначаємо ККД інвертора:

$$\eta_{inv} = \frac{P}{P + P_{inv}}. \quad (4.14)$$

Графік зміни у часі ККД інвертора наведений на рис. 4.18. При максимальному навантаженні він складає 98%, а в кінці експерименту – зменшується до 97%.

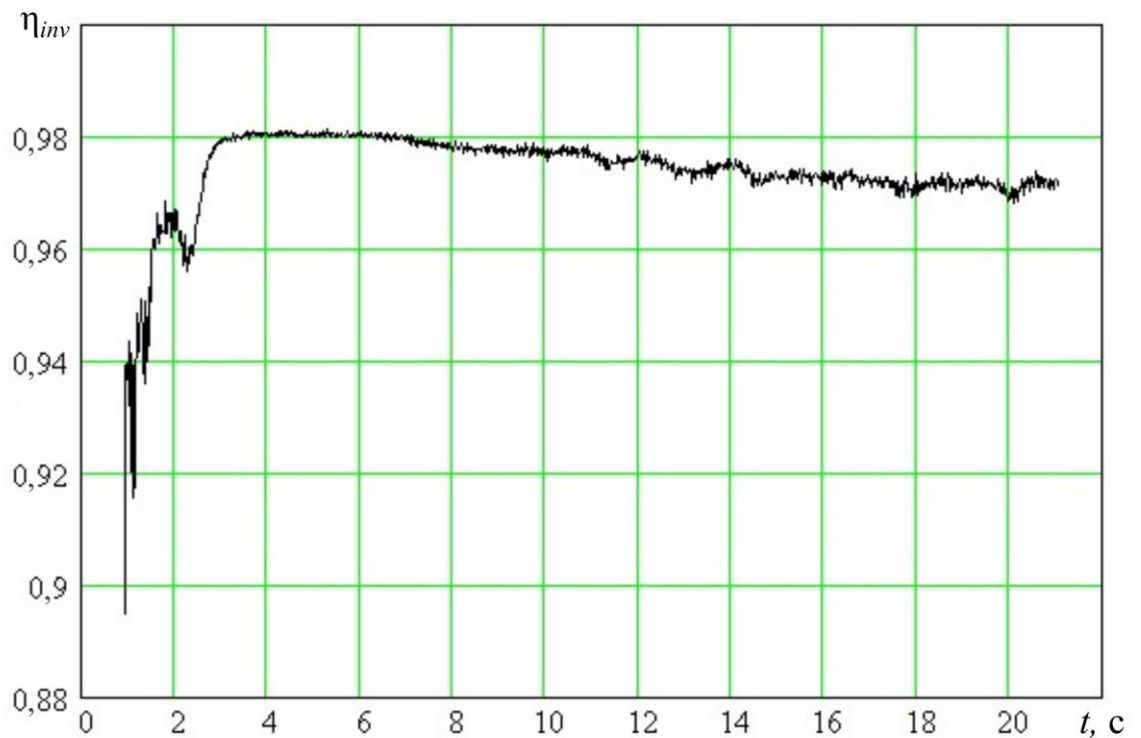


Рисунок 4.18 – ККД інвертора

Для оцінки втрат у випрямлячі та дроселі розраховуємо середнє значення вхідного струму:

$$I_{in} = \frac{P}{U_{rect}}, \quad (4.15)$$

де $U_{rect} = 197$ В – середнє значення випрямленої напруги.

Втрати у випрямлячі:

$$P_{rect} = 2U_{diod}I_{in}, \quad (4.16)$$

де $U_{diod} = 0,8$ В – падіння напруги на діоді мостового випрямляча 36MT80 (табл. 4.1, п. 2), характеристики якого наведні в [52].

Втрати у дроселі:

$$P_r = R_r I_{in}, \quad (4.17)$$

де $R_r = 16,7$ Ом – активний опір дроселя.

Графіки зміни у часі втрат у випрямлячі та дроселі наведені на рис. 4.19.

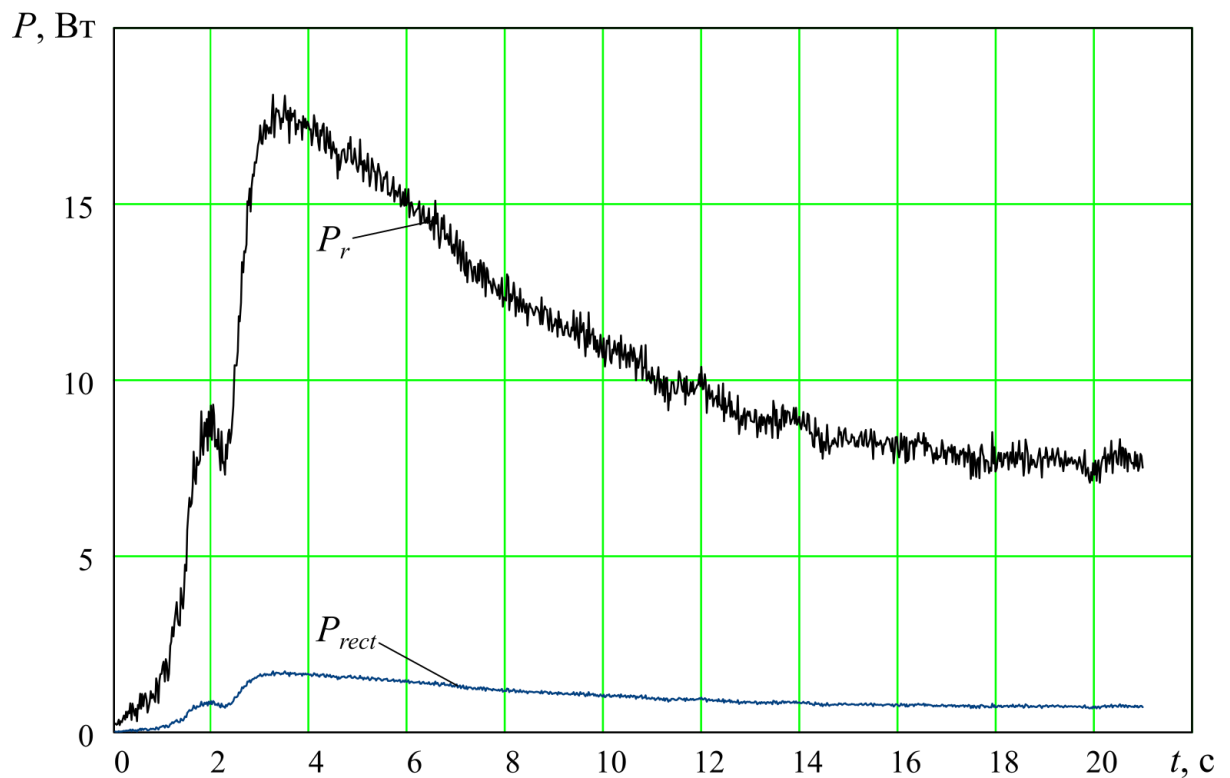


Рисунок 4.19 – Втрати у випрямлячі та дроселі

Вхідна потужність привода:

$$P_{in} = P + P_{inv} + P_{rect} + P_r. \quad (4.18)$$

Графік зміни у часі вхідної потужності наведено на рис. 4.20.

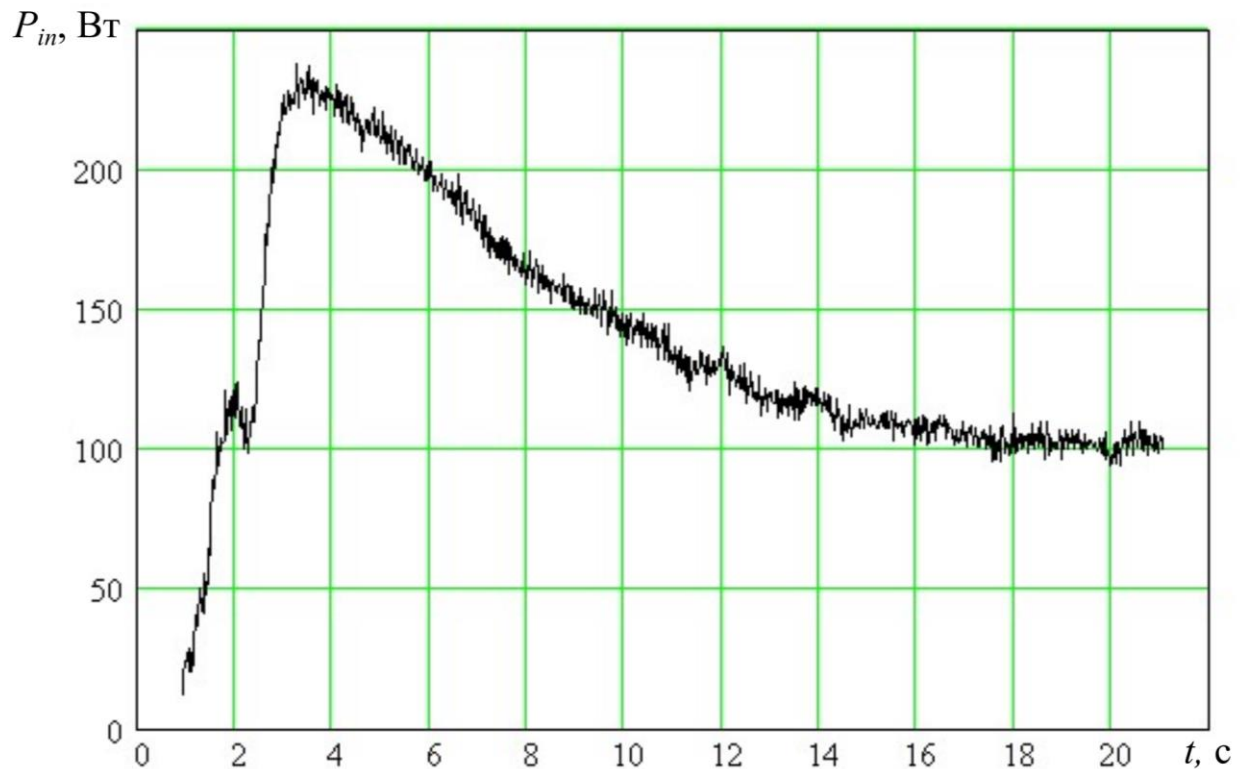


Рисунок 4.20 – Вхідна потужність

Результуючий ККД привода визначаємо як відношення механічної потужності на його виході до його вхідної потужності:

$$\eta = \frac{P_m}{P_{in}}. \quad (4.19)$$

Графік зміни у часі результуючого ККД наведено на рис. 4.21.

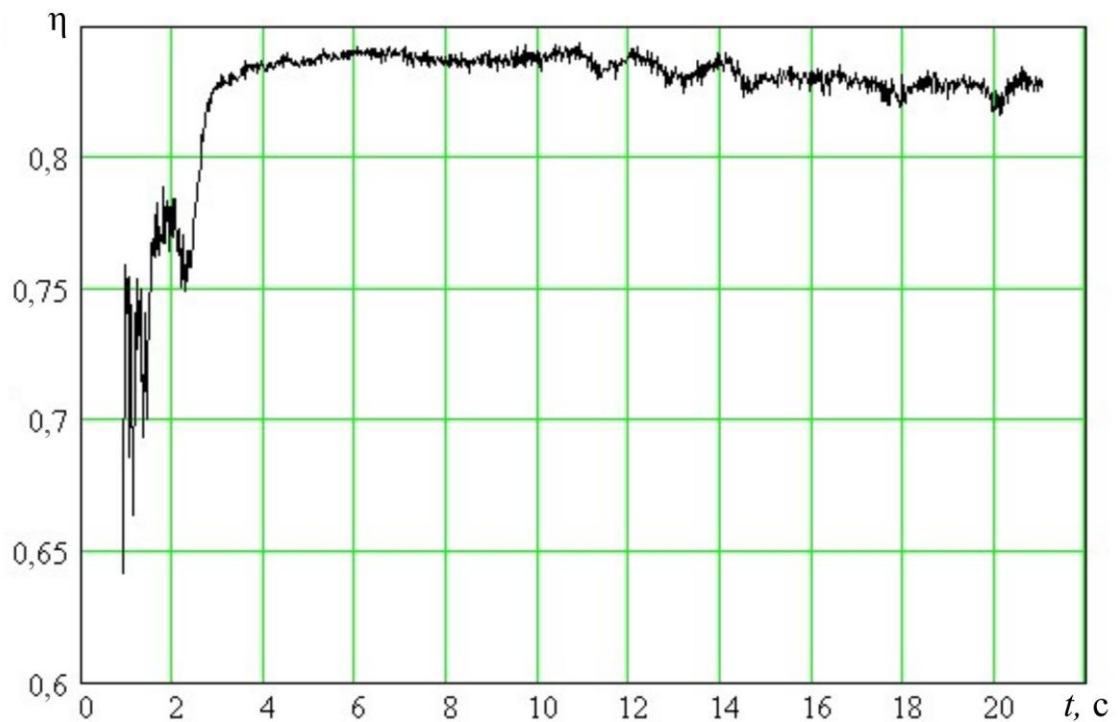


Рисунок 4.21 – Результуючий ККД привода

На основі розрахованих величин побудуємо графіки енергетичних характеристик електромагнітного вібраційного привода. На рис. 4.22 наведені залежності втрат від вихідної (механічної) потужності. В даному випадку найбільшими є втрати у дроселі, які лінійно зростають зі збільшенням потужності. Але це обумовлено тим, що в експерименті використовувався дросель з занадто великою кількістю витків. Використання дроселя з меншим числом витків дозволить відповідно зменшити і втрати в його обмотці. Але при цьому потрібно враховувати забезпечення достатнього рівня згладжування імпульсів струму на виході випрямляча. Це так само стосується і перетворювачів з синусоїдальною ШІМ-модульованою вихідною напругою, тому дане питання не є предметом дослідження в даній роботі.

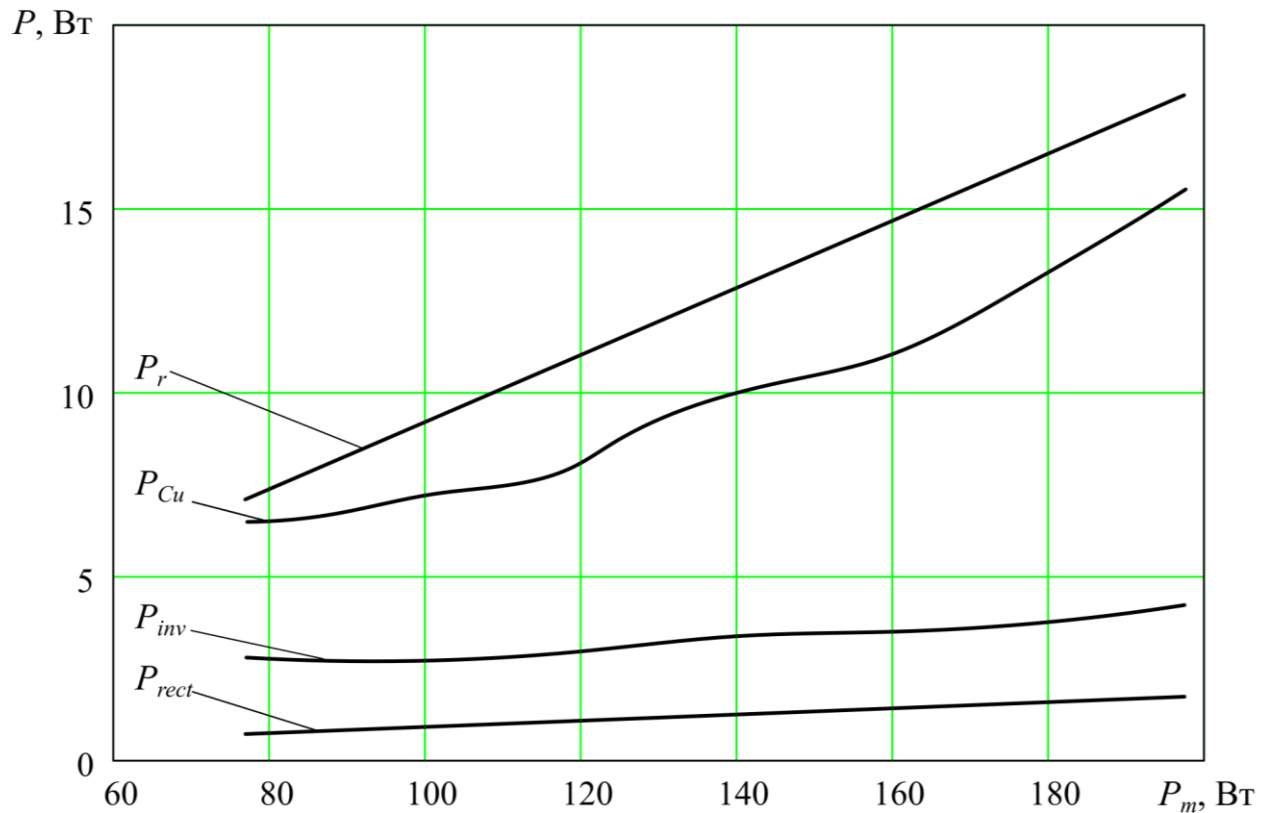


Рисунок 4.22 – Залежності втрат від механічної потужності

Щодо втрат в обмотці електромагніта P_{Cu} та в інверторі P_{inv} , можна відмітити, що вони є в декілька разів меншими, ніж у вібраційному приводі з синусоїдальною ШІМ-модульованою напругою живлення.

На рис. 4.23 наведені графіки ККД вібратора, інвертора і результуючого ККД в залежності від вихідної потужності. Отримані характеристики якісно повторюють теоретичні характеристики, отримані в розділі 2. Як за розрахунками, так і за результатами експерименту, в діапазоні потужностей від 0,4 номінальної до номінальної ККД привода не знижується більше, ніж на 2% від своєї максимальної величини.

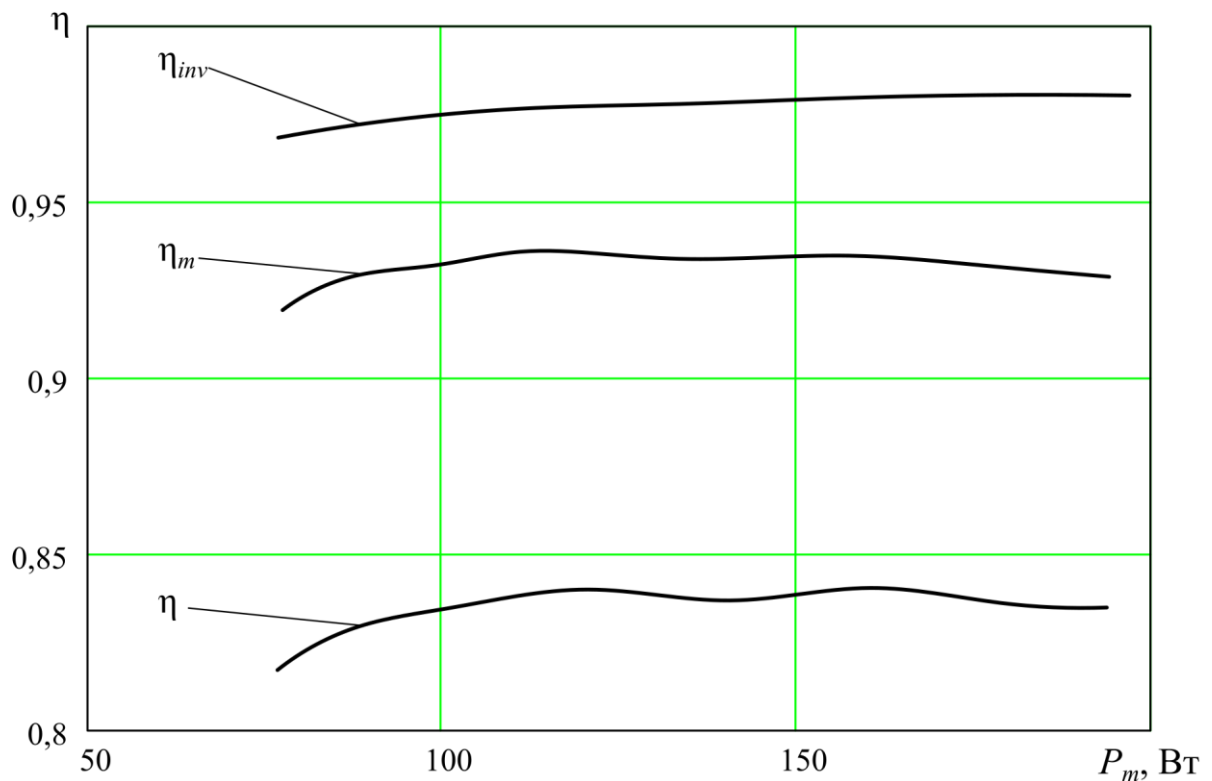


Рисунок 4.23 – Залежності ККД вібратора, інвертора і результуючого ККД від механічної потужності

Аналогічний експеримент був проведений для амплітуди коливань робочого органа віброконвеєра 0,5 мм. Це було необхідно для того, щоб провести кількісне порівняння з результатами експерименту з синусоїдальною ШИМ-модульованою формою напруги, який проводився у 2015 році при такій амплітуді на цьому самому вібраційному конвеєрі.

Порівняння енергетичних характеристик електромагнітного вібраційного привода при двох різних формах напруги живлення наведено на рис. 4.24, 4.25.

Отримані графіки підтверджують, що при імпульсному живленні обмоток вібратора його ККД є на 8% більшим, ніж при синусоїдальному ШИМ-модульованому живленні. ККД інвертора при імпульсному живленні є більшим на 10%, а при зменшенні споживаної потужності – майже на 20%.

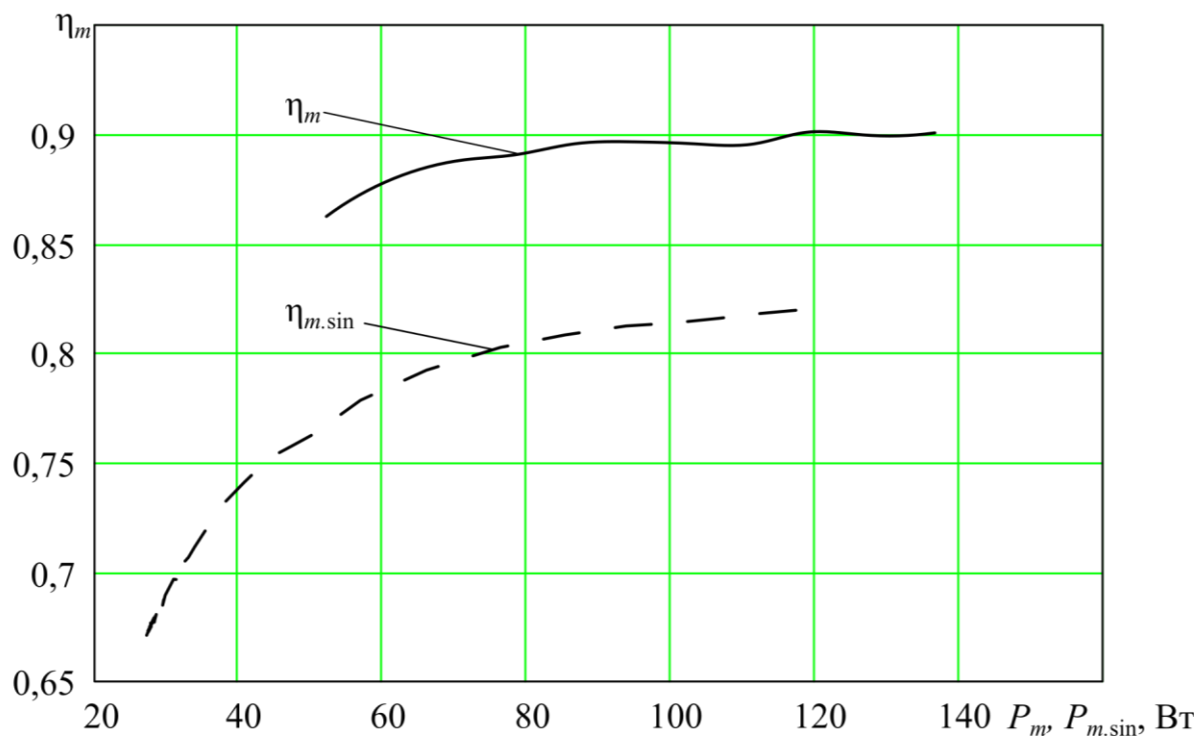


Рисунок 4.24 – Порівняння ККД вібратора при імпульсному та синусоїдальному живленні

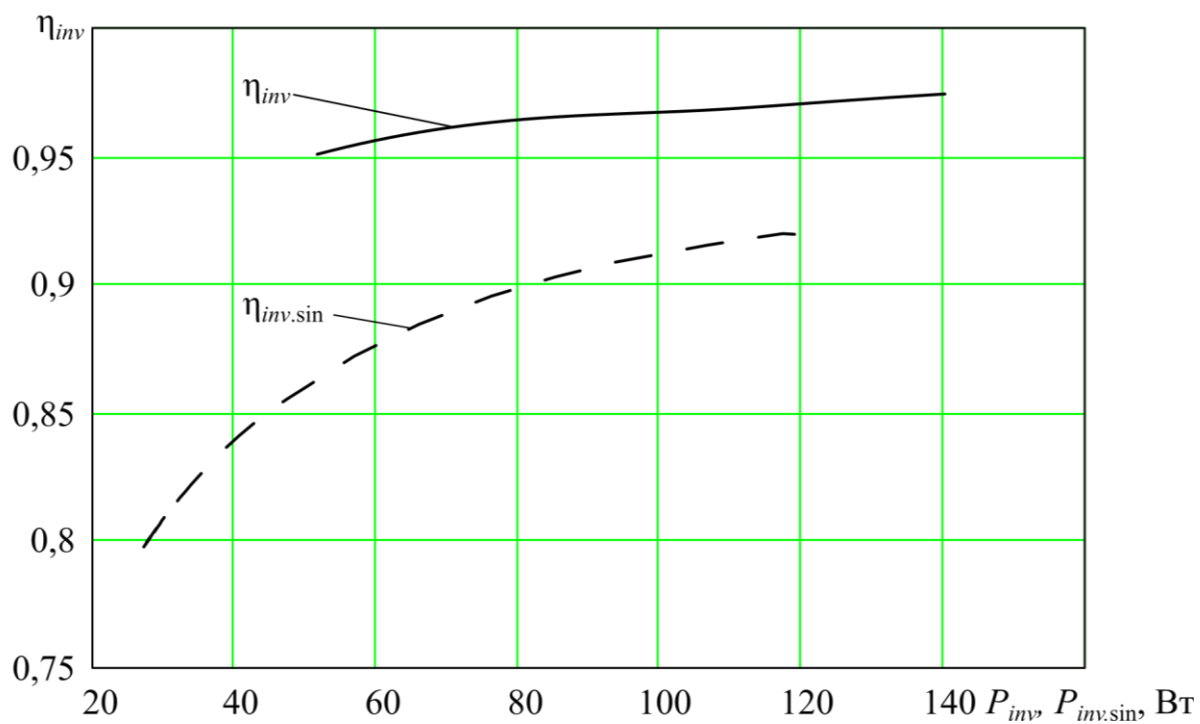


Рисунок 4.25 – Порівняння ККД інвертора при імпульсному та синусоїдальному живленні

Висновки за четвертим розділом

Використовуючи отримані у попередніх розділах теоретичні результати, розроблено та виготовлено систему автоматичного керування електромагнітним приводом вібраційного конвеєра з імпульсною напругою живлення. Розроблена на її основі експериментальна установка дала можливість дослідити процеси в керованому електромагнітному приводі вібраційного конвеєра шляхом отримання та обробки осцилограм сигналів акселерометра, датчика струму і датчика напруги в різних режимах роботи.

Результати експериментальних досліджень підтвердили, що при імпульсному живленні обмоток вібратора його ККД є на 8% більшим, ніж при синусоїдальному ШИМ-модульованому живленні. ККД інвертора при імпульсному живленні є більшим на 10%, а при зменшенні споживаної потужності – майже на 20%.

ВИСНОВКИ

Дослідженню енергетичні характеристики електромагнітних вібраційних приводів при різних формах напруги живлення, визначенню оптимальну частоту і форму напруги, що відповідає максимуму коефіцієнта корисної дії привода. Найбільший ККД електромагнітного вібраційного привода досягається при живленні обмоток вібраторів напругою у формі двополярних прямокутних імпульсів, амплітуда яких визначається напругою живлення інвертора, а ширина – потрібною амплітудою струму. Для запобігання глибокого насичення магнітопровода потрібно обмежувати пікове значення струму шляхом введення нульового проміжку напруги між позитивним та від'ємним імпульсами.

Результати числового моделювання процесів у приводі за коло-польовим методом показали, що застосування імпульсного живлення дає можливість підвищити ККД привода до 80% у діапазоні потужностей від 0,25 від номінальної до номінальної. Це в середньому на 10% більше у порівнянні з синусоїдальною напругою.

Отримані залежності оптимальних за критерієм максимуму ККД значень частоти та нульового проміжку від потужності привода, які можуть використовуватись при керуванні для забезпечення максимальної енергетичної ефективності в умовах зміни навантаження.

Сформовано структуру системи автоматичного керування електромагнітного вібраційного привода при імпульсному живленні обмоток вібратора, що забезпечує найбільшу енергетичну ефективність. Вона відрізняється тим, що:

- опорні сигнали для дискретного перетворення Фур'є синхронізуються з імпульсами напруги незалежно від сигналів датчиків;
- як сигнал зворотного зв'язку в системі фазової автопідстройки частоти використовується фаза коливань робочого органа відносно

середини нульового проміжку між позитивним та від'ємним імпульсами напруги;

– з вихода регулятора амплітуди до генератора прямокутних імпульсів надходять 2 керуючі сигнали: ширина імпульсів та ширина нульового проміжку, причому остання визначається в залежності від першої за лінійною функцією з зоною нечутливості.

На основі рівнянь, що описують процеси в системі керування віброприводом при імпульсному живленні, побудована її імітаційна динамічна модель в середовищі Simulink.

Проведено дослідження перехідних процесів керування амплітудою та частотою електромагнітного привода вібраційного конвеєра при накиді навантаження. Отримані результати свідчать про коректну сумісну роботу контурів керування амплітудою та частотою. Час перехідних процесів при наявності навантаження не перевищує 1 с за амплітудою і 1,5 с за частотою. Максимальне перерегулювання при керуванні амплітудою при наявності навантаження не перевищує 6%, а при керуванні частотою – відсутнє.

Теоретичні дослідження та числове моделювання дозволяють зробити висновок, що запропонована структура системи автоматичного керування може бути застосована для регулювання амплітуди та частоти електромагнітних вібраційних приводів з імпульсним живленням.

Проведено експериментальні дослідження, що підтверджують отримані теоретичні результати. В ході експеременту отримані осцилограми струму та напруги вібратора, що відображають характер протікання електромагнітних, електромеханічних та енергетичних процесів, який якісно відповідає теоретичним розрахункам. Отримані графіки підтверджують, що при імпульсному живленні обмоток вібратора його ККД є на 8% більшим ніж при синусоїдально ШІМ-модульованому живленні. ККД інвертора при імпульсному живленні є більшим на 10%, а при зменшенні споживаної потужності – майже на 20%.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Ланець О.С. Високоєфективні міжрезонансні вібраційні машини з електромагнітним приводом (Теоретичні основи та практика створення): Монографія. Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2008. 324 с.
2. Повідайло В.О., Гаврильченко О.В., Ланець О.С. Статичний розрахунок електромагнітних віброзбудників вібраційних машин за допомогою EOM. *Lviv Polytechnic National University Institutional Repository*. 2000. <http://ena.lp.edu.ua/bitstream/ntb/11225/1/01.pdf>.
3. Neyman L., Neyman V., Shabanov A. Vibration dynamics of an electromagnetic drive with a half-period rectifier. *Proceedings of 18-th International Conference on Micro/nanotechnologies and Electron Devices EDM*. 2017. P. 503 – 506.
4. Арсиненко Н.О., Брусенцова М.Ю. Перспективи використання вібротранспортерів. *Науковий вісник НЛТУ України*. 2012. Вип. 22(9). С. 135 – 140.
5. Омелянов О.М. Особливості застосування механічних коливань в технологічних процесах. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2017. №4 (87). С. 129 – 134.
6. Проць Я.І., Савків В.Б., Шкодзінський О.К., Ляшук О.Л. Автоматизація виробничих процесів: Навчальний посібник для технічних спеціальностей вищих навчальних закладів. Тернопіль: ТНТУ ім. І. Пулюя, 2011. 344 с.
7. Шенбор В., Серкіз О., Брусенцов В. Вібраційні конвеєри з комбінованими пружними системами. *Матеріали 11-го Міжнародного симпозіуму українських інженерів-механіків у Львові*. 2013, Львів: НУ "Львівська політехніка". С. 97 – 98.

8. Despotovic Z., Sinik V., Jankovic S., Dobrilovic D., Bjelica M. Some specific of vibratory conveyor drives. *Proceedings of V International Conference Industrial Engineering and Environmental Protection*. 2015, Zrenjanin, Serbia. P. 247 – 253.
9. Шенбор В., Боровець В., Брусенцов В. Синтез гнучких вібраційних транспортно-технологічних систем. *Матеріали 11-го Міжнародного симпозиуму українських інженерів-механіків у Львові*. 2013, Львів: НУ "Львівська політехніка". С. 97.
10. Yandrick R. Vibratory feeders and conveyors: useful selection tips. *Chemical engineering*. 2009. P. 47 – 49. <http://go.galegroup.com/ps/anonymou?id=GALE%7CA202073154&sid=googleScholar&v=2.1&it=r&linkaccess=abs&isn=00092460&p=AONE&sw=w>.
11. Ланець О.С. Розвиток міжрезонансних машин з електромагнітним приводом. *Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні*. 2008. Вип. 42. С. 3 – 18.
12. Ланець О.С., Качмар Р.Я., Боровець В.М. Обґрунтування параметрів вібраційного бункерного живильника з електромагнітним приводом. *Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні*. 2016. Вип. 50. С. 54 – 76.
13. Popescu S., Ola D., Popescu V. The influence of the constructive and function parameters of the gravimetric vibration dosing systems for agro-foods bulk solids. *Proceedings of 10-th International Congress on Mechanization and Energy in Agriculture*. 2008, Antalya, Turkiye. P. 882 – 887.
14. Marinelli J., Miller S. Feeder design for solids handling. *Chemical engineering*. 2017. <http://link.galegroup.com.vlib.interchange.at/apps/doc/A507269073/AONE?u=wash89460&sid=AONE&xid=ceaa3738>. Accessed 14 Aug. 2018.

15. Волков И.В., Стяжкин В.П., Михайленко О.В. Тиристорные регуляторы тока в электромеханических установках транспортирования и дозирования сыпучих материалов. *Праці ІЕД НАНУ*. 2008. Вип. 20. С. 58.
16. Despotovic Z., Matijevic M., Misljen P. Rezonantni vibracioni dozator sa elektromagnetnom pobudom. 2015. <https://www.researchgate.net/publication/285574476>.
17. Hsieh W.H., Lin G.H., Tsai C.H. Kinematic analysis of a novel vibratory bowl feeder. *Vibroengineering PROCEDIA*. November 2013, Vol. 2. P. 92 – 97.
18. Afanas'ev A.I., Suslov D.N. Regime parameters of auto-resonance vibrating feeder with linear motor. *Refractories and Industrial Ceramics*. 2012. <http://www.springer.com/materials/characterization+%26+evaluation/journal/11148>
19. Bracacescu C., Popescu S. Considerations on kinematics and dynamics of shaking sieves electromagnetically driven. *Proceedings of the 3-rd International Conference on Computational Mechanics and Virtual Engineering"*. 2009, Brasov, Romania. P. 596 – 601.
20. Bracacescu C., Sorica C., Manea D., Ivanku B., Popescu S. Theoretical researches on kinematic and dynamics of vibrating sieves electromagnetically driven. *ACTA Technica Corviniensis – Bulletin of Engineering*. 2014, Fascicule 4, T. 7. P. 75 – 78.
21. Kurita Y., Umezuka S. Separation and transportation of works using elliptical vibration (the case of vertical vibration over the jump limit). *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*. April 2009, Volume 75, Issue 752. P. 874 – 881.
22. Rimai B.E. High amplitude, low frequency, vibrational parallel manipulation and assembly of mechanical devices. A dissertation submitted to the faculty of Purdue University in partial fulfillment of the requirements for the degree of doctor of philosophy. 2013, West Lafayette, Indiana. 146 p.

23. Повідайло В.О., Гаврильченко О.В. Вібраційні міжопераційні нагромаджувачі на основі транспортно-маніпулюючих модулів. Lviv Polytechnic National University Institutional Repository. 2000. <https://ena.lpnu.ua:8443/server/api/core/bitstreams/085dd18c-620a-41ec-a9b2-dcd944bc7846/content>
24. Беспалов А. Л., Свідрак І. Г., Бойко О. О. Підвищення продуктивності віброживильників з електромагнітним вібраційним приводом і комбінованою коливальною системою. *Науковий вісник ЛНУВМБ імені С.З. Гжицького*. 2020. Вип. 22(93). С. 26 – 30.
25. Боровець В., Шенбор В., Боровець Н., Миговчак В. Вібраційні машини з електромагнітним приводом. *Тези доповідей XVII Міжнародної науково-технічної конференції. Вібрації в техніці та технологіях*. 2018. Вип. 11-12 жовтня. С. 32 – 33.
26. Беспалов А. Л., Свідрак І. Г., Бойко О. О., Строган О. І. Підвищення ефективності віброживильників з електромагнітним вібраційним приводом. *Міжнародний науковий журнал «Грааль науки»*. 2021. №4. С. 220 – 225.
27. Беспалов А. Л., Свідрак І. Г. Універсалізація пружної системи віброживильників з вертикальним електромагнітним вібраційним приводом. *Науковий вісник ЛНУВМБ імені С.З. Гжицького*. 2022. Вип. 24(97). С. 41 – 45.
28. Baird R.K. Vibratory feeder embodying self-contained control. Patent US006471040B1. G01V 9/04; B65G 25/00. USA. 2002.
29. Волков И.В., Стяжкин В.П., Михайленко О.В. Повышение технологической эффективности вибрационных транспортирующих машин средствами автоматизированного виброэлектропривода. *Науковий вісник Національного гірничого університету*. 2009. №4. С. 74 – 77.
30. Янович В.П., Драчишин В.І., Паламарчук В.І., Сизова Т.Ю. Експериментальна оцінка амплітудно-частотних характеристик

віброконвеєрної технологічної машини. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2015. №2 (78). С. 145 – 150.

31. Ланець О.С., Кочан Т.І., Лозинський В.І. Обґрунтування ефективності та параметричних особливостей високоефективних міжрезонансних вібраційних машин з електромагнітним приводом. *Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні*. 2009. Вип. 43. С. 17 – 32.

32. Чубик Р.В., Ярошенко Л.В. Керовані вібраційні технологічні машини. Вінниця: ВНАУ. 2011. 355 с.

33. Sinik V., Despotovic Z., Palinkas I. Optimization of the operation and frequency control of electromagnetic vibratory feeders. *Elektronika ir Elektrotechnika*. 2016. №1, vol. 22. P. 24 – 30.

34. Balan H., Chindris M., Vadan I., Botezan A., Proca V. Frequency converter energetic performances analysis. *Proceedings of the International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion Joint Conference (10 – 12 September 2007)*. Bodrum, Turkey. P. 195 – 198.

35. Шовкун О.П., Козбур І.Р. Електромагнітний вібраційний привід живильника. *Матеріали ХІХ наукової конференції ТНТУ ім. І. Пулюя*. 2016. С. 131 – 132.

36. Despotovic Z., Ribic A. The increasing energy efficiency of the vibratory conveying drives with electromagnetic excitation. *International Journal of Electrical and Power Engineering*. 2012. №6 (1). P. 38 – 42.

37. Despotovic Z., Stojilkovic Z. Power converter control circuits for two-mass vibratory conveying system with electromagnetic drive: simulations and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54, №1. P. 453 – 466.

38. Chernov, O.O., Monchenko, M.Y. Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system. *Technical electrodynamics*. No. 1. 2015. P. 20-25.
39. Chernov A.A. Control of resonant electromagnetic vibrational drive using a digital filtering algorithm based on discrete fourier transform. *Journal of Automation and Information Sciences*. Vol. 46, 2014. Issue 7, pp. 53 – 68.
40. Chernov A.A. Control of electromagnetic vibratory drive using a phase difference between current harmonics. *Journal of Automation and Information Sciences*. Vol. 49, 2017. Issue 7, pp. 58 – 76.
41. Черно А. А. Динамическая модель электромагнитного вибрационного привода. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 2. С. 37 – 43.
42. Васьковский Ю.Н. Перспективы моделирования динамических режимов электромеханических преобразователей на основе цепно-полевых методов. *Електротехніка і електромеханіка*. 2003. №1. С. 23 - 25.
43. Chernov O.O., Hurov A.P., Ivanov A.V. Energy characteristics of the electromagnetic vibration drive with pulse power supply of vibrator coils. *Технічна електродинаміка*. 2023. №2. С. 53 – 60. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.053>
44. Черно О. О., Иванов А. В. Автоматичне керування електромагнітним вібраційним приводом з імпульсним живленням обмоток вібратора. Науково-виробничий журнал "Електромеханічні і енергозберігаючі системи". 2023. №3. С. 49 – 55. DOI: <https://doi.org/10.32782/2072-2052.2023.3.62.5>
45. IXYN85N120C4H1 1200 V, 85 A XPTTM Gen4 IGBT with Sonic Diode. Extreme Light Punch Through IGBT for 20 – 50 kHz Switchin. <https://eu.mouser.com/datasheet/2/240/media-3321750.pdf>
46. High Performance Fast Recovery Diode Low Loss and Soft Recovery Single Diode. DSEP60-12AR. <https://eu.mouser.com/datasheet/2/240/media-3320751.pdf>

47. UCC23511-Q1 1.5-A Source, 2-A Sink, 5.7-kVRMS Opto-Compatible Single-Channel Isolated Gate Driver.

https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc23511-q1.pdf?ts=1715167979171&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUCC23511-Q1%253FkeyMatch%253Doptocoupler

48. Гуров А.П., Черно О.О., Бугрім Л.І., Поляков О.В. Експериментальне дослідження керованого електромагнітного вібраційного привода. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2018. № 3(90). С. 11 – 22.

49. ADXL78, Single-Axis, High-*g*, iMEMS[®] Accelerometers. <https://www.analog.com/en/products/adxl78.html>

50. ACS712, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/205337/ALLEGRO/ACS712ELCTR-05B-T.html>

51. Черно О.О. Энергоефективні керовані електромагнітні приводи вібраційного обладнання. Теорія і практика: дис. ... д-ра техн. наук. Миколаїв, 2020. 339 с.

52. Three Phase Bridge(Power Modules), 25/35 A, 36MT80 <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/250657/VISHAY/36MT80.html>

Додаток А

Фрагмент програми мікроконтролера, що здійснює автоматичне керування амплітудою та частотою електромагнітного вібраційного привода з імпульсним живленням

Timer1_int::	збереження робочих регістрів
push r0	
push r1	
push r2	
push REG1	
push REG2	
push REG3	
push REG4	
push REG5	
push REG6	
push REG7	
push REG8	
push REG9	
push REG10	
push r26	
push r27	
push r28	
push r29	
push r30	
push r31;	збереження регістра STATUS
in REG10, SREG	
;in REG1,TIMSK	
;ldi REG2, 0b11111011	
;and REG1,REG2	
;out TIMSK, REG1	
;sei	
lds REG1, fi_s_L;	Обчислення фаз опорних сигналів
lds REG2, fi_s_H	
lds REG3, w_I_H	
call Sum21;	fi_s = fi_s + w_I_H
sts fi_s_L, REG1	
sts fi_s_H, REG2	
subi REG2, period	
in REG4, SREG	
sbrs REG4, 0	

call New_period;	якщо $fi_s_H \geq period$ викликати п/п New_period
lds REG1, fi_s_L	
lds REG2, fi_s_H	
ldi REG4, 0x2D	
add REG2, REG4	
mov REG3, REG2	
subi REG3, period	
in REG4, SREG	
sbrs REG4, 0	
mov REG2, REG3	
sts fi_c_L, REG1	
sts fi_c_H, REG2;	
	$fi_c = fi_s + 90$ град.
	Якщо $fi_c \geq period$, відняти period
lds REG5, fi_c_H;	Обчислення опорних сигналів
sts fi, REG5	
call Sin2	
sts Base_cos, REG4;	$Base_cos = \sin(fi_c)$
sts Base_cos_sign, REG1	
lds REG5, fi_s_H	
sts fi, REG5	
call Sin2	
sts Base_sin, REG4;	$ Base_sin = \sin(fi_s) $
mov REG2, REG1	
sbrs REG2, 0;	Інверсія
clr REG1;	знаку
sbrs REG2, 0;	сінусного
ldi REG1, 0x01;	опорного сигналу
sts Base_sin_sign, REG1;	$Base_sin = -\sin(fi_s)$
lds REG1, t_fi_sin;	Обчислення та вивід імпульсів напруги
ldi REG2, 0xFF	
cpse REG1, REG2	
inc REG1	
sts t_fi_sin, REG1;	$t_fi_sin = t_fi_sin + 1$ з обмеженням FF
lds REG1, fi_s_L	
lds REG2, fi_s_H	
clr REG3	
lds REG4, h_L	
lds REG5, h_H	
ldi REG6, 0x01	
call Sum33;	$fi_s - h$
sbrs REG3, 0	
rjmp Pulse;	якщо $fi_s < h$ перейти на Pulse
cbi PORTD, 5;	вивід 0

```

        rjmp V_pr_counter_inc

Pulse:lds REG1, t-fi-sin
        cpi REG1, t-imp-max;           t-fi-sin - t-imp-max
        brcs Pulse_1;                 якщо t-fi-sin < t-imp-max перейти на Pulse_1
        cbi PORTD,5;                  вивід 0
        rjmp V_pr_counter_inc

Pulse_1:
        sbi PORTD,5;                  вивід 1

;V-pr X-st
V_pr_counter_inc:
        lds REG1,Mode
        ldi REG2,0
        cp REG1,REG2
        breq RetTMR1
        lds REG1, V_pr_counter
        lds REG2, V_pr_counter_max
        inc REG1
        cpse REG1,REG2
        cpse REG1,REG1
        call Slowmotion_Conditions
        sts V_pr_counter, REG1

RetTMR1:
        ;cli
        ;in REG1,TIMSK
        ;ldi REG2, 0b00000100
        ;or REG1,REG2
        ;out TIMSK, REG1
        out SREG,REG10;               відновлення робочих регістрів
        pop r31
        pop r30
        pop r29
        pop r28
        pop r27
        pop r26
        pop REG10
        pop REG9
        pop REG8
        pop REG7
        pop REG6
        pop REG5

```

```

pop REG4
pop REG3
pop REG2
pop REG1
pop r2
pop r1
pop r0
reti

```

New_period:

```

    sts fi_s_H, REG2;
    clr REG1
    sts t-fi_sin, REG1;
    lds REG1, Integr_1_L
    lds REG2, Integr_1_H
    lds REG3, Integr_1_HH
    call mul3_4
    sts Re_L, REG2
    sts Re_H, REG3
    lds REG1, Integr_1_sign
    sts Re_sign, REG1;
    lds REG1, Integr_2_L
    lds REG2, Integr_2_H
    lds REG3, Integr_2_HH
    call mul3_4
    sts Im_L, REG2
    sts Im_H, REG3
    lds REG1, Integr_2_sign
    sts Im_sign, REG1;
    clr REG1
    sts Integr_1_L, REG1
    sts Integr_1_H, REG1
    sts Integr_1_HH, REG1
    sts Integr_1_sign, REG1;
    sts Integr_2_L, REG1
    sts Integr_2_H, REG1
    sts Integr_2_HH, REG1
    sts Integr_2_sign, REG1;
    lds REG1, FL
    sbrs REG1, 1;
    rjmp L41;
    lds REG1, Re_H
    mul REG1, REG1
    mov REG1, R0

```

fi_s_H = fi_s_H - period

t-fi_sin = 0

Re = (4*Integr_1)/256

Im = (4*Integr_2)/256

Integr_1 = 0

Integr_2 = 0

якщо п/п виконується вперше,
то встановити FL(1) і вийти з п/п

```

mov REG2, R1
clr REG3
lds REG4, Im_H
mul REG4, REG4
mov REG4, R0
mov REG5, R1
clr REG6
call Sum33
call Sqrt
sts Abs1, REG1;                               Abs1 = sqrt(Re*Re + Im*Im)
;lds REG1, Re_L
;lds REG2, Re_H
;lds REG3, Re_sign
;lds REG4, Abs1
;clr REG5
;clr REG6
;call Div33
;ldi REG4, 0x00
;cpse REG2, REG4; якщо REG2<>0, означає що результат ділення
                                     не помістився
;ldi REG1, 0xFF; в одному байті, і потрібно присвоїти REG1 = FF
;call Acos
lds REG1, Re_L
lds REG2, Re_H
lds REG3, Re_sign
lds REG4, Im_L
lds REG5, Im_H
lds REG6, Im_sign
lds REG7, Abs1
call Arg_calc
sts Phase_x, REG1
sts Phase_x_sign, REG3;                     Phase_x = arg(Re + j*Im)
lds REG1, h_L
lds REG2, h_H
ldi REG3, period
clr REG4
call Delenie22;                             REG1=h/180
mov REG5, REG1
clr REG4
ldi REG6, 0x01
clr REG1
lds REG2,
lds REG3,
                                     Phase_x
                                     Phase_x_sign
call Sum33

```

```

    sts Phase, REG2
    sts Phase_sign, REG3;
    out OCR2, REG3;
    clr REG1
    lds REG2, Abs1
    clr REG3
    lds REG4, w_I_H
    clr REG5
    clr REG6
    call Div33
    ldi REG4, 0x00
    cpse REG2, REG4;
    ldi REG1, 0xFF;
    sts X1, REG1;
    ret

```

Phase = Phase_x - h/180

вивід в вишляді ШІМ для відлагодження

якщо REG2<>0, то результат ділення не
поміститься в одному байті, і потрібно присвоїти
REG1 = FF X1 = Abs1/w_I

```

L41: sbr REG1, 0b00000010
    sts FL, REG1
    ret

```

Slowmotion_Conditions:

```

    lds REG1, X_pr_H
    lds REG2, X_st
    cp REG2, REG1
    breq SlowmotionOut
    cp REG2, REG1
    brlo Minus_X
    ldi REG5, 0
    call X_slowmotion
    rjmp SlowmotionOut
Minus_X:
    ldi REG5, 1
    call X_slowmotion
SlowmotionOut:
    ldi REG1, 0x00
    sts V_pr_counter, REG1
    ret

```

X_slowmotion:

```

    lds REG1, X_pr_L
    lds REG2, X_pr_H
    lds REG3, V_pr
    call Sum22
    sts X_pr_L, REG1

```

```
sts X_pr_H,REG2
ret
```

Out_screen:

```
ldi r17,100;           дільник, щоб отримати сотні
call Delenie;          виклик підпрограми делення
ldi r17,0x30;          таблиця значень починається з 0x30
or r16,r17;            додаємо результати ділення з 0x30
st Y+,r16;             виводимо значення сотень
ldi r17,10;            ділимо на 10, для отримання десятків
mov r16,r15; запусуємо залишок від попереднього ділення в регістр дільника
call Delenie
ldi r17,0x30
or r16,r17
st Y+,r16
or r15,r17;            залишок від ділення сумуємо з 0x30
st Y,r15
```

ret

Out_screen2:

```
ldi r19,0
ldi r18,100
call Delenie22
ldi r17,0x30
or r16,r17
st Y+,r16
ldi r17,10
mov r16,r14
call Delenie
ldi r17,0x30
or r16,r17
st Y+,r16
or r15,r17
st Y,r15
```

ret

Додаток Б

Програма обробки результатів експериментальних досліджень

Аналіз осцилограм струму та напруги

$A := \text{READPRN}("17_5.txt")$ Імпорт даних, отриманих з
USB-осцилографа

$k_U := 6.844953 \times 10^{-3}$ Коефіцієнт перетворення датчика
напруги (дослід 21)

$k_{CS} := 0.185$ Коефіцієнт перетворення датчика струму
ACS712ELCTR-05B-T, В/А

$N_{\text{begin}} := 2 \cdot 10^4$ Точка початку аналізу

$i := N_{\text{begin}} .. \text{rows}(A) - 1$

$U_{U_{i-N_{\text{begin}}}} := A_{i,2}$ Напруга на виході датчика напруги, В

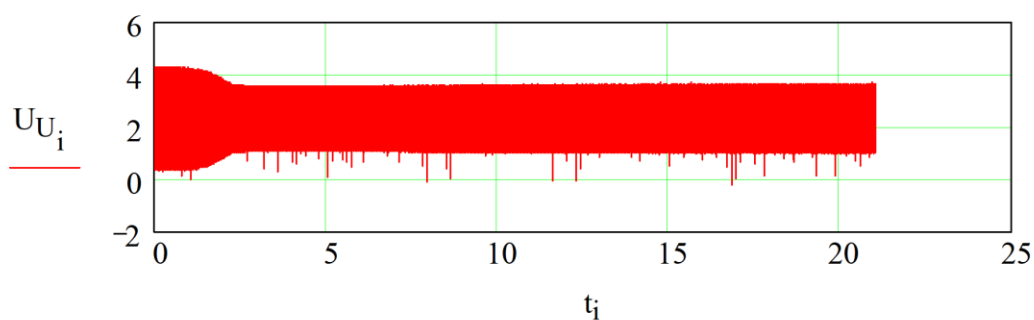
$U_{I_{i-N_{\text{begin}}}} := A_{i,1}$ Напруга на виході датчика струму, В

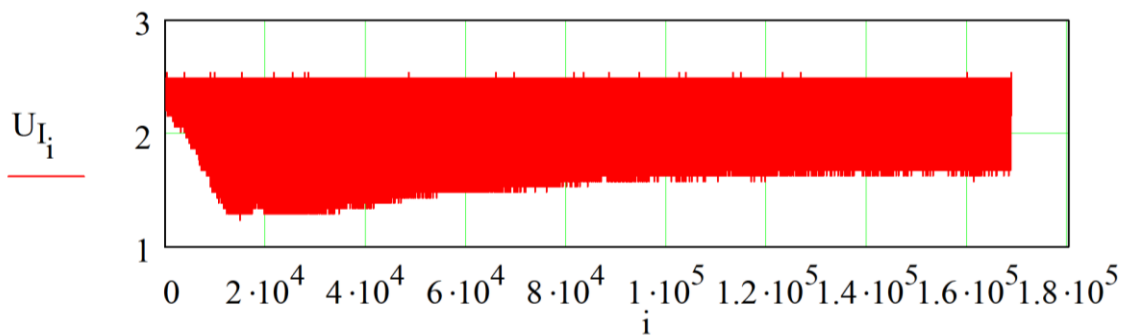
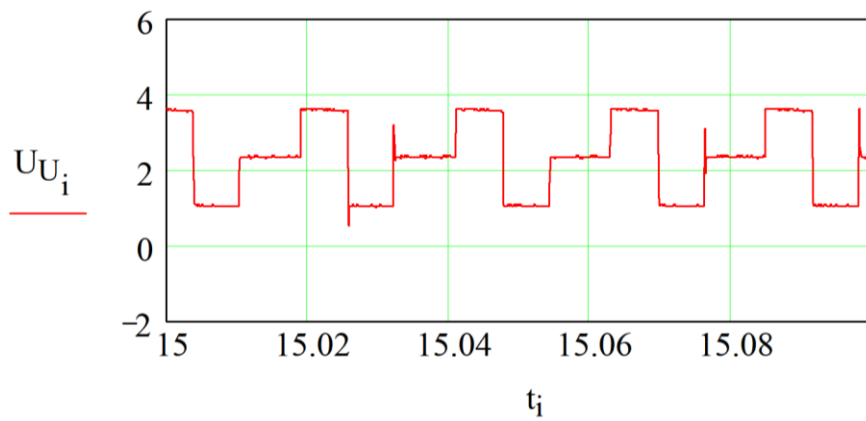
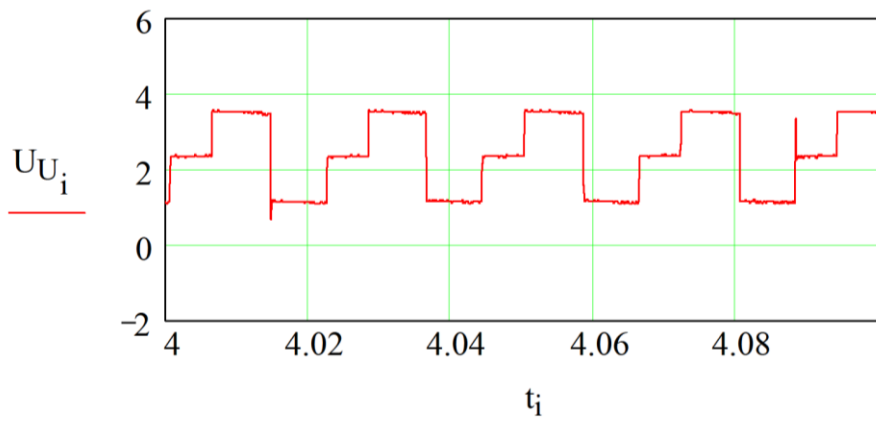
$i := 0 .. \text{rows}(A) - N_{\text{begin}} - 1$

$t_i := A_{i,0} \cdot 10^{-9}$ Поточні значення часу, с

$\Delta t := t_1 - t_0 = 1.25 \times 10^{-4}$ Період дискретизації, с

Осцилограми сигналів датчиків:





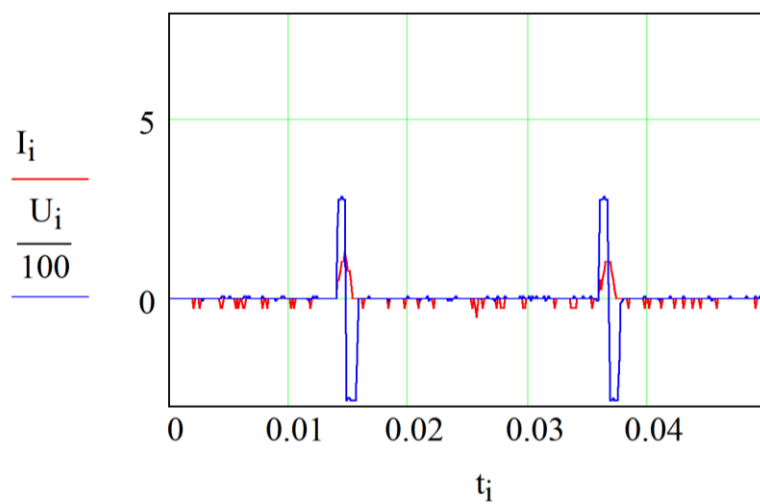
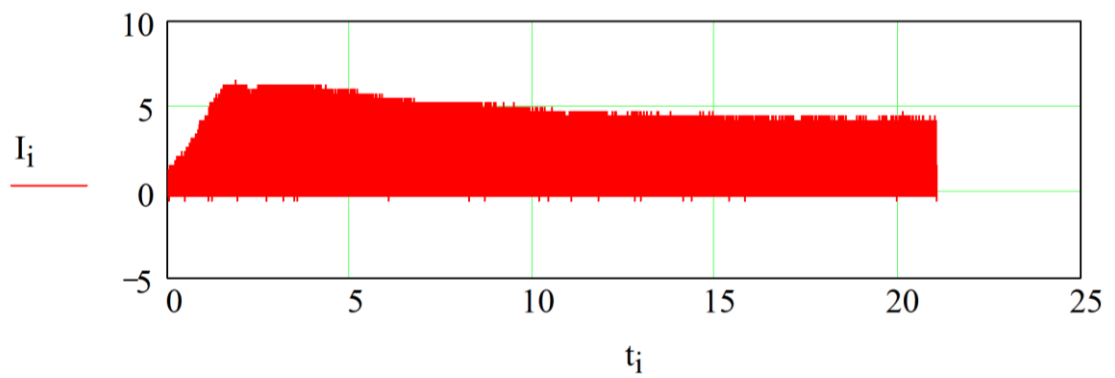
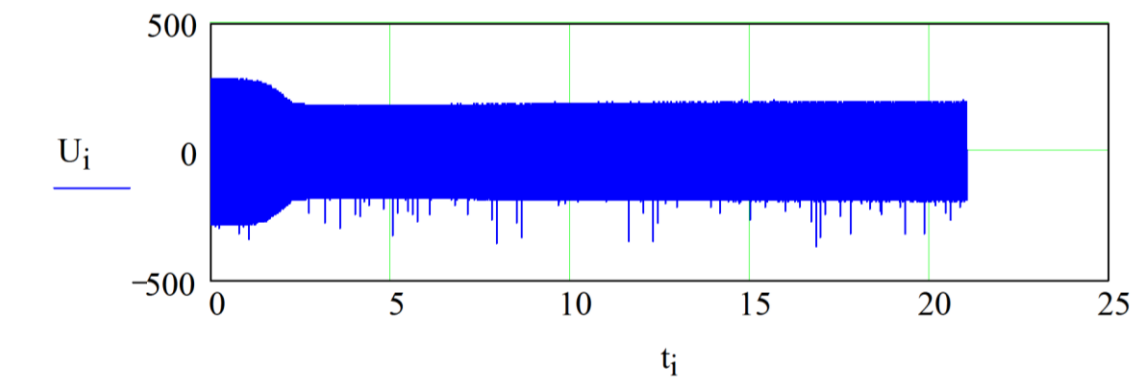
$U_{U0} := 2.338$ Напруга на виході датчика напруги при нульовому вході, В (визначено за графіком)

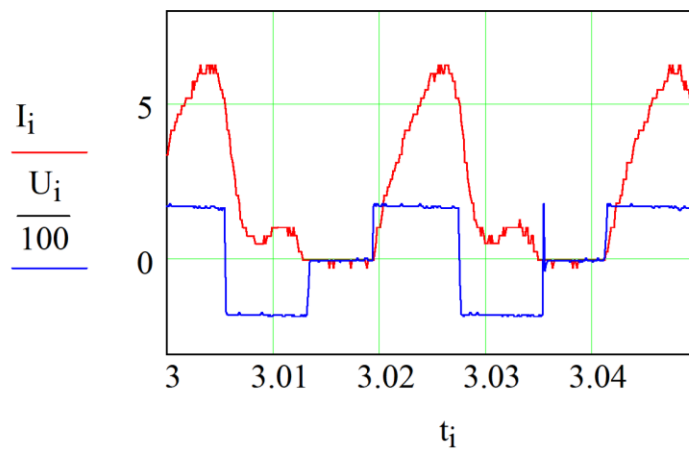
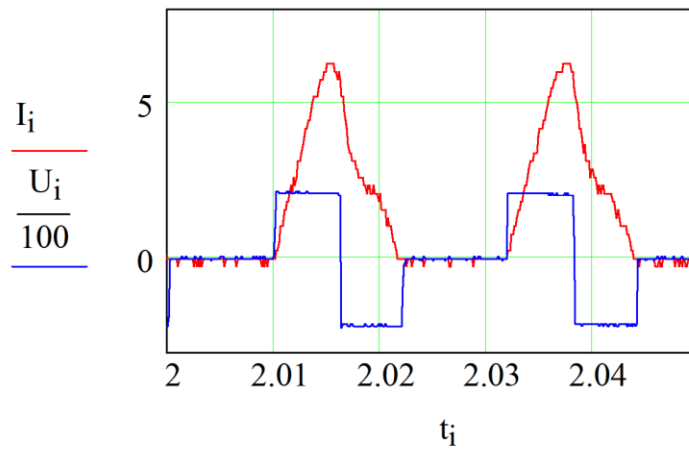
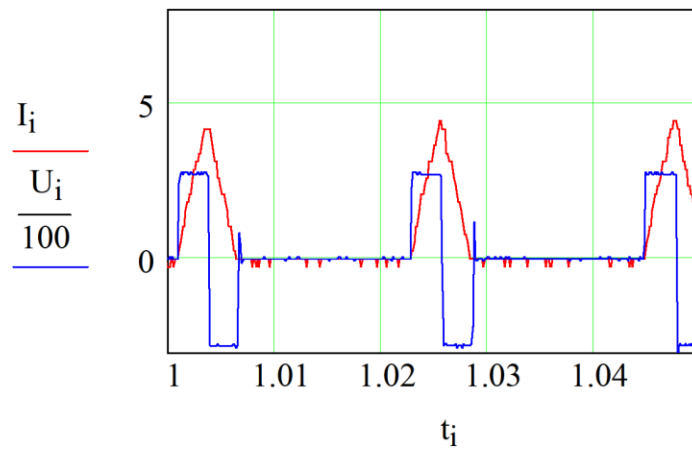
$U_{I0} := 2.4382$ Напруга датчика струму при нульовому струмі, В (визначено за графіком)

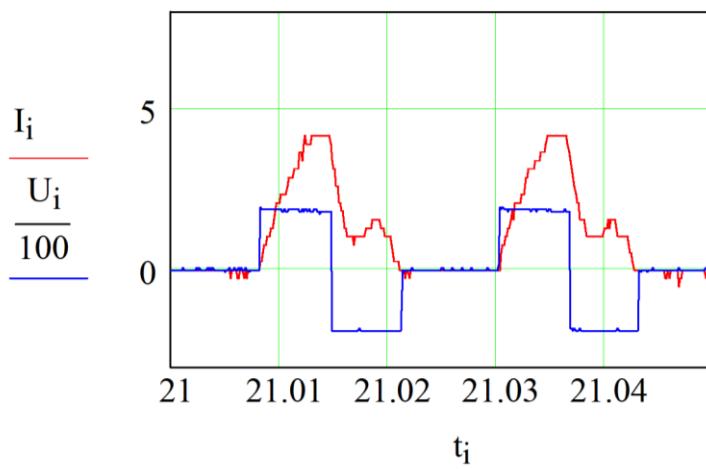
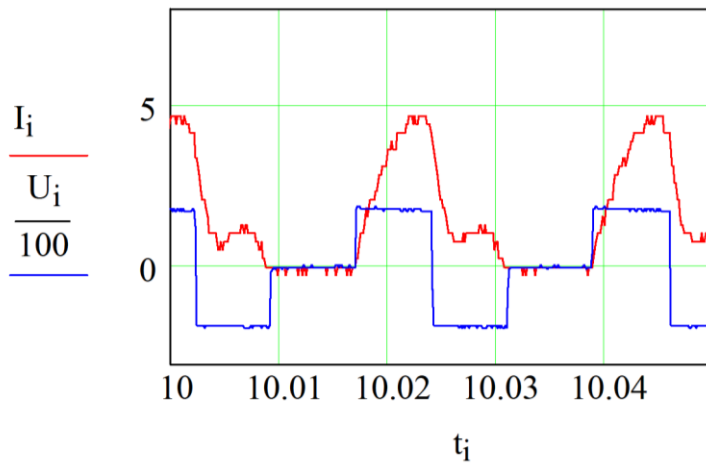
$$U_i := \frac{U_{U_i} - U_{U0}}{k_U} \quad \text{Напруга, В}$$

$$I_i := -\frac{U_{I_i} - U_{I0}}{k_{CS}} \quad \text{Струм, А}$$

$$\Delta t := t_1 - \Delta t = 1.25 \times 10^{-4} \quad \text{Період дискретизації, с}$$







Визначення механічної потужності, втрат у міді та ККД вібратора

$R := 1.784$ Результуючий активний опір обмоток вібратора (дослід 22)

$N := \text{rows}(I) - 6$ $N = 1.684 \times 10^5$

$T_{\min} := 0$ $U_{\min} := 10$

Попереднє визначення частоти, потужності і втрат у міді:

```

A :=
  for i ∈ 0 .. N
    U_became_positive ←  $U_i \leq U_{\min} \wedge U_{i+1} > U_{\min} \wedge U_{i+2} > U_{\min}$ 
    if U_became_positive
      j ← 0
      iperiodj ← i
      tperiodj ← ti
      break
  for i ∈ iperiod0 + 1 .. N
    U_became_positive ←  $(U_i \leq U_{\min}) \wedge (U_{i+1} > U_{\min}) \wedge (U_{i+2} > U_{\min})$ 
    if U_became_positive
      j ← j + 1
      iperiodj ← i
      tperiodj ← ti
      Tj ← tperiodj - tperiodj-1
      fj ←  $(T_j)^{-1}$ 
      ωj ←  $2 \cdot \pi \cdot f_j$ 
      Integr1 ← 0
      Integr2 ← 0
      for k ∈ iperiodj-1 .. iperiodj
        Integr1 ← Integr1 + fj Uk · Ik · Δt
        Integr2 ← Integr2 + fj (Ik)2 · R · Δt
      Pj ← Integr1
      ΔPj ← Integr2
  A0 ← iperiod

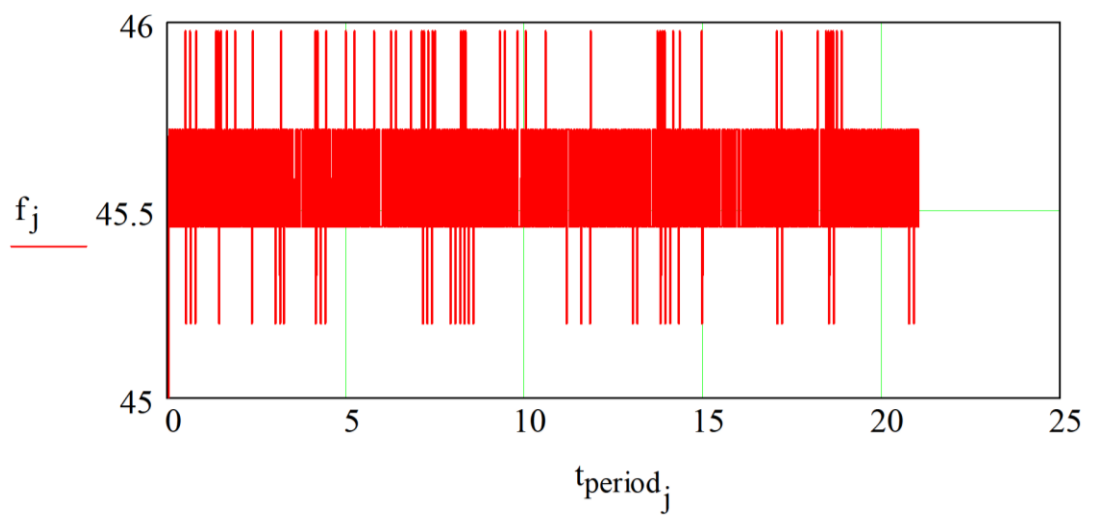
```

$$\begin{array}{|l}
 A_1 \leftarrow t_{\text{period}} \\
 A_2 \leftarrow f \\
 A_3 \leftarrow \omega \\
 A_4 \leftarrow P \\
 A_5 \leftarrow \Delta P \\
 A
 \end{array}$$

$$A = \begin{pmatrix} \{959,1\} \\ \{959,1\} \\ \{959,1\} \\ \{959,1\} \\ \{959,1\} \\ \{959,1\} \\ \{959,1\} \end{pmatrix} \quad \begin{array}{l} i_{\text{period}} := A_0 \\ t_{\text{period}} := A_1 \\ f := A_2 \\ \omega := A_3 \\ P := A_4 \\ \Delta P := A_5 \end{array}$$

$$j := 0 \dots \text{rows}(A_0) - 1$$

$$\eta_{m_j} := \frac{P_j - \Delta P_j}{P_j}$$



$$T_{av} := \frac{\max(t_{period}) - \min(t_{period})}{\text{rows}(t_{period}) - 1}$$

Точні значення періоду і частоти (відповідають середнім значенням)

$$f_{av} := \frac{1}{T_{av}} \quad T_{av} = 0.02193763$$

$$\sum_{j=1}^{\text{rows}(f)-1} f_j \quad f_{av} = 45.583774$$

$$\frac{\sum_{j=1}^{\text{rows}(f)-1} f_j}{\text{rows}(f) - 1} = 45.584407 \quad \text{Перевірка}$$

$$j := 1 \dots \text{rows}(t_{period}) - 1$$

$$t_{period_j} := t_{period_0} + j \cdot T_{av}$$

Перерахунок моментів часу, що відповідають початкам періодів з урахуванням точного значення частоти

Перерахунок потужності і втрат у міді:

```

A1 := | i ← 0
      | while ti < tperiod0
      |   i ← i + 1
      |   for j ∈ 1 .. rows(tperiod) - 1
      |     | Integr1 ← 0
      |     | Integr2 ← 0
      |     | while ti < tperiodj
      |       | Integr1 ← Integr1 + fav Ui · Ii · Δt
      |       | Integr2 ← Integr2 + fav (Ii)2 · R · Δt
      |       | i ← i + 1
      |       | Pj ← Integr1
      |       | Pcopj ← Integr2
      |     | A0 ← P
      |     | A1 ← Pcop
      |     | A

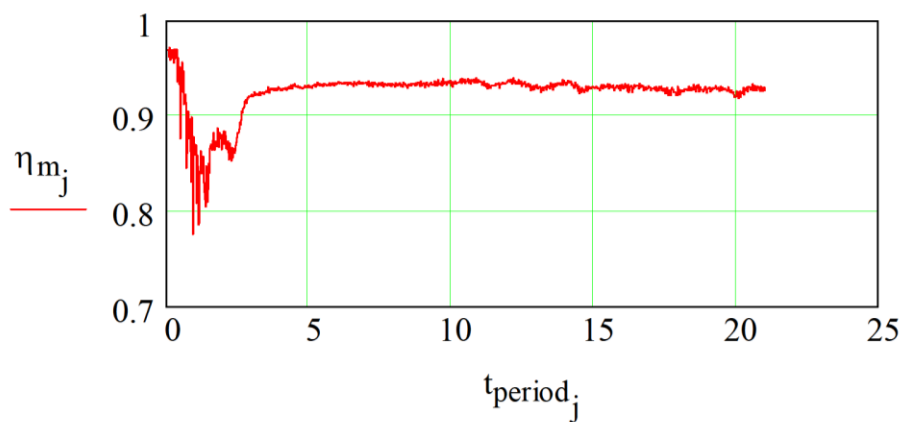
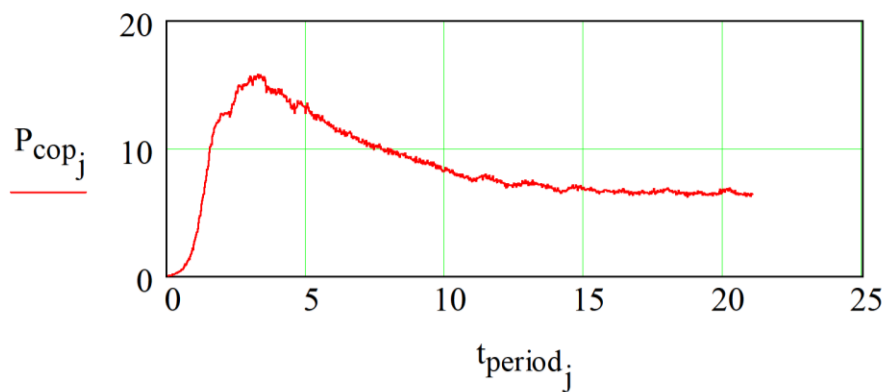
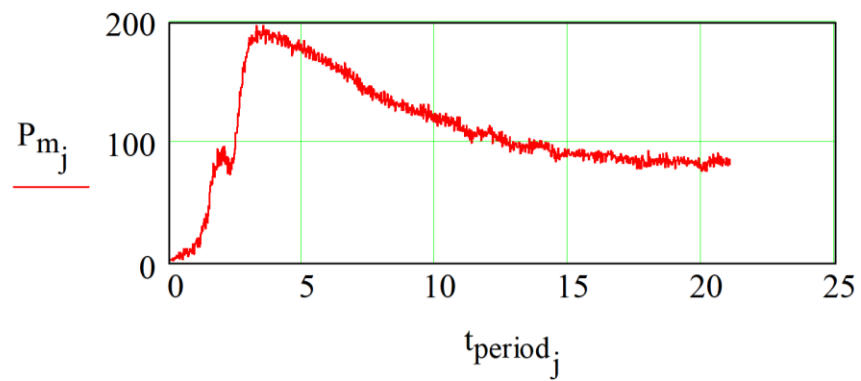
```

$P := A1_0$ Споживана потужність, Вт

$P_{\text{cop}} := A1_1$ Втрати у міді, Вт

$P_m := P - P_{\text{cop}}$ Механічна потужність, Вт

$\eta_{m_j} := \frac{P_{m_j}}{P_j}$ ККД вібратора



Якщо інтегрувати потужність за оновленими періодами, результат практично не змінюється.

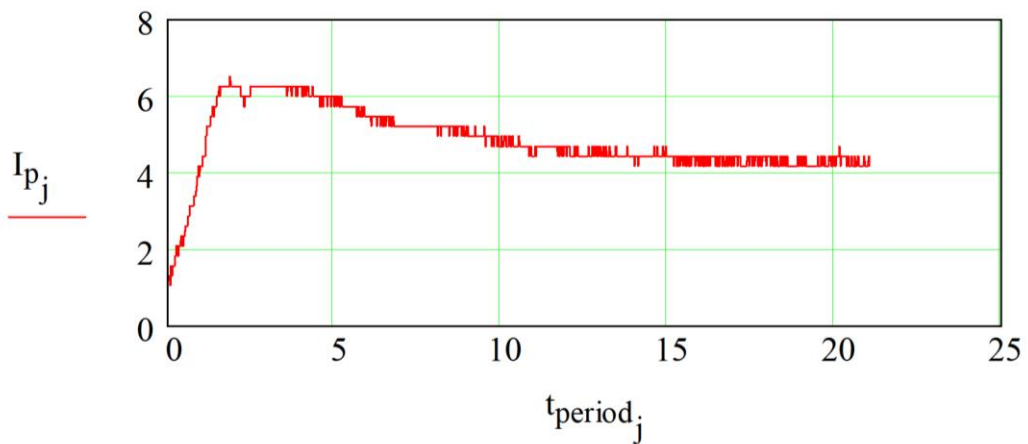
Точне значення частоти використовуватиметься в інших експериментах, зокрема, при інтегруванні прискорення.

Визначення пікових значень струму:

```

 $I_p :=$ 
   $i \leftarrow 0$ 
  while  $t_i < t_{\text{period}_0}$ 
     $i \leftarrow i + 1$ 
    for  $j \in 1 \dots \text{rows}(t_{\text{period}}) - 1$ 
       $\max \leftarrow 0$ 
      while  $t_i < t_{\text{period}_j}$ 
         $\max \leftarrow I_i$  if  $I_i > \max$ 
         $i \leftarrow i + 1$ 
       $I_{p_j} \leftarrow \max$ 
   $I_p$ 

```



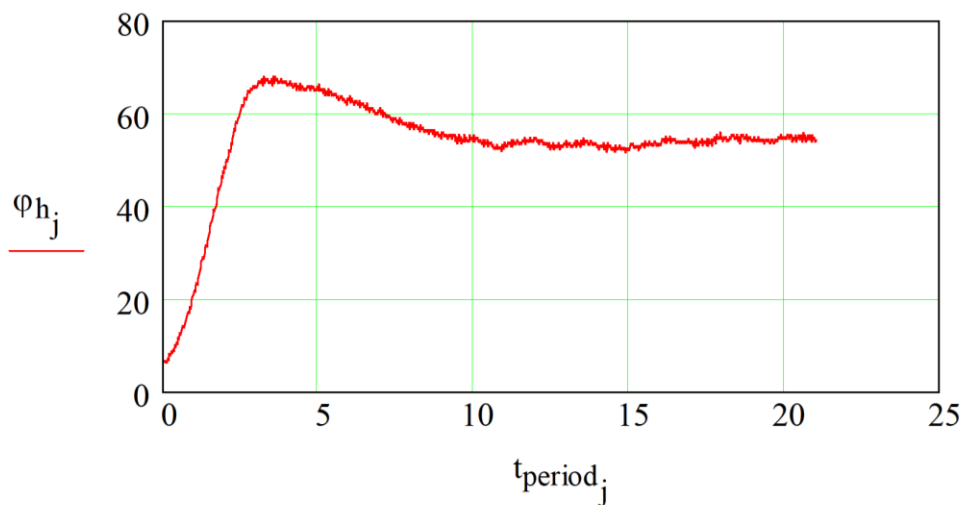
Визначення моментів закриття транзисторів:

```

toff := | for i ∈ 0 .. N
          |   U_became_negative ← Ui ≥ Umin ∧ Ui+1 < Umin ∧ Ui+2 < Urr
          |   if U_became_negative
          |     | j ← 0
          |     | ioffj ← i
          |     | toffj ← ti
          |     | break
          |   for i ∈ ioff0 + 1 .. N
          |     | U_became_negative ← Ui ≥ Umin ∧ Ui+1 < Umin ∧ Ui+2 < Urr
          |     | if U_became_negative
          |       | j ← j + 1
          |       | toffj ← ti
          |   toff

```

$$\varphi_{h_j} := \frac{t_{\text{off}_j} - t_{\text{period}_j}}{T_{\text{av}}} \cdot 180 \quad \text{Ширина імпульсів, град}$$



Розрахунок втрат в інверторі

Транзистори IGBT IXYN85N120C4H1

$U_{CE} := 1$ Падіння напруги колектор-емітер, В

$R_G := 160$ Опір резистора в колі затвора, Ом

$k_{I_on_5} := \frac{3 \cdot 10^{-3}}{25}$ Коефіцієнт пропорційності між втратами на відкриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 5 Ом

$k_{I_off_5} := \frac{1.75 \cdot 10^{-3}}{25}$ Коефіцієнт пропорційності між втратами на закриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 5 Ом

$k_{I_on_10} := k_{I_on_5} \cdot \frac{6.775}{6.112}$ Коефіцієнт пропорційності між втратами на відкриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 10 Ом

$k_{I_off_10} := k_{I_off_5} \cdot \frac{3.43}{3.295}$ Коефіцієнт пропорційності між втратами на закриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 10 Ом

$k_{I_on_20} := k_{I_on_10} \cdot \frac{7.624}{6.775}$ Коефіцієнт пропорційності між втратами на відкриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 20 Ом

$k_{I_off_20} := k_{I_off_10} \cdot \frac{4.04}{3.43}$ Коефіцієнт пропорційності між втратами на закриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 20 Ом

$k_{I_on_160} := k_{I_on_10} + (160 - 10) \cdot \frac{k_{I_on_20} - k_{I_on_10}}{20 - 10}$

Коефіцієнт пропорційності між втратами на відкриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 160 Ом

$k_{I_on_160} = 3.83 \times 10^{-4}$

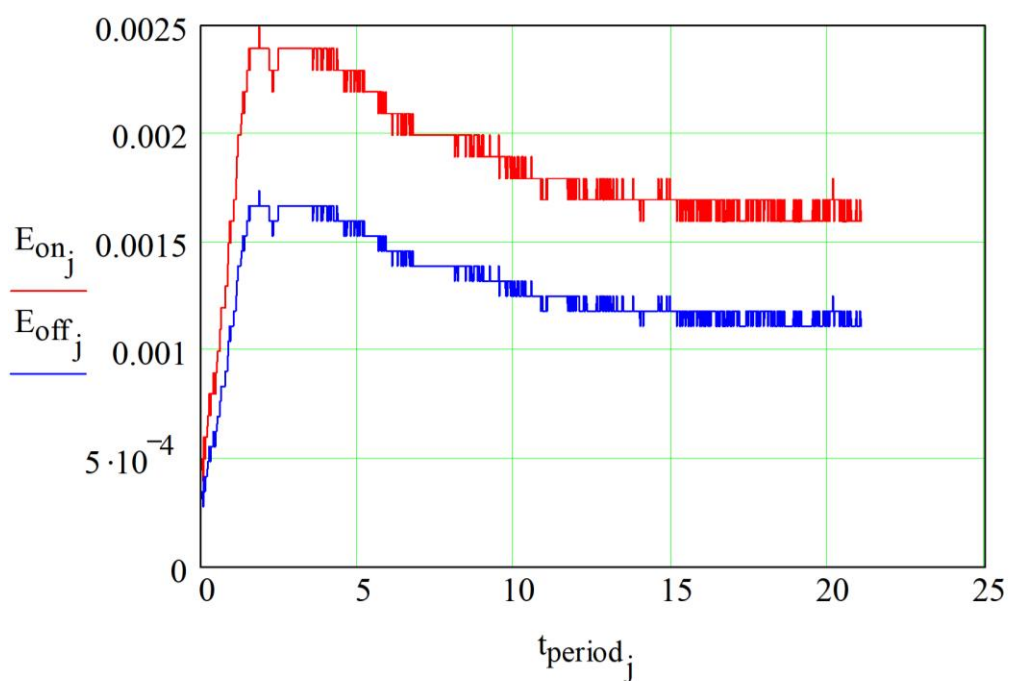
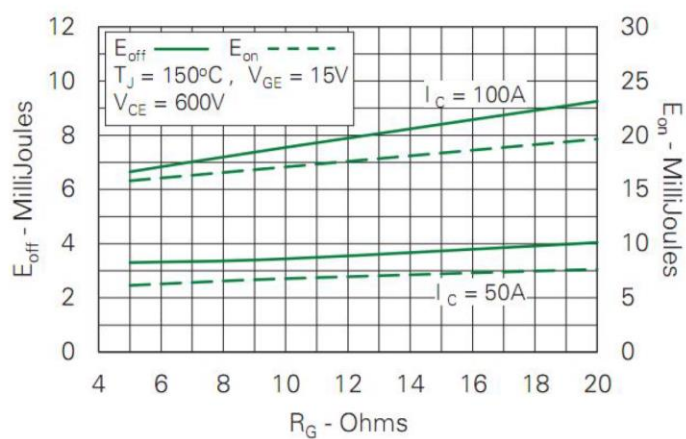
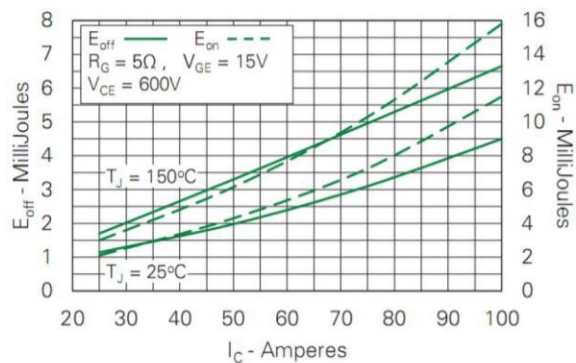
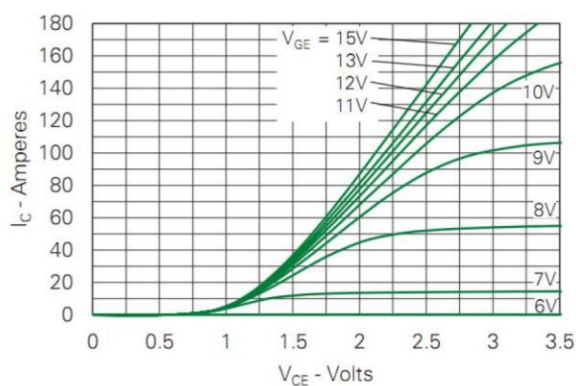
$k_{I_off_160} := k_{I_off_10} + (160 - 10) \cdot \frac{k_{I_off_20} - k_{I_off_10}}{20 - 10}$

Коефіцієнт пропорційності між втратами на закриття транзистора і струмом, Дж/А, при опорі в колі затвора 160 Ом

$k_{I_off_160} = 2.673 \times 10^{-4}$

$E_{on,j} := k_{I_on_160} \cdot I_{p,j}$ Втрати енергії при відкритті транзистора, Дж

$E_{off,j} := k_{I_off_160} \cdot I_{p,j}$ Втрати енергії при закритті транзистора, Дж



Статичні втрати потужності у транзисторах, Вт:

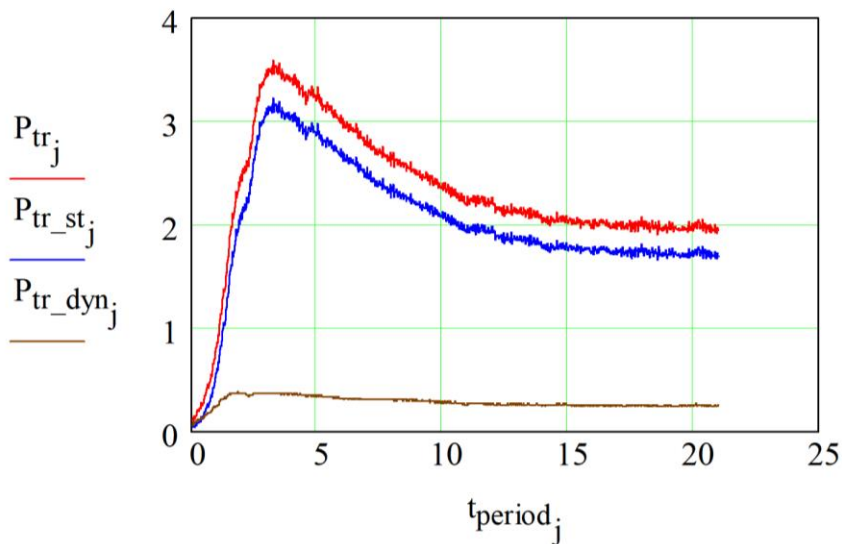
```

Ptr_st := | i ← 0
           | while ti < tperiod0
           |   i ← i + 1
           |   for j ∈ 1 .. rows(tperiod) - 1
           |     P ← 0
           |     while ti < tperiodj
           |       | P ← P + fav Ii · UCE · Δt  if ti < toffj-1
           |       | i ← i + 1
           |       | Ptr_stj ← 2P
           |     Ptr_st

```

$P_{tr_dyn_j} := 2f_{av} \cdot (E_{on_j} + E_{off_j})$ Динамічні втрати потужності у транзисторах, Вт:

$P_{tr_j} := P_{tr_dyn_j} + P_{tr_st_j}$ Сумарні втрати потужності у транзисторах, Вт:



$$I_F := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.463 \\ 2.407 \\ 3.981 \\ 6.435 \end{pmatrix}^{2AR} \quad U_F := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.463 \\ 1 \\ 1.121 \\ 1.25 \end{pmatrix} \quad \text{Точки вольт-амперної характеристики діода}$$

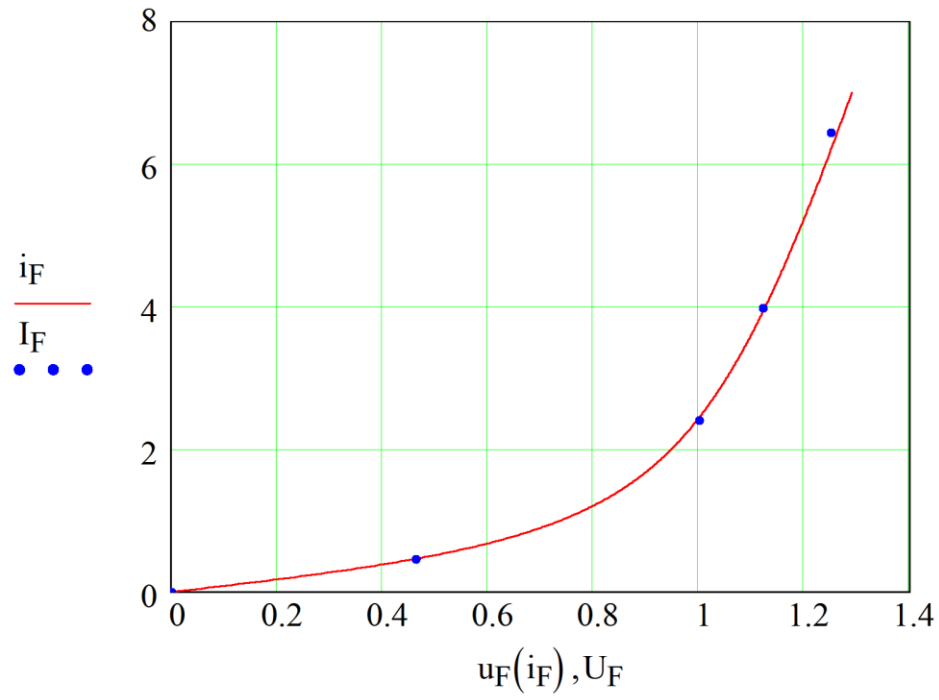
Апроксимація вольт-амперної характеристики діода тригонометричною функцією:

$$c_1 := 0. \quad c_2 := 2 \quad c_3 := 0.05$$

$$c := \begin{array}{|l} J_{\min} \leftarrow 10^{10} \\ \text{for } c_1 \in 0.1, 0.12 \dots 2 \\ \quad \text{for } c_2 \in 1.1, 1.12 \dots 5 \\ \quad \quad \text{for } c_3 \in -1, -0.98 \dots 1 \\ \quad \quad \quad J \leftarrow 0 \\ \quad \quad \quad \text{for } i \in 0 \dots \text{rows}(I_F) - 1 \\ \quad \quad \quad \quad y \leftarrow c_1 \operatorname{atan}(c_2 I_{F_i}) + c_3 I_{F_i} \\ \quad \quad \quad \quad J \leftarrow J + (U_{F_i} - y)^2 \\ \quad \quad \quad \text{if } J < J_{\min} \\ \quad \quad \quad \quad J_{\min} \leftarrow J \\ \quad \quad \quad \quad c_0 \leftarrow J \\ \quad \quad \quad \quad c_1 \leftarrow c_1 \\ \quad \quad \quad \quad c_2 \leftarrow c_2 \\ \quad \quad \quad \quad c_3 \leftarrow c_3 \\ c \end{array}$$

$$u_F(i_F) := c_1 \operatorname{atan}(c_2 i_F) + c_3 i_F \quad c = \begin{pmatrix} 1.634597 \times 10^{-4} \\ 0.68 \\ 1.64 \\ 0.04 \end{pmatrix}$$

$$i_F := 0, 0.01 \dots 7$$

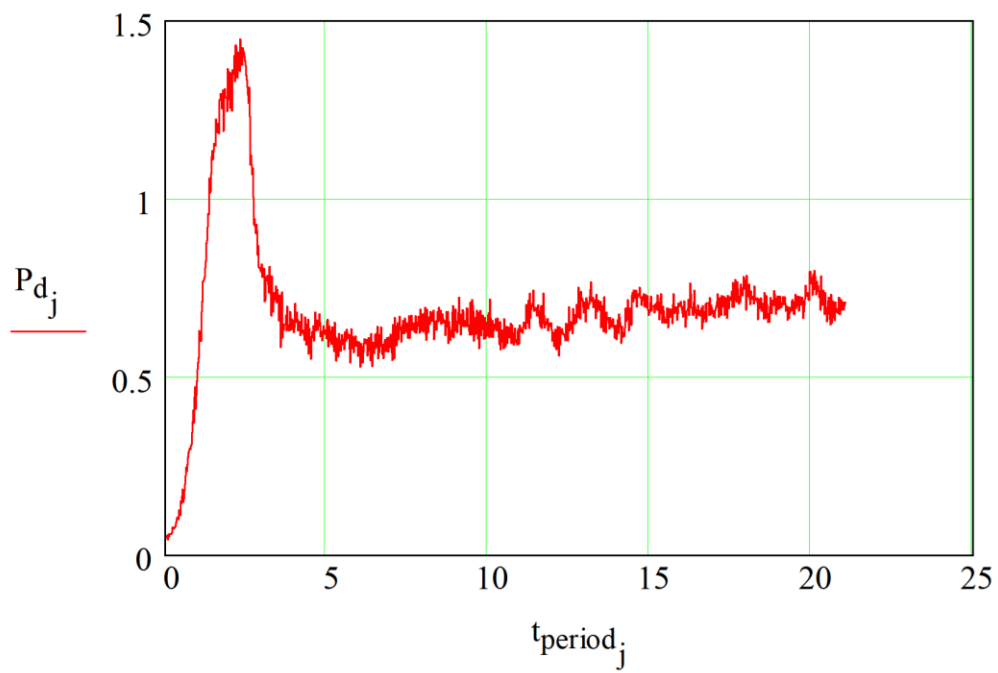


Втрати потужності в діодах, Вт:

```

P_d := | i ← 0
        | while t_i < t_period_0
        |   i ← i + 1
        |   for j ∈ 1 .. rows(t_period) - 1
        |     | P ← 0
        |     | while t_i < t_period_j
        |     |   | P ← P + f_av I_i · u_F(I_i) · Δt if t_i ≥ t_off_{j-1}
        |     |   | i ← i + 1
        |     |   P_{d,j} ← 2P
        |   P_d

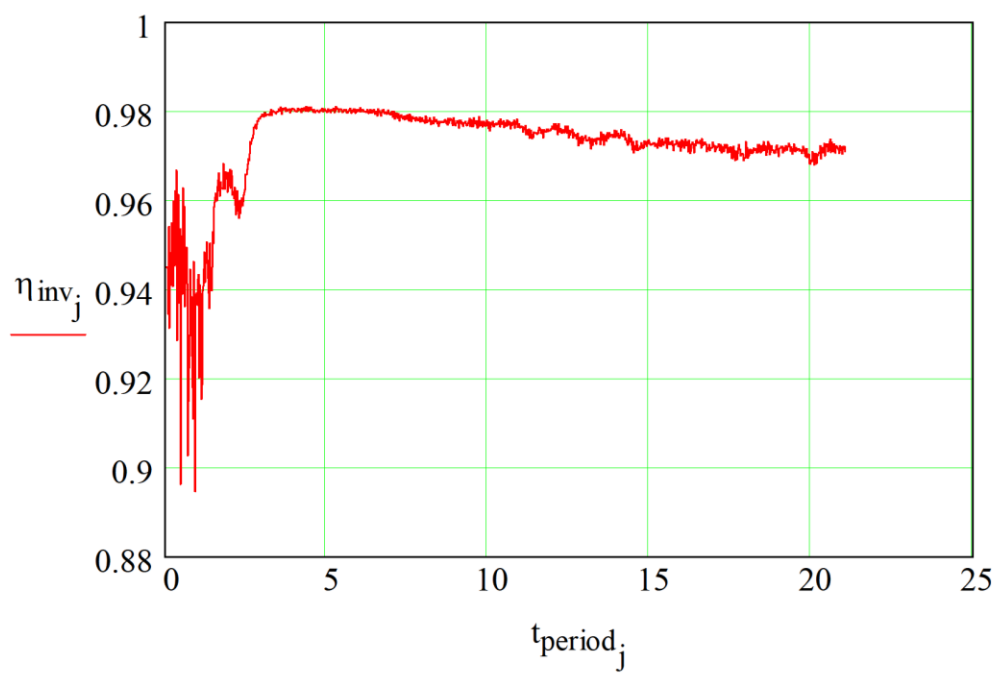
```



Втрати в інверторі:

$$P_{inv} := P_{tr} + P_d$$

$$\eta_{inv,j} := \frac{P_j}{P_j + P_{inv,j}} \quad \text{ККД інвертора}$$



Розрахунок втрат у випрямлячі та дроселі

Діодний міст 36MT80

$U_{\text{diod}} := 0.8$ Падіння напруги на діоді при струмі близько 1 А

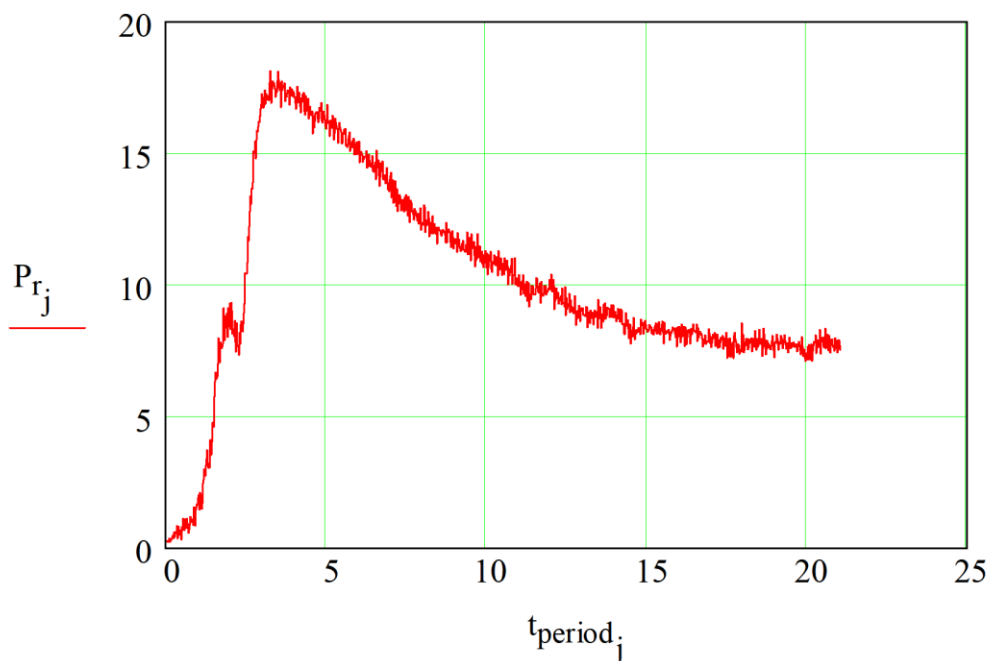
$U_{\text{rect}} := 197$ Середнє значення випрямленої напруги, В

$I_{\text{in}_j} := \frac{P_j}{U_{\text{rect}}}$ Середнє значення вхідного струму, А

$P_{\text{rect}_j} := 2 \cdot U_{\text{diod}} \cdot I_{\text{in}_j}$ Втрати у випрямлячі, Вт

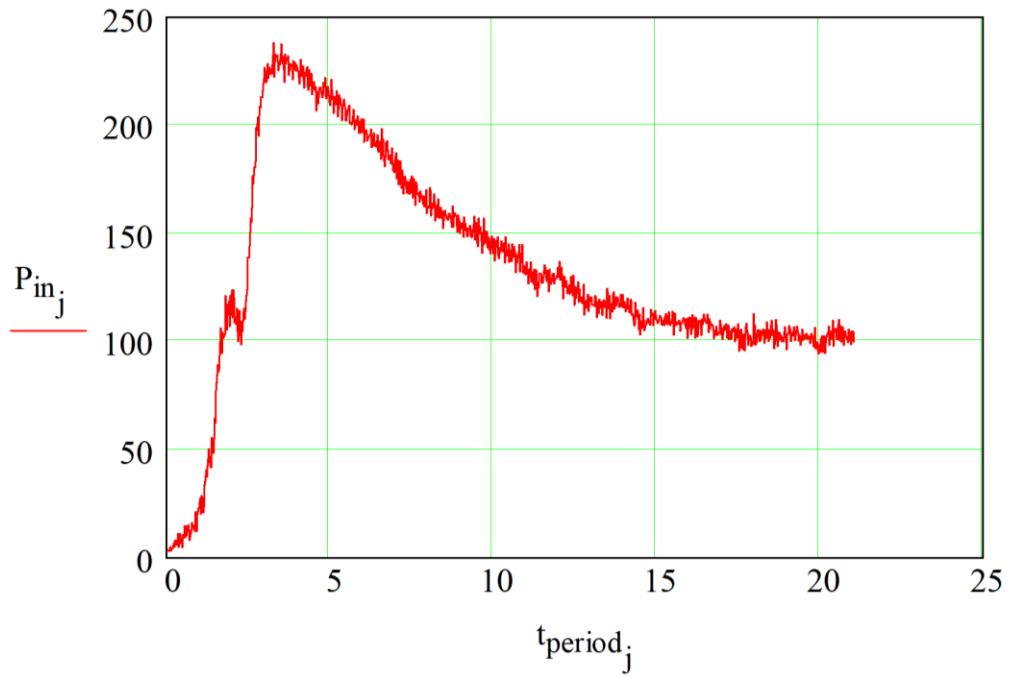
$R_r := 16.7$ Активний опір обмотки дроселя, Ом

$P_{r_j} := R_r \cdot I_{\text{in}_j}^2$ Втрати у дроселі, Вт

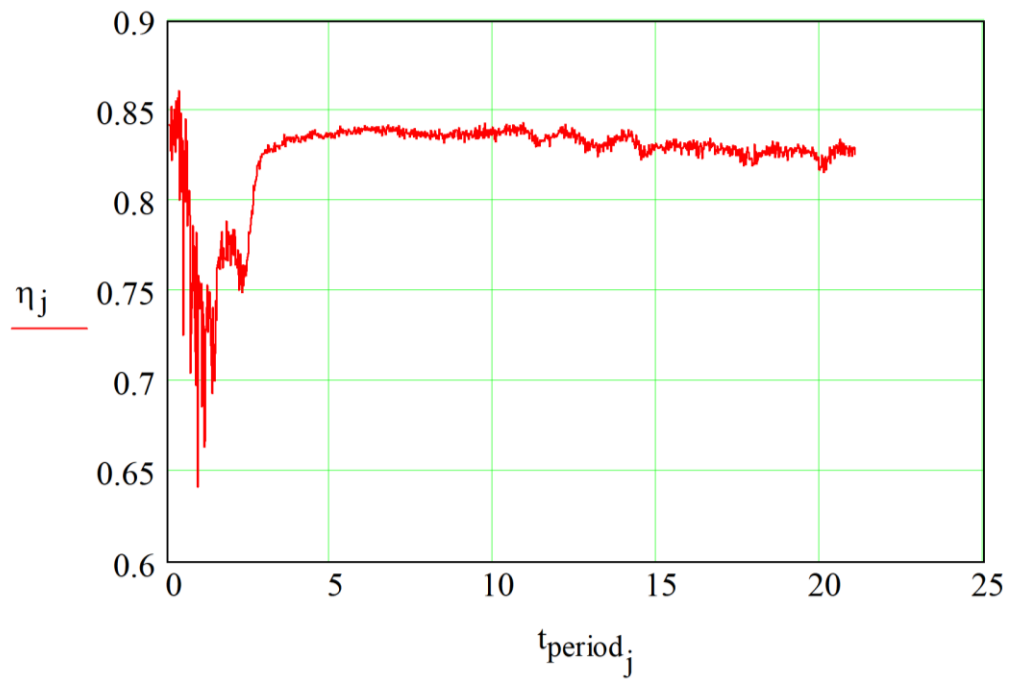


Результующий ККД

$P_{in} := P + P_{inv} + P_{rect} + P_r$ Вхідна потужність, Вт



$$\eta_j := \frac{P_{m,j}}{P_{in,j}}$$



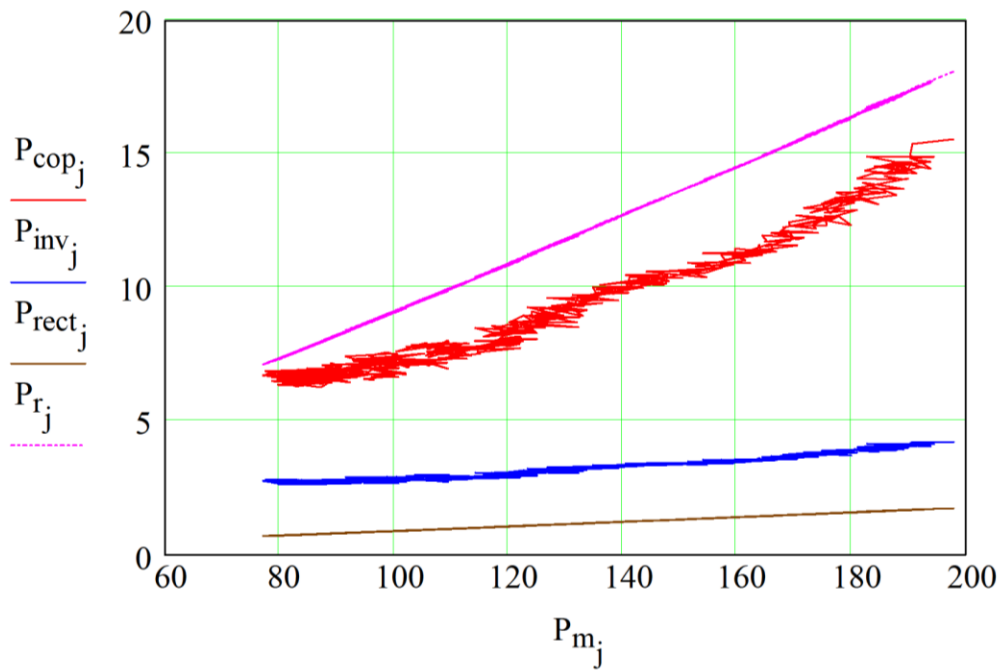
Результуючі графіки

$j_{P_{\max}} := 159$

Точка максимуму механічної потужності

$j := j_{P_{\max}} .. \text{rows}(P) - 1$

Залежність втрат від механічної потужності



Залежність ККД від механічної потужності

