

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Кафедра електромеханічних та комп'ютерних систем

До захисту допущено

Завідувач кафедри


(підпис)

Інна НЕФЬОДОВА
(ім'я, прізвище)

«06» грудня 2024 року

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА (ПРОЄКТ)

рівень вищої освіти другий (магістерський)

спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

освітньо-професійна Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

тема «Синтез електромеханічної системи із асинхронним двигуном і пристроєм плавного пуску»

Виконав(ла)

здобувач(ка) групи БЗ-П23мг
(шифр групи)

Павло КОТОВИЧ
(ім'я, прізвище)


(підпис)

Керівник роботи

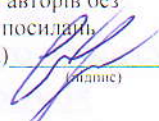
д.т.н., проф. Тетяна НІКІТИНА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Рецензент роботи

д.т.н., доц. Юрій ЗАЧЕПА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Засвідчую, що у цій роботі
немає питань та видучень з
праць інших авторів без
відповідних посилань.
здобувач (ка) 
(підпис)

Харків – 2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет/ІНІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут

Кафедра Електромеханічних та комп'ютерних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(підпис)

(ім'я, прізвище)

«08» жовтня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)

Котович Павло Володимирович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи із асинхронним двигуном і пристроєм плавного пуску

керівник роботи Нікітіна Тетяна Борисівна, д. т. н., професор

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

затверджені наказом по університету від «08» жовтня 2024 року № 5101-53232

2. Строк подання здобувачем роботи «02» грудня 2024 р.

3. Перелік питань, які потрібно розробити: В пояснювальній записці необхідно відобразити аналітичний огляд та опис технологічного процесу, формулювання вимог до електроприводу, енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта, обґрунтування вибору потужності двигуна, вибір електродвигуна та силового електрообладнання, математична модель електромеханічного об'єкта, розрахунок статичних та динамічних параметрів електроприводу, синтез системи керування та дослідження динамічних характеристик електромеханічної системи шляхом моделювання.

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1	Огляд літературних джерел, нових розробок, опублікованих даних та іншої інформації, пов'язаної з темою роботи
2	Обґрунтування теоретичної бази обраної проблеми.
3	Характеристика об'єктів галузі: стан і стратегії розвитку
4	Дослідження синтезу електромеханічної системи із асинхронним двигуном і пристроєм плавного пуску
5	Розробка електромеханічної системи із асинхронним двигуном і пристроєм плавного пуску
6	Оформлення першого варіанту тексту, подання його на ознайомлення науковому керівнику
7	Усунення недоліків, написання остаточного варіанту тексту, оформлення дипломної роботи
8	Подання роботи на кафедру, перевірка на плагіат та зовнішнє рецензування роботи
9	Захист дипломної роботи у ЕК

5. Дата видачі завдання «08» жовтня 2024 р.

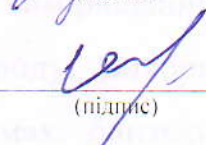
Здобувач(ка)


 (підпис)

Павло КОТОВИЧ

(ім'я, прізвище)

Керівник роботи


 (підпис)

Тетяна НІКІТИНА

(ім'я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Розгляд питань енергетичних витрат електроприводу під час його безпосередньої роботи системи керування, зокрема в пускових режимах. У дослідженні враховано несинусоїдальний характер зміни статорних струмів, що впливає на енергетичні показники, а також здійснено пошук принципово нових рішень для створення пристрою виміру складових потужностей та його подальшу реалізацію.

Серед отриманих результатів – розроблені моделі 3-фазного тиристорного регулятора напруги та на їх основі створена віртуальна модель досліджуваного пристрою плавного пуску AST-2, принцип роботи якого базується на 2-фазному тиристорному регуляторі напруги. Проведено аналіз регулювальної ефективності системи керування.

З урахуванням несинусоїдного характеру зміни статорних струмів були побудовані два пристрої для вимірювання складових потужностей і енергетичних витрат електроприводу. Використовуючи ці розробки, було проведено експерименти в режимах, близьких до безпосереднього пуску електроприводу, а також з поступовим збільшенням часу пуску.

На основі отриманих результатів визначено енергетичну ефективність досліджуваного пристрою порівняно з електроприводом, в якому немає системи керування, та з керованим 3-фазним тиристорним регулятором напруги. Крім того, було порівняно методи виміру складових потужностей і енергетичних витрат, що дозволяє зробити важливі висновки щодо оптимізації роботи електроприводів у промисловості.

**ПРИСТРІЙ ПЛАВНОГО ПУСКУ ,ТИРИСТОРНИЙ РЕГУЛЯТОР
НАПРУГИ, НЕСИНУСОЇДАЛЬНИЙ ЗАКОН ЗМІНИ СТРУМУ, ВИМІР
СКЛАДОВИХ ПОТУЖНОСТЕЙ, ЕНЕРГЕТИЧНА ЕФЕКТИВНІСТЬ**

ABSTRACT

Consideration of the issues of energy consumption of an electric drive during its direct operation of the control system, in particular in starting modes. The study took into account the non-sinusoidal nature of the change in stator currents, which affects energy indicators, and also carried out a search for fundamentally new solutions for creating a device for measuring component powers and its further implementation.

Among the results obtained, models of a 3-phase thyristor voltage regulator were developed and based on them a virtual model of the studied soft start device AST-2 was created, the principle of operation of which is based on a 2-phase thyristor voltage regulator. An analysis of the control system's control efficiency was carried out.

Taking into account the non-sinusoidal nature of the change in stator currents, two devices were built for measuring component powers and energy consumption of the electric drive. Using these developments, experiments were conducted in modes close to direct start of the electric drive, as well as with a gradual increase in start-up time.

Based on the results obtained, the energy efficiency of the studied device was determined in comparison with an electric drive without a control system and with a controlled 3-phase thyristor voltage regulator. In addition, methods for measuring component capacities and energy costs were compared, which allows drawing important conclusions regarding the optimization of the operation of electric drives in industry.

THYRISTOR VOLTAGE REGULATOR, NON-SINUSOIDAL LAW OF
CURRENT CHANGE, MEASUREMENT OF COMPONENT POWERS,
ENERGY EFFICIENCY

ВСТУП

Будь-який технологічний процес в тій чи іншій мірі підлягає управлінню, що пов'язано з технічними можливостями реалізації періодичних зупинок чи істотного зниження продуктивності. Зниження продуктивності машин і установок зменшує ресурс їхньої працездатності внаслідок збільшення кількості пусків електродвигунів (зокрема, регульованих електроприводів). Під час запуску електричних машин система піддається значним зусиллям і моментам, що негативно впливає на обмотки та інші елементи конструкції. У такій ситуації значно зростає необхідність у пристроях для плавного запуску електродвигунів, які забезпечують зменшення екстремальних моментів і струмів, завдяки чому підвищується ресурс працездатності як електроприводів, так і технологічних механізмів. Дослідження та практичний досвід свідчать, що в певних випадках впровадження систем пуску збільшує час напрацювання на відмову електродвигунів в кілька разів, а у робочих коліс відцентрових насосів — на 15-75%. Зважаючи на обмеження у витратах на регульовані електроприводи, такі системи набувають значного значення в промисловості [1].

Багато завдань, пов'язаних з енергозбереженням, можуть бути вирішені шляхом використання пускових пристроїв, що забезпечують розгін двигуна та обмежують струмові, механічні та теплові навантаження. Основні вимоги до таких систем включають можливість безлімітного пуску без ризику перегріву обмоток двигуна, обмеження динамічних моментів і струмового навантаження, можливість тривалої експлуатації на знижених швидкостях (для прогріву окремих технологічних механізмів), а також забезпечення достатнього пускового моменту для запуску. Також важливими характеристиками є низька вартість у порівнянні з регульованими приводами і можливість послідовного пуску кількох двигунів [2].

Застосування тиристорів для управління асинхронними двигунами відкриває нові можливості для поліпшення керованості та контролю пуско-

гальмівних режимів асинхронного електроприводу. За допомогою фазового керування тиристорними комутуючими елементами, які виконують роль безінерційних регуляторів змінної напруги, можна формувати перехідні процеси, що відповідають певним вимогам, наприклад, обмеження ударного моменту до критичного рівня, контроль прискорення до необхідних значень та реалізацію плавних перехідних процесів. Ці вимоги можуть бути виконані при високій швидкодії електроприводу, час виконання якої майже не відрізняється від класичних пуско-гальмівних режимів [3].

1 МОДЕЛЮВАННЯ ДОСЛІДЖУВАНОВОГО ПРИСТРОЮ

Параметром, котра впливає на напругу, що живить двигун, а отже, на форму його механічних характеристик, є кут відкриття тиристорів. Це дозволяє задовольнити завдання спрямованого впливу на електропривод, змінюючи кут визначеним часовим законом. Це регулювання починається з початкового значення, яке визначає напругу на двигуні в момент початку перехідного процесу, і закінчується на кінцевому значенні, коли до двигуна подається номінальна напруга мережі.

Очевидно, що залежність ($U = f(t)$) також визначає закон зміни напруги, прикладеної до двигуна. Важливо зазначити, що кут відкриття може залишатися незмінним під час перехідного режиму. Дослідження продемонстрували, що зростання кута відкриття призводить до зменшення ударного моменту, проте також знижує і сталий момент асинхронного двигуна. Отже, такий спосіб обмеження динамічних ударів не є прийнятним у загальному випадку, оскільки може призвести до затягування перехідних процесів, що є неприйнятним для електроприводів, що працюють в інтенсивному режимі.

При моделюванні системи ТРН-АД використовуються загальноприйняті припущення узагальненої теорії електричних машин, пов'язані з концепцією "ідеалізованої машини". Це припущення передбачає, що не враховуються насичення магнітопроводу, всі фазні обмотки мають однакові параметри, повітряний зазор рівномірний, а вищі просторові гармоніки магнітного поля не беруться до уваги.

При регулюванні напруги за допомогою ТРН двигун може перебувати в одному з п'яти станів:

1. Всі три фази АД включені в мережу; має місце режим трифазної провідності "ABC". Система диференціальних рівнянь для цього режиму має вигляд:

$$\begin{aligned}
\frac{2U_{AB} - U_{BC}}{3} &= R_s I_s^A + \delta L_s \frac{dI_s^A}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt}, \\
\frac{U_{AB} + U_{BC}}{3} &= R_s I_s^B + \delta L_s \frac{dI_s^B}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{1}{2} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
-\frac{U_{AB} + 2U_{BC}}{3} &= R_s I_s^C + \delta L_s \frac{dI_s^C}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{1}{2} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
0 &= R_s \frac{L_m}{L_r} I_s^A + \frac{R_r}{L_r} \psi_r^\alpha + \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \omega_r \psi_r^\alpha; \\
0 &= R_s \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{2I_s^B + I_s^A}{\sqrt{3}} \right) + \frac{R_r}{L_r} \psi_r^\beta + \frac{d\psi_r^\beta}{dt} - \omega_r \psi_r^\beta; \\
M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_r^\alpha \frac{2I_s^B + I_s^A}{\sqrt{3}} - \psi_r^\beta I_s^A.
\end{aligned} \tag{1.1}$$

2. Фаза "А" відкрита від мережі, має місце режим двофазної провідності "0BC". Система диференціальних рівнянь для цього режиму має вигляд:.

$$\begin{aligned}
I_s^A &= 0; \quad I_s^C = -I_s^B; \\
U_s^A &= \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r^\beta}{dt}; \\
\frac{U_{BC}}{3} &= R_s I_s^B + \delta L_s \frac{dI_s^B}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
0 &= \frac{R_r}{L_r} \psi_r^\alpha + \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \omega_r \psi_r^\alpha; \\
0 &= -R_s \frac{L_m}{L_r} \frac{2I_s^B}{\sqrt{3}} + \frac{R_r}{L_r} \psi_r^\beta + \frac{d\psi_r^\beta}{dt} - \omega_r \psi_r^\beta; \\
M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_r^\alpha \frac{2I_s^B}{\sqrt{3}}.
\end{aligned} \tag{1.2}$$

3. Фаза "В" ізольована від мережі; має місце режим двофазної провідності "A0C":

$$\begin{aligned}
I_s^B &= 0; \quad I_s^C = -I_s^A; \\
U_s^B &= \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{1}{2} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
\frac{U_{AB} + U_{BC}}{2} &= R_s I_s^A + \delta L_s \frac{dI_s^A}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{3}{4} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
0 &= -R_s \frac{L_m}{L_r} I_s^A + \frac{R_r}{L_r} \psi_r^\alpha + \frac{d\psi_r^\beta}{dt} - \omega_r \psi_r^\alpha; \\
M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{\psi_r^\alpha I_s^A}{\sqrt{3}} - \psi_r^\beta I_s^A \right).
\end{aligned} \tag{1.3}$$

4. Фаза "С" ізольована від мережі; має місце режим двофазної провідності "AB0":

$$\begin{aligned}
I_s^C &= 0; \quad I_s^B = -I_s^A; \\
U_s^C &= -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{1}{2} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
\frac{U_{AB}}{3} &= R_s I_s^A + \delta L_s \frac{dI_s^A}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{3}{4} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
0 &= -R_s \frac{L_m}{L_r} I_s^A + \frac{R_r}{L_r} d\psi_r^\alpha + \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \omega_r \psi_r^\alpha; \\
0 &= R_s \frac{L_m}{L_r} \frac{I_s^A}{\sqrt{3}} + \frac{R_r}{L_r} \psi_r^\beta + \frac{d\psi_r^\beta}{dt} - \omega_r \psi_r^\beta; \\
M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \left(-\psi_r^\alpha \frac{I_s^A}{\sqrt{3}} - \psi_r^\beta I_s^A \right).
\end{aligned} \tag{1.4}$$

5. Всі три фази АД ізольовані від мережі; має місце режим нульової провідності "000":

$$\begin{aligned}
I_s^A &= I_s^B = I_s^C = 0; \\
U_s^A &= \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt}; \\
U_s^B &= \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{1}{2} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
U_s^C &= \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{1}{2} \frac{d\psi_r^\alpha}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_r^\beta}{dt} \right); \\
M &= 0.
\end{aligned} \tag{1.5}$$

У загальному вигляді система диференціальних рівнянь електроприводу ТРН - АД може бути представлена у вигляді системи (1.6).

$$\begin{aligned}
\frac{dI_s^A}{dt} &= k \cdot k_{10} + k \cdot k_{11} I_s^A + k \cdot k_{13} \psi_r^\alpha + k \cdot k_{14} \psi_r^\beta; \\
\frac{dI_s^B}{dt} &= k \cdot k_{20} + k \cdot k_{22} I_s^A + k \cdot k_{23} \psi_r^\alpha + k \cdot k_{24} \psi_r^\beta; \\
\frac{d\psi_r^\alpha}{dt} &= k_{31} I_s^A - \tau \psi_r^\alpha - \omega_r \psi_r^\beta; \\
\frac{d\psi_r^\beta}{dt} &= k_{41} I_s^A + k_{42} I_s^B - \tau \psi_r^\beta - \omega_r \psi_r^\alpha.
\end{aligned} \tag{1.6}$$

; $\psi_r^\alpha, \psi_r^\beta$ - складові вектора потокозчеплення ротора в осях α, β ; R_s, R_r, L_s, L_r - відповідно активні опори й індуктивності фаз статора і ротора; L_μ - взаємна індуктивність між обмотками статора і ротора АД; p - число пар полюсів АД; σ - повний коефіцієнт розсіювання по Блонделю

$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_s L_r}. \tag{1.7}$$

Тиристорний елемент (ТО), що складається з пар паралельно включених тиристорів, моделюється як вентиль, який виступає в ролі ідеального ключа змінного струму. Таким чином, вентиль замінюється нелінійним опором, що набуває значення «0» лише при відкритому вентилі і нескінченності при закритому. При розробці математичної моделі системи

ТРН-АД для виконання розрахунків на електронних обчислювальних машинах (ЕОМ) важливо враховувати логіку перемикання в тиристорному регуляторі [9]. У загальному випадку стан тиристора описується логічною функцією наступного виду:

$$T_{N_i} = T_{N_i} \wedge Z_{N_i} \vee Y_{N_i}, \quad (1.8)$$

де логічні функції T_{N_i} , Z_{N_i} , Y_{N_i} описують відповідно знак напруги на тиристорі, наявність напруги керування на тиристорі, наявність струму, який протікає через вентиль; $\wedge$ - логічне "І"; $\vee$ - логічне "АБО". За логічними функціями роботи окремих вентилів неважко визначити для даного моменту часу керівні фази і режим провідності тиристорного регулятора.[2]

Робота пристрою пуску (аналога АСТ-2) здійснюється на вертикально-фазового принципу. Модель була зібрана в Matlab / Simulink з застосуванням бібліотеки SimPowerSystems.

Система імпульсно-фазного керування для однофазного навантаження синхронізована з живлячої напругою мережі та представлена на рис. 1.1

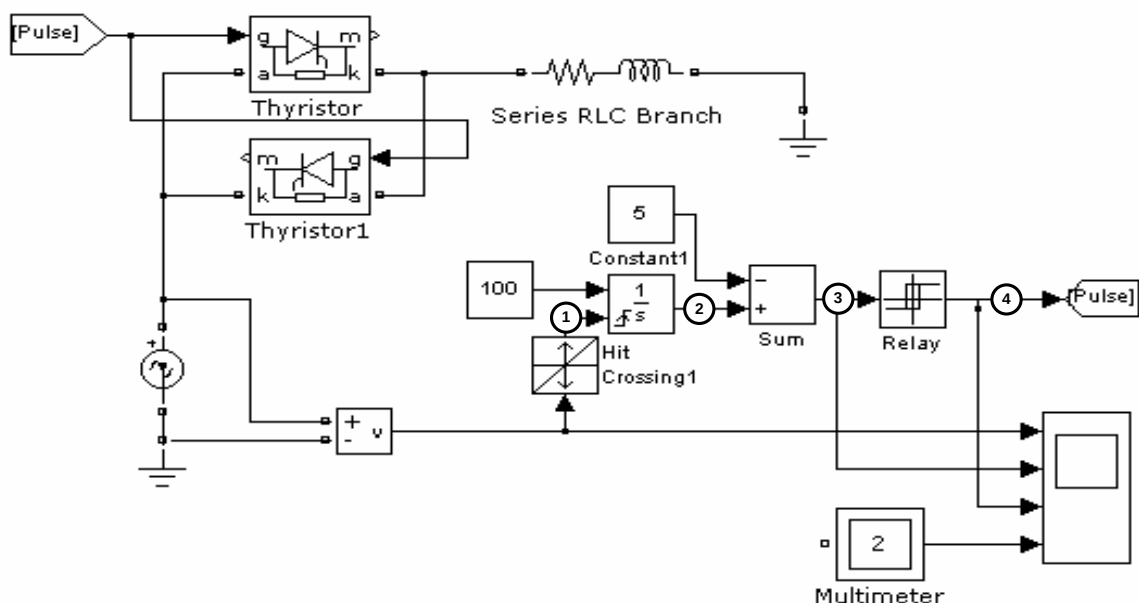


Рисунок 1.1. СІФК при роботі на однофазне навантаження

Діаграма зміни напруги і струму фази А у часі при зменшенні кута відкриття тиристорів в діапазоні від 180° до 0° представлені на рис. 1.2.

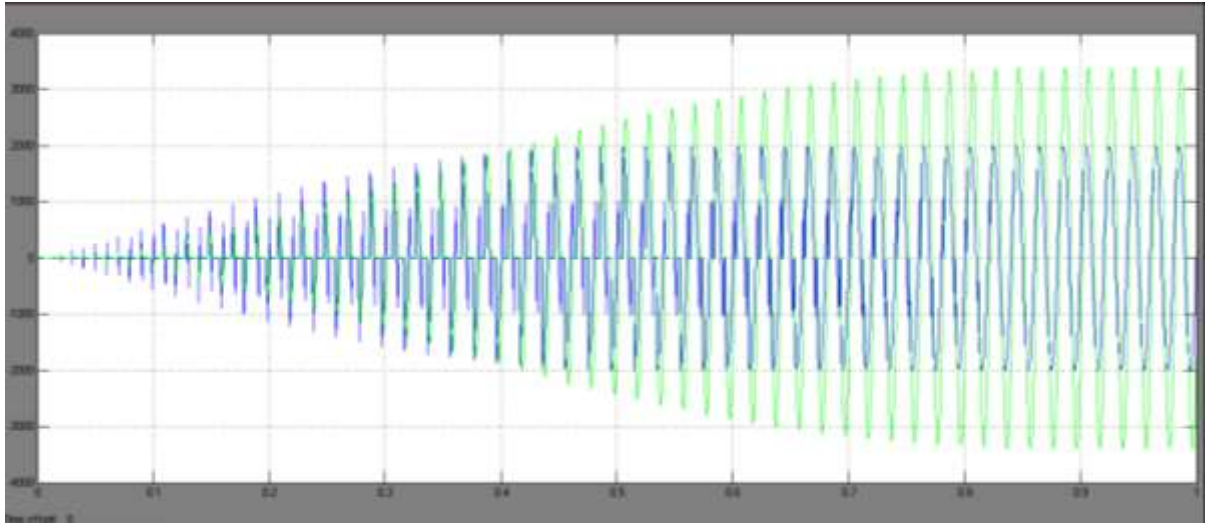


Рисунок 1.2. Діаграма зміни напруги і струму фази А у часі

Отримані графіки миттєвих значень напруг при роботі на спрощене навантаження демонструють адекватність системи імпульсно-фазного керування.

На практиці керуючий кут варіюється в діапазоні від мінімального кута відкриття тиристорів $\alpha_{\min} = \varphi(s)$ до максимального $\alpha_{\max}$, приблизно рівному 135° .

Величина мінімального кута $\alpha_{\min}$ дорівнює фазовому куту навантаження φ , який визначається за схемою заміщення двигуна як:

$$\varphi = \arctg \frac{x_1 + x_0 \frac{z_2'^2 + x_0 x_2'}{(R_2' / s)^2 + (x_0 + x_2')^2}}{R_1 + x_0^2 \frac{R_2' / s}{(R_2' / s)^2 + (x_0 + x_2')^2}}, \quad (1.9)$$

де

$$z_2' = \sqrt{(R_2' / s)^2 + x_2'^2};$$

x_0 - індуктивний опір ланцюга намагнічування. [3]

Віртуальна модель роботи СІФК на асинхронний двигун з короткозамкненим ротором представлена на рис. 1.3. Момент навантаження на валу реактивний.

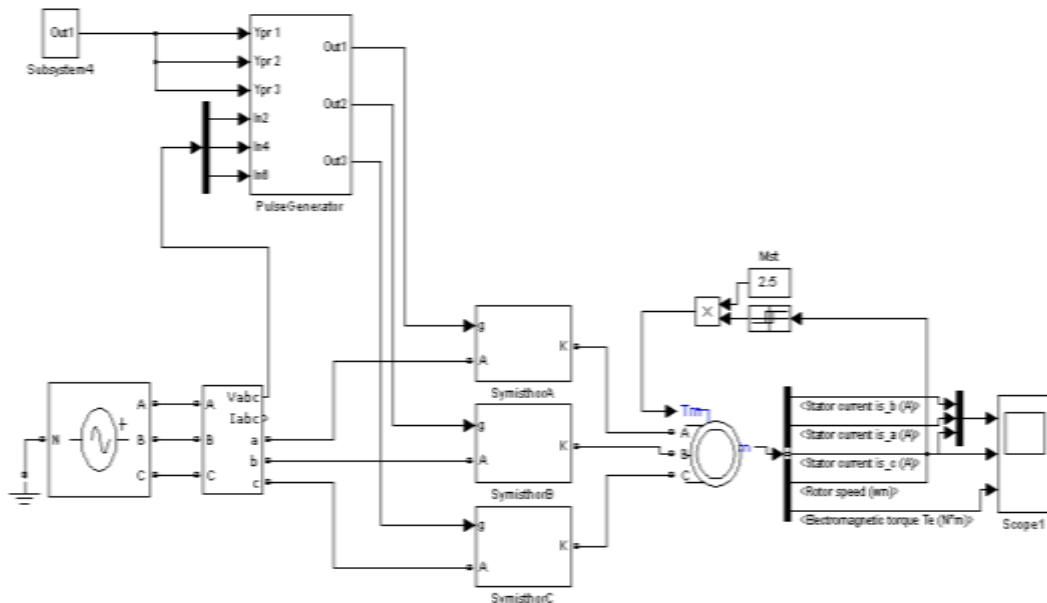


Рисунок 1.3. Віртуальна модель системи ТРН-АД

Експериментально встановлено діапазон регулювання в межах від 72 до 117 градусів.

Адекватність роботи віртуальної моделі ТРН-АД підтверджується досягненням електромагнітним моментом свого критичного значення при мінімальному куті управління. Зсув критичного моменту АД у відповідності до сигналу завдання представлено на рис. 1.4.

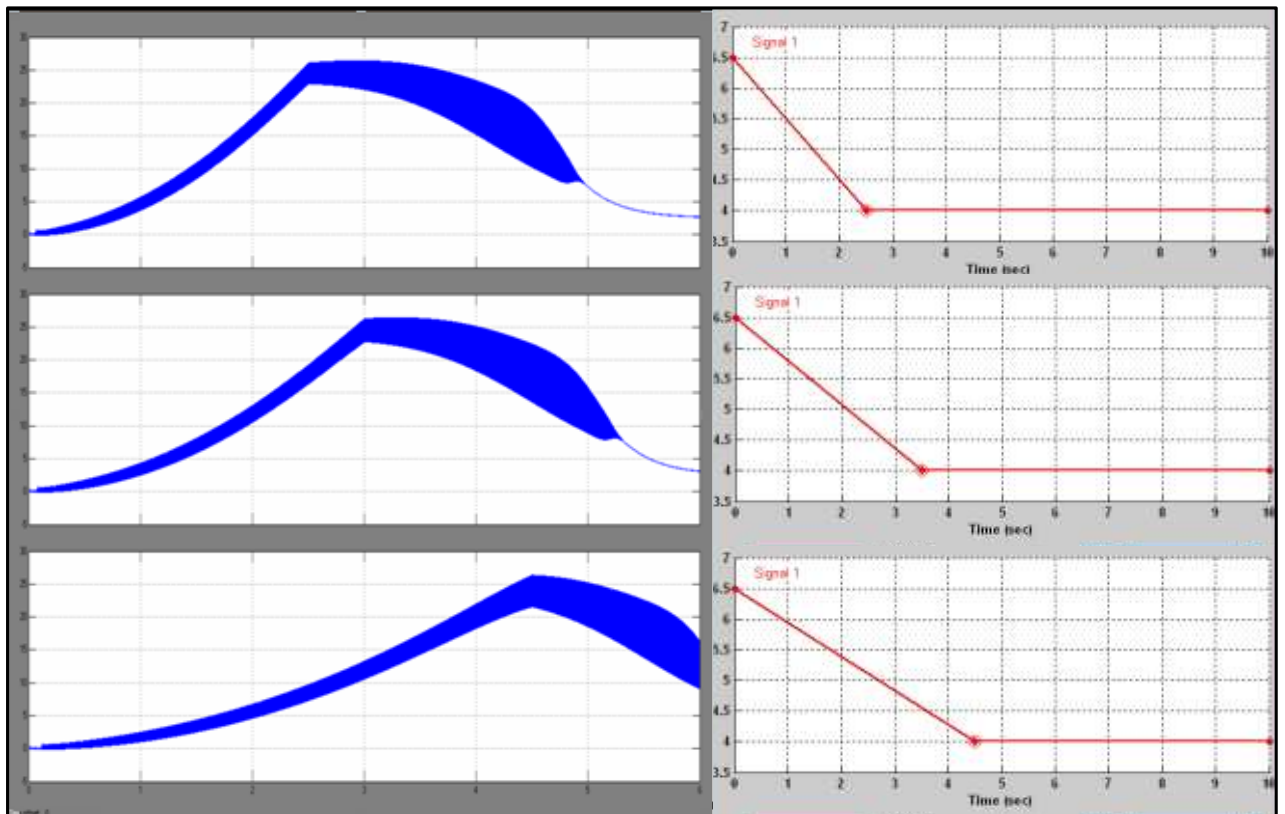


Рисунок 1.4. Діаграми зміни електромагнітних моментів у часі при різних періодах наростання кута регулювання

Експериментально переконуємось у вірності обмеження діапазону регулювання. На малюнках 1.5 і 1.6 представлені діаграми зміни швидкості, струму і електромагнітного моменту у часі при заниженій і завищеній нижній межі регулювання відповідно.

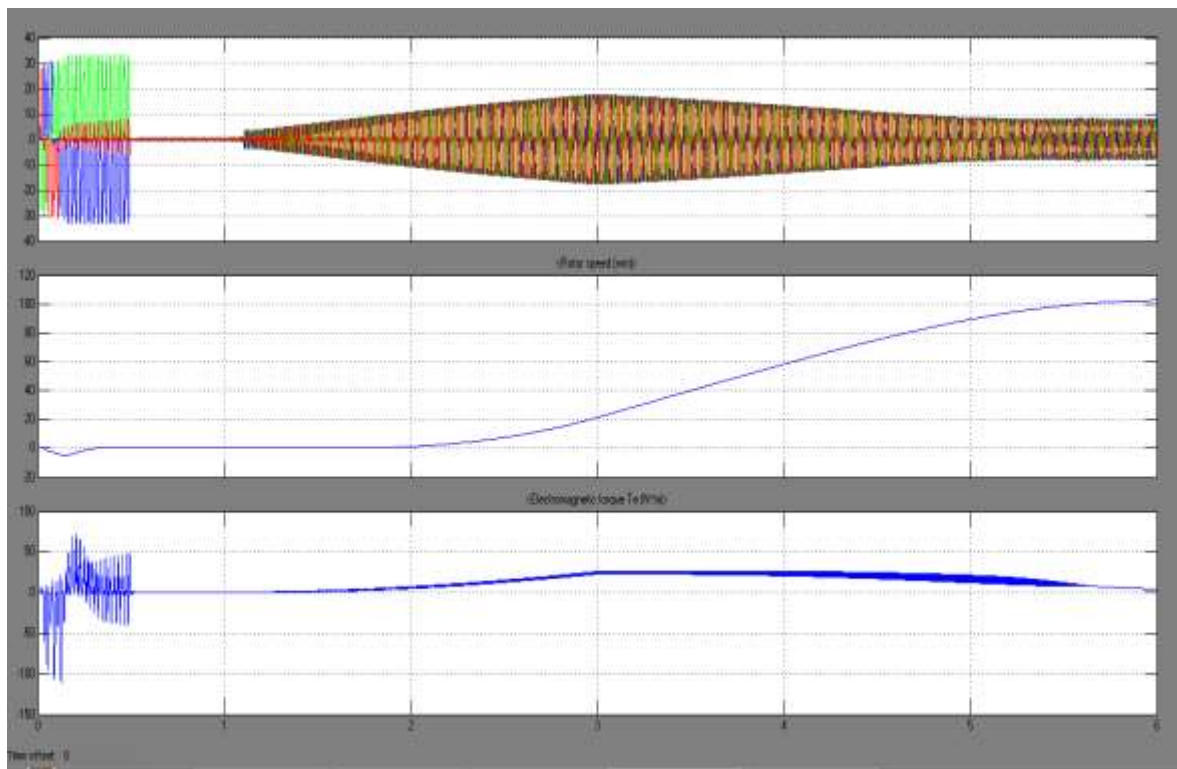


Рисунок 1.5. Діаграми зміни швидкості, струму і електромагнітного моменту у часі із зоною нечутливості

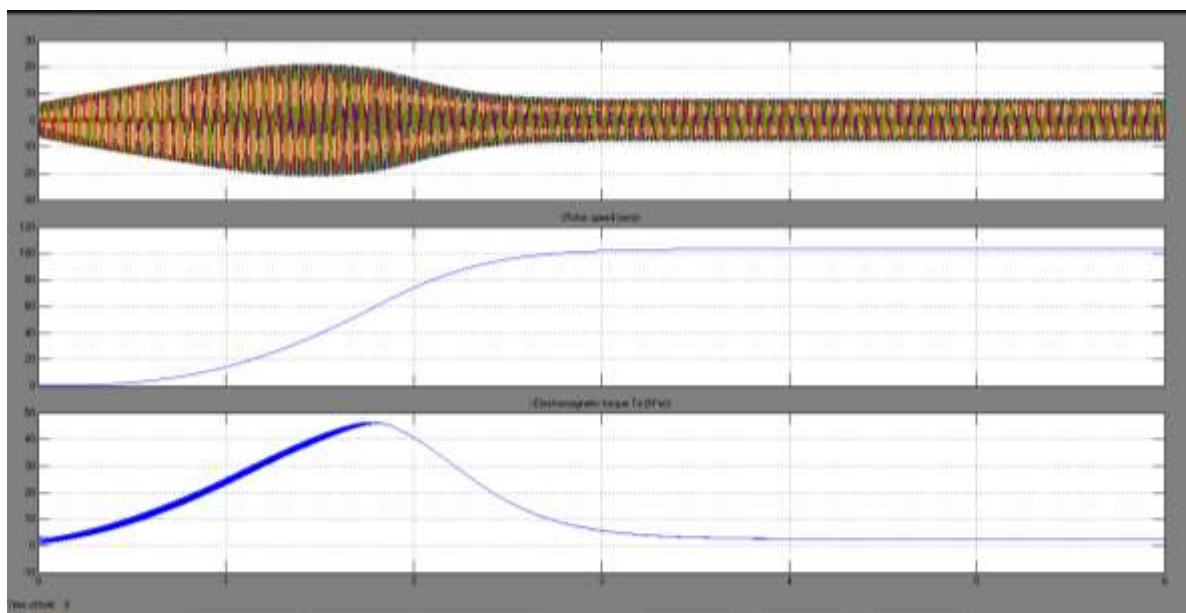


Рисунок 1.6. Діаграми зміни швидкості, струму і електромагнітного моменту у часі при завищенні верхньої межі керування

Виявивши нечутливість графіків , котра розташована між мінімальним кутом регулювання. Підвищення кута вище максимального не впливає на механічні характеристики. На основі схеми (1.2.3) створимо віртуальну схему пристрою плавного пуску AST-2. Схема підключення управління пуском представлена на рис. 1.7, де тиристорне регулювання напруги здійснюється в двофазному режимі (з регульованими фазами А і В).

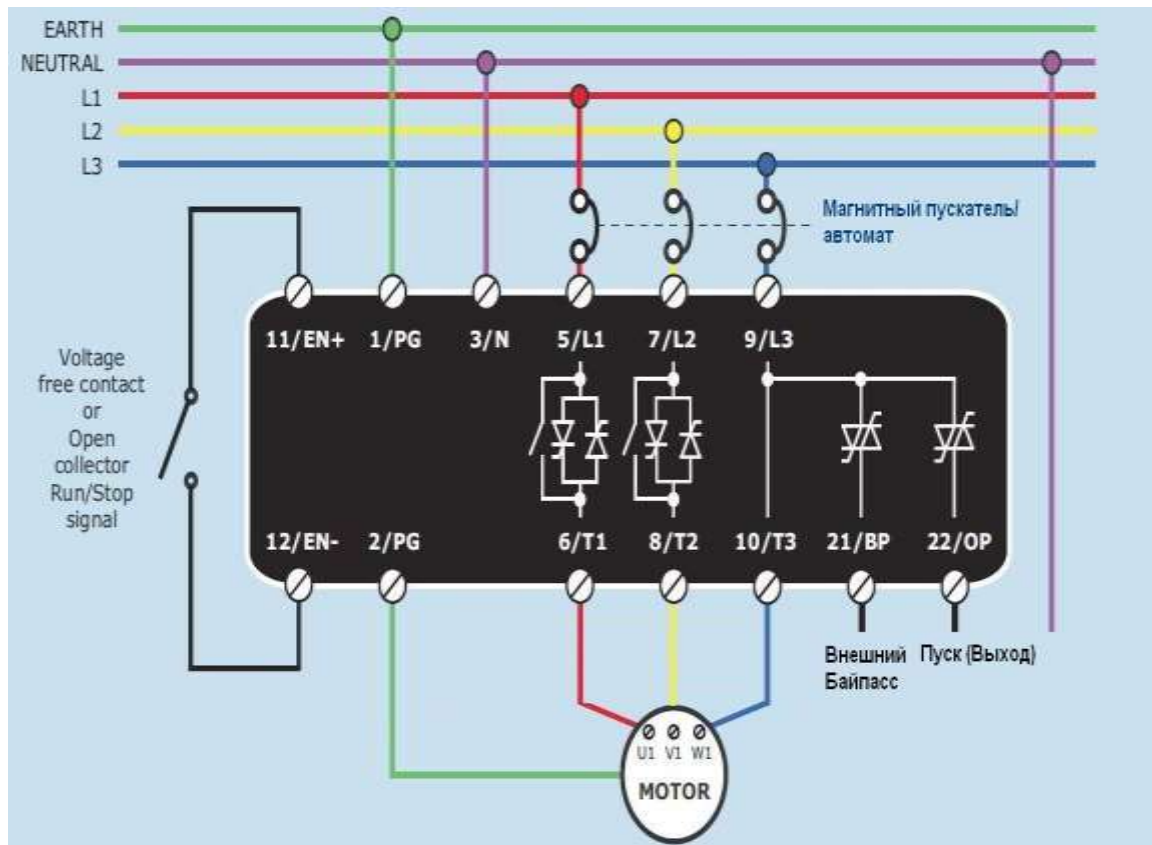


Рисунок 1.7. Схема підключення УПП AST-2

У ході експериментів було відмічено зменшення діапазону кутів ефективного регулювання керування при роботі в 2-х фазному режимі.

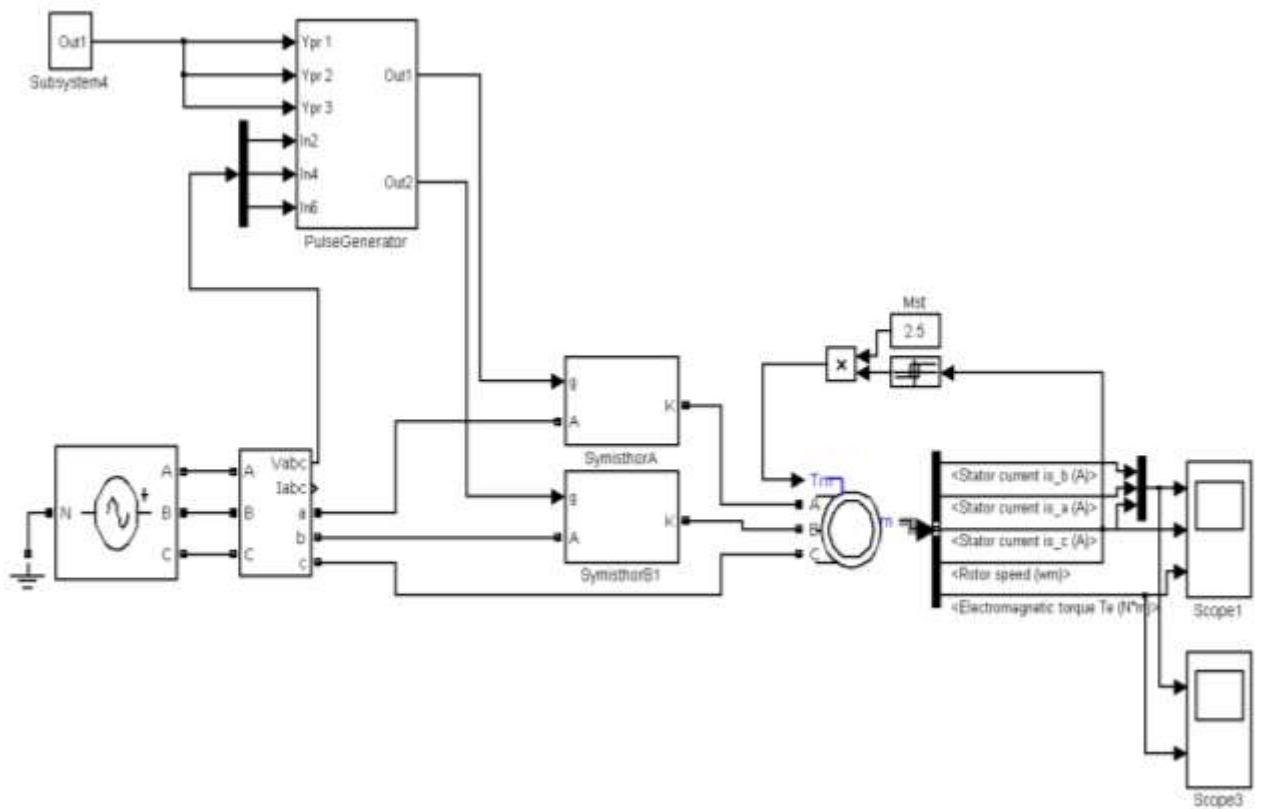


Рисунок 1.8. Віртуальна модель ТРН-АД при роботі в 2-х фазний режимі

Отримані графіки перехідних процесів статорних струмів і електромагнітних моментів представлені на рис. 1.9.

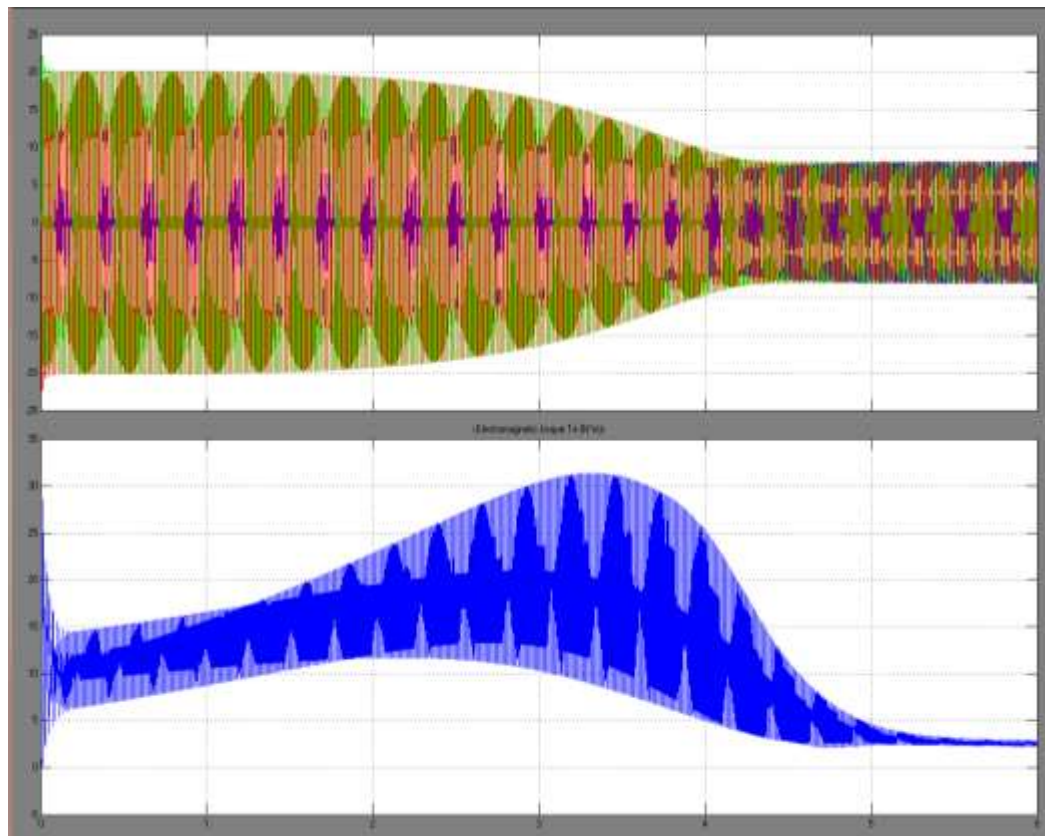


Рисунок 1.9. Перехідні процеси статорних струмів та електромагнітного моменту в системі ТРН-АД в 2-х фазний режимі

Висновки

Була реалізована віртуальна модель досліджуваного пристрою, в якій враховано специфічні особливості управлінських засобів, притаманних даній системі. Експериментальним шляхом визначено ефективний діапазон зміни керуючого сигналу. Також було розглянуто 3-фазну схему, поряд із тією, що використовується в основній схемі пристрою плавного пуску з двофазною системою включення симісторів. Порівняння пускових діаграм призводить до висновків, що 3-фазна схема має більш гнучку керованість. Проте основним недоліком тиристорного регулятора напруги (ТРН) є падіння електромагнітного моменту, а отже, і моменту на валу. У цьому контексті наявність однієї некерованої фази дає перевагу двофазній системі.

2 МОДЕЛЮВАННЯ ВИМІРЮВАЧА СКЛАДОВИХ ПОТУЖНОСТЕЙ

Для вимірювання потужностей обхідно встановити умови їх роботи. Комплекс факторів, таких як несинусоїдальність струмів, що характерна для пускових режимів асинхронних двигунів, а також вплив роботи тиристорних регуляторів напруги (ТРН), ставлять вимоги до адекватності роботи вимірювальних пристроїв в умовах несинусоїдних ланцюгів.

Справжнє становище в цій галузі теорії є досить суперечливим. З одного боку, розроблені методи розрахунку напруг і струмів за наявності спотворень. Наприклад, різні види гармонійного аналізу успішно використовуються для контролю якості електроенергії, включаючи спектральний склад струмів і напруг, фільтрацію та компенсацію спотворень. З іншого боку, до цих пір не існує єдиних методів енергетичних розрахунків, які б дозволяли проводити обчислення енергії та потужності на основі заданих несинусоїдальних струмів і напруг. Натомість є певний набір методів і прийомів для розв'язання окремих завдань. Наприклад, існують методи, які ґрунтуються на припущенні, що спотворення виявляються тільки в струмі, а також наближені методи розрахунків за першою гармонікою. Однак загальноприйнятих способів оцінки енергетичної ефективності як одиничних установок, так і електричних систем загалом за умов спотворень у струмі та напрузі немає. З впровадженням мікропроцесорних пристроїв основним обмеженням у підвищенні точності вимірювань та обліку електроенергії стали не технічні аспекти реалізації вимірювальних систем, а їх алгоритмічне забезпечення. Це включає наукове обґрунтування алгоритмів та формул обчислень [3].

Варто зазначити, що таке становище не стало наслідком нехтування енергетиками проблемою. Розвиток теорії енергетичних процесів розпочався минулого століття завдяки працям таких вчених, як М. Доліво-Добровольський, Ч. Штейнмеца, Ц. Пульє та інших. Наприкінці минулого століття були чітко сформульовані поняття активної та «безваттної» (реактивної) потужності, а також електричного опору для ланцюгів з синусоїдальними струмами і напругами. Однак теорія енергетичних процесів

у колах з несинусоїдними струмами та напругами почала розвиватися лише після появи робіт Будяну (1927 р.) і Фрізе (1931 р.). З тих пір у цій галузі активно працюють науковці з багатьох країн. Б здійснено численні спроби узагальнити поняття реактивної потужності в контексті несинусоїдальних процесів або ввести нові загальні концепції, що могли б її замінити. Проте досягти створення загальноприйнятої теорії енергетичних процесів, яка адекватно враховує спотворення як у струмі, так і в напрузі, не вдалося [4].

У дослідженні енергетичних властивостей можливі два підходи до визначення потужності електричної системи. Перший підхід полягає у пошуку універсальних формул, які описують певні фундаментальні властивості системи, ґрунтуючись лише на аналізі характеристик напруги та струму, без розгляду структури ланцюга та складу його елементів. Це характерно для дослідження енергетичних характеристик у конкретній точці енергетичної системи, де навантаження та джерела представлені узагальненими параметрами, не відображаючи внутрішню структуру компонентів. За такого підходу виявляється безліч можливих рішень [4].

Другий підхід має більш практичний характер: він спрямований на розробку методів визначення складових потужності джерел енергії та їх залежності від структури елементів і складу ланцюга. У цьому випадку завдання аналізу енергетичного процесу має єдине рішення. Основою цього підходу є розгляд миттєвих значень потужності, які відображають фізичну суть енергетичного процесу у ланцюзі. Сам енергетичний процес сприймається як взаємодія різних складових потужності, де визначення цих складових враховує їхню роль у загальному енергетичному процесі ланцюга, що надає системний характер аналізу [4].

У ній електротехніці поняття активної потужності електричного кола визначається абсолютно точно. Активна потужність характеризується як середнє значення повної потужності за період T :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (2.1)$$

де T - період вимірювань.

«Реактивна потужність» та його визначення є предметом численних суперечок. На сьогоднішній день точне визначення реактивної потужності існує лише для випадку синусоїдальних режимів в однофазному ланцюзі. Однією з актуальних проблем для енергосистем є визначення реактивної потужності в умовах несинусоїдних режимів. Активна потужність, незалежно від форми струму і напруги, визначається однозначно. Повна потужність, за змістом, є похідною від активної потужності і розраховується з урахуванням передачі максимально можливої активної потужності при заданих значеннях синусоїдального струму та напруги. Однак реактивна потужність формально визначається через вираження активної і повної потужностей. При аналізі роботи електричних мереж та оцінці ефективності електроенергетичного обладнання важливе значення має реактивна потужність та енергія, оскільки вони відображають ступінь використання можливостей елементи мережі. Крім того, поняття реактивної потужності має особливе значення під час розрахунків розподілу потоків енергії в електричних мережах. Відсутність єдиної методичної основи для визначення реактивної потужності призвела до розробки численних підходів до оцінки цієї величини. [5-11].

Формується вона лише для синусоїдальних режимів в лінійних електричних ланцюгах. Але це ускладнює аналіз режимів роботи енергосистеми з споживачами, які викривлюють форму струму та напруги.

У цьому контексті значного розвитку набула група методів, що дозволяють визначати складові повної потужності, ґрунтуючись на розкладанні струмів і напруги в ряд Фур'є. В процесі цього підходу реактивна потужність визначається за певним виразом:

$$Q = \sum_{n=0}^{\infty} Q_n = U_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 + \dots + U_j \cdot I_j \cdot \sin \varphi_j + \dots \quad (2.2)$$

К повної потужності не дорівнює сумі квадратів активної й реактивної потужностей. Через цю нерівність вводять новий вид потужності, який відображає різницю у формах кривих струму та напруги; цю потужність прийнято називати потужністю спотворення. У випадку нелінійного електричного кола поняття реактивної потужності не визначається. Тому для вирішення деяких практичних завдань були підприємств спроби використовувати інтегральні вирази для оцінки консервативних процесів [6,7].

$$Q = -\frac{1}{\omega T} \int_0^T i \cdot \frac{du}{dt} dt = \frac{1}{\omega T} \int_0^T u \cdot \frac{di}{dt} dt \quad (2.3)$$

Для практичної реалізації блоку вимірювання активної та реактивної потужності будемо використовувати вирази (2.1) і (2.3). Ці формули мають структурну схожість, проте формула (2.3), на відміну від (2.2), дозволяє оцінити реактивну потужність без необхідності розкладення кривих струму та напруги в тригонометричні ряди.

В якості інтервалу інтегрування для обчислення середніх значень використовуватимемо період мережевої напруги $T = 1/f$, с. До завершення чергового періоду вимірювань значення активної та реактивної потужності не можуть бути визначені, тож на виході вимірювального блоку слід підтримувати попереднє виміряне значення. Після завершення періоду інтегрування накопичені значення інтеграторів необхідно обнулити.

Значення складових спожитої електроенергії можна визначити шляхом інтегрування відповідних складових потужності. Алгоритм визначення складових повної потужності за формулами (2.1) та (2.3).

Запропонований алгоритм був реалізований на мові програмування С у вигляді блоку програми Simulink з використанням механізму користувача S-функцій.

Також був розроблений метод вимірювання складових потужності принципи роботи якого заснований на загальноприйнятих формулах.

Формула знаходження активної потужності аналогічна в обох методах

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (2.4)$$

де T - період вимірювань.

Повна потужність ланцюга може бути визначена як добуток діючих значень струму і напруги за період вимірювань

$$S = \overline{U} \cdot \overline{I} \quad (2.5)$$

Неактивні складові енергії можуть бути обчислені у відповідності з виразом:

$$T = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.6)$$

Сформовані вимірювачі складових потужності для 3-х фазних мереж в середовищі Matlab Simulink Subsystem представлені на рис. 2.3.

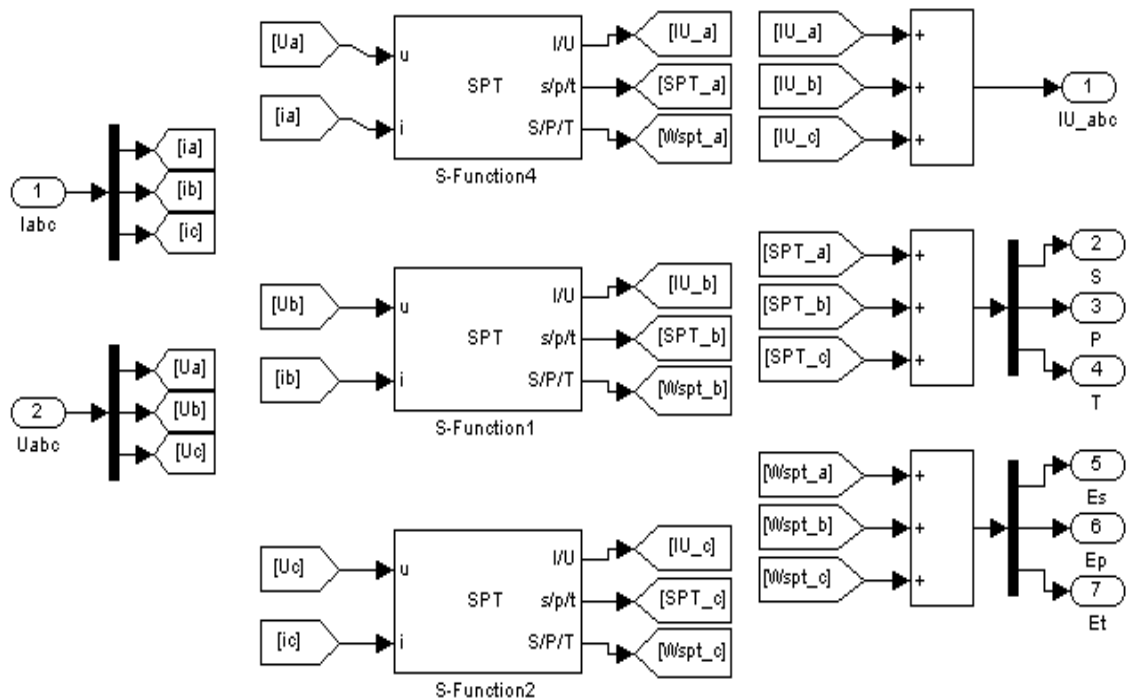
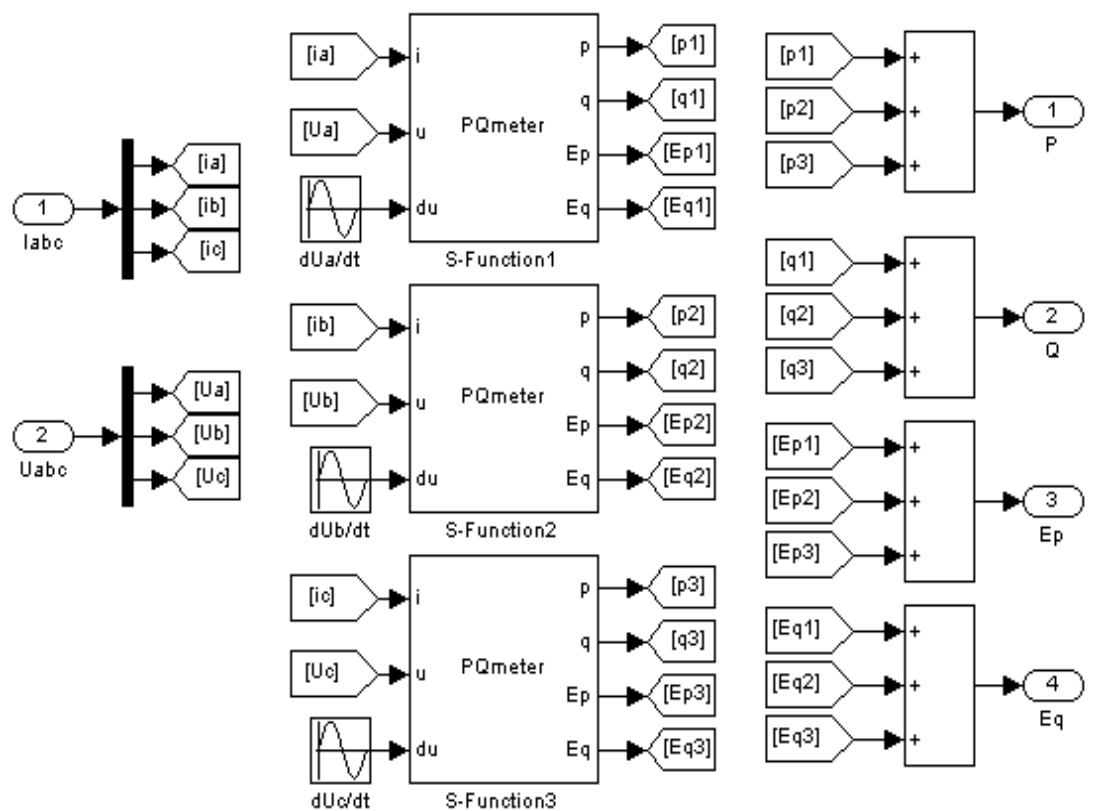


Рисунок.2.3. - Реалізовані підсистеми виміру складових потужності в 3-фазних мережах

Адність роботи розроблених вимірювальних пристроїв буде перевірена в контексті кола з RL-навантаженням. Параметри кола такі: амплітудне значення напруги становить 100 В, опір R дорівнює 1 Ом, індуктивність L — 1 Гн, а час моделювання складає 0,5 с. Розроблена віртуальна модель представлена на рис. 2.4.

Під час теоретичних розрахунків отримані наступні дані:

$$X_s = 1.41 \text{ Ом};$$

$$I = \frac{100}{\sqrt{2} \cdot 1.41} = 50 \text{ А};$$

$$P = 50^2 \cdot 1 = 2500 \text{ Вт} \cdot \text{ч};$$

$$Q = 50^2 \cdot 1 = 2500 \text{ ВАр} \cdot \text{ч};$$

$$P_{\text{изм}} = P \cdot t = 2500 \cdot 0.5 = 1250 \text{ Вт} \cdot \text{с};$$

$$Q_{\text{изм}} = Q \cdot t = 2500 \cdot 0.5 = 1250 \text{ ВАр} \cdot \text{с}. \quad (2.7)$$

Схема кола представлена на рис. 2.4. Отримані дані відповідають значенням для цього навантаження, що підтверджує коректність роботи вимірювальних пристроїв.

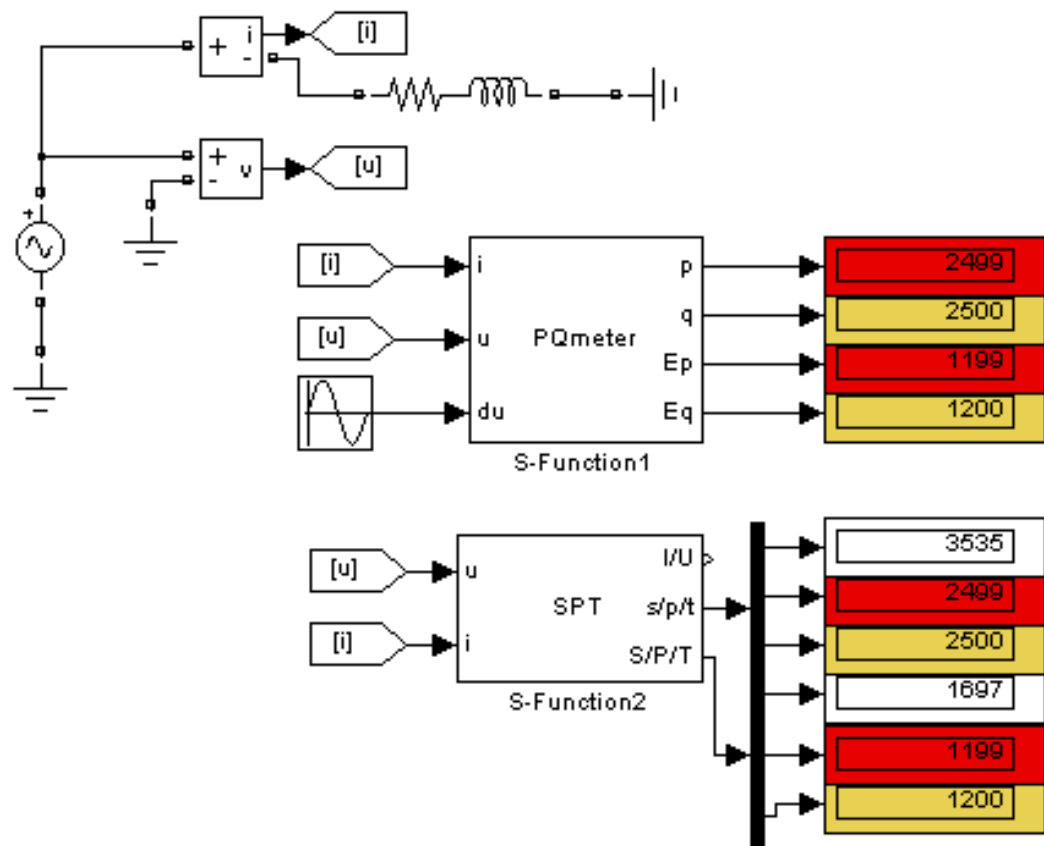


Рисунок.2.4. Віртуальна модель тестового кола

Основи для порівняння роботи розроблених вимірювачів із стандартним пристроєм, а саме 3-phase Instantaneous Active & Reactive Power, розглянемо випадок запуску асинхронного двигуна. Відомо, що закон зміни статорних струмів у таких ситуаціях демонструє явні ознаки несинусоїдальності. Об'єктом дослідження вибрано асинхронний двигун АД(АИР) 80 В2. З паспортних даних відомо, що коефіцієнт потужності становить 0,88, і він слугуватиме орієнтиром для подальших вимірювань. Унаслідок проведеного дослідження (див. рис. 2.5) було встановлено, що для систем SPT meter і PQ meter значення $\cos\phi$ склало 0,71 та 0,77 відповідно, тоді як дані, отримані зі стандартного вимірювача, становлять 0,69. Таким чином, результати вимірювань, отримані з розроблених вимірювачів, виявилися найбільш близькими до реальних значень [12].

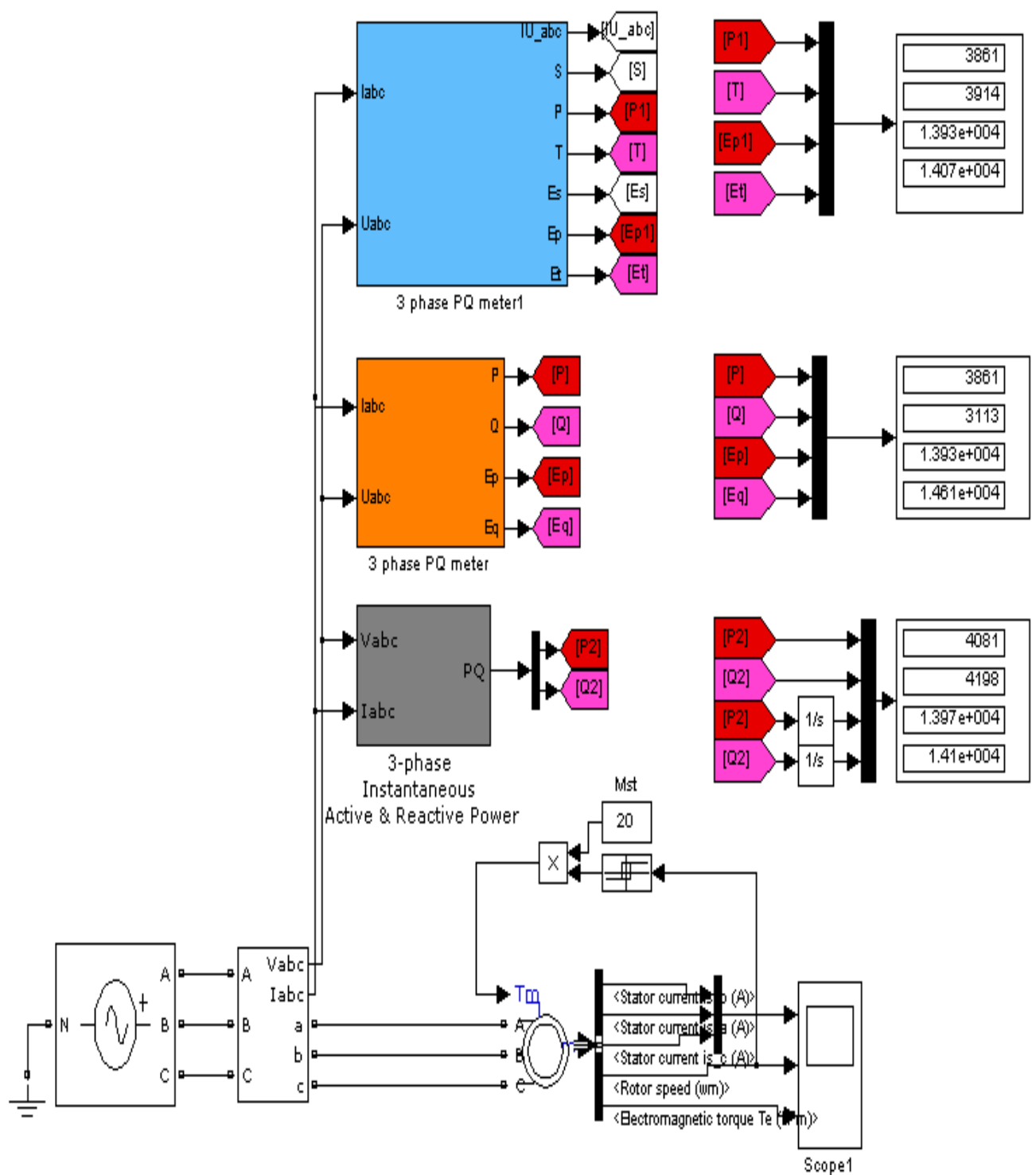


Рисунок. 2.5. Віртуальна модель тестового кола з АД

Висновки

Основою дослідження є пускові процеси в електроприводі, який керується системою ТРН, виникає проблема знаходження засобів для вимірювання складових потужностей і енергій у несинусоїдальному колі. Стандартні інструменти, доступні в бібліотеках математичних пакетів, не відповідають висунутим вимогам, тому дослідження було спрямоване на теоретичні джерела для пошуку рішень.

Для створення вимірювача складових потужностей була обрана відповідна теоретична основа. Алгоритм реалізовано у вигляді S-функції на мові програмування C. Адекватність процесу вимірювання перевірена на прикладах RL-навантаження, а також під час визначення коефіцієнта потужності експериментального двигуна. Як результат, реалізовані вимірювачі підтвердили свої переваги в порівнянні зі стандартним бібліотечним вимірювачем.

3 ОЦІНКА ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПОКАЗНИКІВ СИСТЕМ ПЛАВНОГО ПУСКУ

Процеси в електромеханічних і електротехнологічних системах, розглянуті в першому розділі, виявляються значними коливальними, що є неприйнятним для технологічних процесів. Зокрема, при захопленні злитка на блюмінгу та виникненні пробуксовок валків динамічні навантаження можуть зрости в кілька разів у порівнянні з нормальним режимом прокатки [11].

Система регулювання натягу обмотувальних стрічок і швидкості обертання привідного механізму має високі вимоги щодо точності підтримки регульованих параметрів. Складність управління обмотувальною машиною як об'єктом керування полягає у наявності зв'язків між каналами регулювання натягу обмотувальної стрічки та швидкості обертання привідного механізму. При збільшенні зусилля гальмівного механізму разом із підвищенням натягу обмотувальної стрічки швидкість обертання механізму зменшується, оскільки гальмівний механізм створює додатковий момент на приводі. Цей взаємозв'язок спостерігається як у перехідних, так і в сталих режимах [13].

З іншого боку, за підвищення сили привідного механізму швидкість обертання зростає. Проте на ранніх етапах цього процесу натяг обмотувальної стрічки також збільшується. Після певного часу величина натягу повертається до початкового стану, в той час як швидкість обертання приводу підтримується на високому рівні. Таким чином, в обмотувальній машині, як об'єкті керування, існують взаємозв'язки між каналами, які проявляються в сталих і перехідних режимах, водночас забезпечуючи необхідну точність підтримки регульованих координат на заданому рівні [12].

У вихідній системі вплив цих пружних елементів проявляється переважно в перехідних процесах, що виникають під час запуску

обмотувальної машини. Однак, коли обмотувальну машину оснащують регуляторами швидкості обертання привідного механізму та натягу обмотувальної стрічки, їхнє вплив починає відігравати важливу роль у процесах регулювання, особливо зі збільшенням швидкодії регуляторів. Цей вплив значною мірою залежить від співвідношення частоти власних недемпфованих коливань елементів трансмісії обмотувальної машини та смуги пропускання регуляторів швидкості обертання і натягу обмотувальних стрічок. Якщо частоти механічних коливань суттєво відрізняються від смуги пропускання, практично перебуваючи поза діапазоном робочих частот системи, то вплив пружних елементів на динаміку системи можна ігнорувати. Однак, із розширенням смуги пропускання системи власні механічні коливання починають справляти вагомий вплив на динаміку системи. В результаті в перехідному процесі можуть з'являтися коливання, в частотній характеристиці системи виникають аномалії, а наближення смуги пропускання до першої частоти власних недемпфованих коливань може призвести до втрати стійкості системи. Ці міркування актуальні для класичних структур систем підлеглого регулювання, які найбільш поширені в промислових системах керування. Для демпфування пружних коливань можуть використовуватися різноманітні методи [9-17]. У структур систем підлеглого регулювання, шляхом внесення відповідних змін до налаштувань типових регуляторів, можна досягти поліпшення динамічних характеристик системи. Це дозволяє адаптувати систему до змін у навантаженнях та зовнішніх умовах, забезпечуючи більш ефективну продуктивність і стабільність в роботі [7-13].

В більшості випадків, при синтезі сучасних оптимальних систем управління критерії оптимальності формуються у вигляді інтегральних функціоналів. Наприклад, ці функціонали можуть враховувати різні параметри системи, такі як ефективність, відхилення від бажаних значень, а також витрати енергії. Інтегральний підхід дозволяє отримати комплексну

оцінку ефективності системи на тривалих інтервалах часу, забезпечуючи більш точне налаштування і контроль за її роботою,

$$I(\bar{x}, \bar{U}) = \int_{t_0}^{t_k} F[\bar{x}(t), \bar{U}(t)] dt, \quad (3.1)$$

де $\bar{x}(t)$ – вектор фазових координат об'єкта, $\bar{U}(t)$ – вектор керування, $[t_0, t_k]$ – розглянутий інтервал часу, $F(\dots)$ – функція, що відображає показник якості.

У синтезу оптимальних систем часто використовуються квадратичні критерії оптимальності. Одним із таких критеріїв є той, який оцінює витрати енергії на керування. У цьому випадку функціонал (4.1) має наступний вигляд:

$$I(U) = \int_{t_0}^{t_k} U(t)i(t)dt = \int_{t_0}^{t_k} rU^2(t)dt \quad (3.2)$$

де (U) і (I) – це напруга та струм навантаження джерела енергії, (k) – коефіцієнт пропорційності, а (R) – опір електричного кола. Отримання оптимальної системи в результаті мінімізації функціоналу (3.2) забезпечить оптимізацію витрат енергії на керування.

Якій оптимальності можна використовувати інтегральні оцінки якості перехідного процесу. Квадратична інтегральна оцінка характеризується функціоналом, який має вигляд:

$$J(\varepsilon) = \int_{t_0}^{t_k} x^2(t)dt \quad (3.3)$$

Сигнал неузгодженості між заданим значенням, яке надходить на вхід замкнутої системи, і вихідною (регульованою) координатою $y(t)$. Система, отримана в результаті мінімізації цього функціоналу, є оптимальною за точністю відпрацювання перехідних режимів, які можуть бути спровоковані ненульовими початковими умовами або ступінчастими (наприклад, одиничними) впливами. Існують також поліпшені інтегральні квадратичні оцінки, які можуть враховувати різноманітні аспекти системи управління.

$$I[V(t)] = \int_{t_0}^{t_k} V(t) dt, \quad (3.4)$$

де

$$V(t) = \dot{x}^2(t) + T_1^2 \ddot{x}(t) + \dots + T_{n-1}^2 x^{(n-1)}(t)$$

$T_1, T_3, \dots, T_{n-1}$ – деякі постійні коефіцієнти.

Пер даного функціоналу забороняє тривале відхилення від заданого значення, тоді як наступні складові контролюють тривале існування значних похідних. Найбільш загальний квадратичний функціонал якості має форму:

$$I[x, u] = \int_{t_0}^{t_k} [\bar{x}^T(t) R_1 \bar{x}(t) + \bar{u}^T(t) R_2 \bar{u}(t)] dt,$$

де R_1, R_2 – постійно позитивно визначені симетричні матриці. Величина X є мірилом відхилення стану системи в момент t від заданого стану, наприклад нульового. Вагова матриця R визначає вплив кожної з компонент стану. Наявність члена в функціоналі допомагає знизити амплітуду керування, яка без цього члена може набувати нескінченно великих значень. Роль кожного з двох членів у критерії оптимальності визначається матрицями R_1 і R_2 .

Вальних умовах фазові координати об'єкта не можуть перевищувати допустимих значень, тобто представлені певними обмеженнями. Наприклад, в системі керування швидкістю електроприводу постійного струму вихідна координата — швидкість обертання — не може перевищувати максимально допустиме значення через умови механічної міцності. У разі електроприводу змінного струму ця швидкість не повинна перевищувати синхронну, що є природним обмеженням.

Друга фазова координата — струм силового ланцюга — також підлягає обмеженням у зв'язку з нагріванням двигуна та його перевантаженням. Зазвичай струм не повинен перевищувати допустиме значення, яке часто становить 2,5. Крім того, напруга управління не повинна виходити за межі допустимих значень, оскільки це може викликати надмірну форсировку процесів управління та обмеженість енергетичних ресурсів.

Отже, при проектуванні оптимальних систем на вектори керування та фазових координат повинні накладатися відповідні обмеження. Обмеження на ці вектори зазвичай формулюються у вигляді нерівностей. Для вектора керування дані нерівності здебільшого записуються таким чином:

$$M_i[\bar{u}(t)] = M_i[u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)] \leq 0$$

$$(i = 1, 2, \dots, s) \quad (3.6)$$

$$u_k(t) = \frac{d^{(k-1)} u_{k-1}(t)}{dt^{(k-1)}}$$

$$(k = 1, 2, \dots, s)$$

Обмеження (3.6) формує значення для вектора керування. Цю область прийнято називати областю допустимих керувань і позначають буквою U . Реальні сигнали управління, які подаються на вхід об'єкта, мають відповідати цій області допустимих керувань.:

$$\bar{u}(t) \in \Omega_U \quad (3.7)$$

Керування, які відповідають умовам (3.6) і (3.7), вважаються допустимими. Наприклад, якщо керування обмежене лише за величиною, то область допустимих керувань буде представлена відрізком. Якщо, до того ж, обмежена і перша похідна, то область допустимих керувань прийме форму прямокутника. У випадку, коли величина керування обмежена зверху й знизу, область допустимих керувань також залишається у визначених межах, проте її графічне представлення змінюється

$$u_{\min} \leq U(t) \leq u_{\max}, \quad (3.8)$$

то, прийнявши за одиницю $u_{\max}(-u_{\min})/2$, отримаємо

$$|\bar{u}(t)| \leq 1. \quad (3.9)$$

(3.9) є дуже корисними при аналізі оптимальних систем. Цими обмеженнями можуть задовольняти кусочно-безперервні функції, які на всьому інтервалі керування мають кінцеву кількість розривів першого роду. Особливим випадком кусочно-безперервних функцій є кусочно-постійні

функції, які характеризуються кінцевою кількістю інтервалів сталості на всьому інтервалі керування.

Аналогічно, змінні стану в загальному випадку також підлягають певним обмеженням. Таким чином, вектор стану в просторі станів не повинен виходити за межі визначеної області, що зветься областю допустимих станів

$$\bar{x}(t) \in \Omega_x. \quad (3.10)$$

У рішенні задач оптимального керування, часто встановлюються обмеження на вихідні координати об'єкта, які визначаються векторами в момент початку та в момент закінчення керування. У деяких випадках ці обмеження формуються у вигляді функціоналів. Прикладом такого функціоналу є вираз виду (3.2), який описує обмеження на нагрівання двигуна постійного струму.

$$I_{don} = \int_0^T R t^2(t) dt \leq W_{don}, \quad (3.11.)$$

де W_{don} – допустима енергія, що витрачається на нагрів двигуна.

Прив'язанні задач керування методами простору станів враховуються певні фундаментальні властивості динамічних систем, які не застосовуються в класичній теорії керування, що оперує лише з вхідними та вихідними сигналами. До таких властивостей належать, зокрема, керованість і спостережуваність.

Поняття керованості системи визначає здатність вхідного сигналу впливати на всі змінні стану в системі, базуючись на результатах спостереження за виходом. Це означає, що зміни на вході можуть призводити до відповідних змін у станах системи, що робить керування можливим та ефективним.

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t), \quad (3.12)$$

де A і B – постійні $n \times n$ і $m \times n$ відповідно, а $\bar{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$ – вектор стану системи.

Система вважається повністю керованою, якщо з початкового стану (x_0) вона може бути переведена в будь-який кінцевий стан (x_f) за обмежений час (t_f) за допомогою кусочно-безперервного вхідного сигналу ($u(t)$) з певною нормою. Це означає, що існує таке ($u(t)$), що ($x(t_f) = x_f$). У даному визначенні повної керованості допускається внесення вхідного сигналу ($u(t)$) на кінцевому інтервалі часу (t), причому момент внесення не визначено заздалегідь.

Оскільки керованість системи визначається матрицями (A) і (B), поняття керованості також стосується цих матриць. У цьому випадку говорять, що пара ((A, B)) є повністю керованою, якщо система, описана рівнянням (3.12), також є повністю керованою. Аналогічно формується поняття повної керованості для лінійної стаціонарної дискретної системи, яка підлягає опису через рівняння стану.

$$\bar{x}(k+1) = A\bar{x}(k) + B\bar{u}(k), \quad (3.13)$$

Як в наведеному вище формулюванні замінити (x_0) на (x), (x_f) на (x_d), ($u(t)$) на (u) і (t_f) на послідовність вхідних впливів ($u(t)$), то з'являється ряд критеріїв, які дозволяють за допомогою матриць (A) і (B) визначити керованість безперервної системи (3.12) і дискретної системи (3.13). Один з цих критеріїв говорить про те, що лінійна безперервна система (3.12) і дискретна система (3.13) є повністю керованими тоді і тільки тоді, коли матриця керованості має повний ранг.

$$Q_y = [B \parallel AB \parallel \dots \parallel A^{(n-1)}B], \quad (3.14)$$

розмірності ($n \times mn$) має ранг, рівний розмірності простору станів n , тобто

$$\text{Ранг} Q_y = n.$$

І словами, якщо в матриці керованості (C) є (n) лінійно незалежних векторів-стовпців, то система вважається керованою. Якщо в системі є тільки

одне вхідне керування, то (B) є матрицею стовпця розмірністю $(n \times 1)$, що робить матрицю керованості квадратною розмірності $(n \times n)$.

Окрім концепції керованості за станом, також існує поняття керованості по виходу. Лінійна стаціонарна безперервна або дискретна система, описувана рівняннями стану (3.12) та (3.13), а також рівняннями виходу, має свою специфіку щодо аналізу і визначення керованості, яка пов'язана з відповідною реакцією системи на вхідні сигнали.

$$\bar{y}(t) = C\bar{x}(t) \quad (3.15)$$

або для дискретної системи

$$\bar{y}(k) = C\bar{x}(k), \quad (3.16)$$

повністю керована по виходу тоді і тільки тоді, коли $(r \times nm)$ – матриця керованості по виходу

$$Q_{y.e} = \begin{bmatrix} CB & CAB & \dots & CA^{(n-1)}B \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

має ранг, рівний числу виходів системи (числу рядків) матриці

$$\text{Ранг} Q_{y.e} = r.$$

Для реалізації управління важливо мати інформацію про поточний стан системи, зокрема, значення змінних стану в безперервній системі в кожен момент часу або в моменти квантування в дискретній системі. Однак деякі змінні стану є абстрактними і не мають фізичних аналогів у реальній системі, тому їх не можна виміряти.

В системі вимірюваними та спостережуваними є вихідні змінні, які повинні однозначно відображати всі складові вектора стану. Якщо керованість за станом визначається з рівняння (3.14), що містить керуючий вплив (u) або $(u(t))$, при цьому рівняння виходу не використовується, то спостережуваність визначається з рівняння стану, яке описує вільні рухи системи.

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) \text{ або } \bar{x}(k+1) = A\bar{x}(k)$$

і рівняння виходу (3.15) або (3.16), тобто системи, яка не містить збурюючого члена $\bar{u}(t)$ або $\bar{u}(k)$.

$C(x(t))$ називається повністю спостережуваною, якщо існує такий початковий стан $(x(0))$, який можна визначити за виходом $(y(t))$ на кінцевому інтервалі часу (t_f) . При цьому вважається, що (t) — це будь-який незаданий момент часу, що відповідає умові $(t < t_f)$.

Нехай матриці (A) і (C) мають розмірності (n) і (m) відповідно. Тоді пара $((A, C))$ є повністю спостережуваною, якщо система з рівняннями стану $(x(t))$ та виходу $(y(t))$ є повністю спостережуваною. Це формулювання абсолютно справедливе і для дискретних систем. Критерій спостережуваності викладається наступним чином: для того, щоб лінійна стаціонарна безперервна або дискретна система була повністю спостережуваною, необхідно і достатньо, щоб матриця спостережуваності.

$$Q_H = \begin{bmatrix} C^T & A^T C^T & (A^T)^2 C^T & \dots & (A^T)^{(n-1)} C^T \end{bmatrix}$$

мала ранг

$$\text{Ранг} Q_H = n.$$

Нормальною системою керування вважається така система, що є керованою відносно кожної з компонент вектора керування. Щоб лінійна стаціонарна безперервна система відповідала цим вимогам, потрібно, щоб усі її компоненти могли бути керованими незалежно одна від одної, забезпечуючи тим самим загальну керованість системи.

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t),$$

або дискретна система

$$\bar{x}(k+1) = A\bar{x}(k) + B\bar{u}(k),$$

була нормальною необхідно і достатньо, щоб всі матриці

$$Q_{yi} = \begin{bmatrix} b_j A b_j \dots A^{(n-1)} b_j \end{bmatrix} \quad (j=1,2,\dots,m).$$

Розмірності $n \times n$ були невивірженими, тобто щоб

$$\det Q_{y_i} \neq 0 \quad (j=1,2,\dots,m).$$

Кожна нормальна система є повністю керованою; проте не всяка повністю керована система є нормальною. Класичні методи знаходження екстремуму функції багатьох змінних можуть бути досить трудомісткими, особливо при великій кількості змінних. Тому в подібних випадках доцільно приймати рішення про значення функцій поступово, крок за кроком, замість того, щоб робити це за один раз. Такі процеси рішення іменуються багатокроковими.

Математичним інструментом для дослідження багатокрокових оптимальних рішень є метод динамічного програмування, який був розроблений американським математиком Р. Беллманом на початку 1950-х років. Спочатку цей метод використовували для розв'язання дискретних задач управління, але згодом він був адаптований для безперервних систем.

Принцип оптимальності лежить в основі методу динамічного програмування. Згідно з цим принципом, оптимальне керування визначається кінцевою метою контролю та станом системи в даний момент часу, незалежно від того, яким чином система досягла цього стану. Це означає, що оптимальне керування не залежить від попередньої історії системи. Отже, для будь-якої оптимальної траєкторії кожен сегмент, що з'єднує будь-яку проміжну точку цієї траєкторії з кінцевою, також є оптимальною траєкторією. Розглянемо детальніше цей принцип. Нехай в результаті мінімізації функціоналу

$$I[\bar{x}, \bar{u}] = \int_{t_0}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt,$$

Визначимо на цій траєкторії точку (t_0) , що відповідає певному моменту часу (t_0) . Ця точка ділить всю оптимальну траєкторію на дві ділянки: 1 і 2. Згідно з принципом оптимальності, ділянка 2 вихідної оптимальної траєкторії також буде оптимальною.

Давайте доведемо це. Припустимо, що принцип оптимальності несправедливий, і можна знайти ділянку (2), на якій функціонал (J) (який ми намагаємося мінімізувати) є меншим, ніж значення на ділянці 2. Це призведе до суперечності, оскільки в такому разі ми могли б вдосконалити оптимальну траєкторію, продовжуючи рух за новою ділянкою (2) замість оригінальної ділянки 2, що суперечить початковому припущенню про оптимальність траєкторії ($x(t)$).

Отже, якщо ділянка 2 є частиною оптимальної траєкторії, то ділянка 2 є оптимальною, як і вся траєкторія загалом, підтверджуючи принцип оптимальності.

$$\int_{t_*}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt,$$

Це дозволяло б з самого початку, починаючи з моменту (t_0), визначити таке «оптимальне» керування, яке забезпечувало б збігання траєкторії руху об'єкта з кривою, що проходить по ділянках 1 та 2. У результаті на цій новій траєкторії значення функціоналу могло б бути меншим, ніж на вихідній оптимальній траєкторії (J). Це вказує на те, що ми можемо завжди знайти поліпшене рішення у вигляді ділянки, яка з'єднує початкову точку з кінцевою. Оскільки таке «оптимальне» керування дозволяє зменшувати значення функціоналу, це суперечить нашому припущенню, що початкова траєкторія була оптимальною. Таким чином, ми підтверджуємо, що ділянка 2 дійсно є частиною оптимальної траєкторії.

$$\int_{t_*}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt = \int_{t_0}^{t_*} F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt + \int_{t_*}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt,$$

виявилася б менше, ніж на траєкторії 1 – 2. Однак по вихідним передумовам цей функціонал досягає мінімуму на траєкторії 1 – 2. Отже, ділянка 2 є оптимальною.

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t), \quad (4.18)$$

або

$$\dot{\bar{x}}(t) = f[\bar{x}(t), \bar{u}(t)], \quad (4.19)$$

де $\bar{x}(t)$ – вектор стану розмірності $m \times 1$, A і B – постійні матриці відповідно розмірності $n \times n$ і $n \times m$.

Задані початковий і кінцевий стани системи

$$\bar{x}(t_0) = [x_{10} x_{20} \dots x_{n0}]^T = \bar{x}_0; \bar{x}(t_k) = [x_{1k} x_{2k} \dots x_{nk}]^T = \bar{x}_T.$$

Потрібно знайти оптимальне керування $\bar{u}^*(t)$, обмежене деякою допустимою областю керування Ω і визначене на інтервалі часу $[t_0 - t_k]$, яке мінімізує функціонал

$$I[\bar{x}, \bar{u}] = \int_0^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt. \quad (4.20)$$

$$S(\bar{x}_0) = \min_{\bar{u}(t) \in \Omega} \int_0^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt, \quad (3.21)$$

воно є функцією початкового стану об'єкта $\bar{x}_0$. Нехай $\bar{x}(t)$ є деяка точка, розташована на оптимальній траєкторії в інтервалі $0 < t < T$. Тоді згідно з принципом оптимальності, можна записати, що

$$S[\bar{x}(t)] = \min_{\bar{u}(t) \in \Omega} \int_t^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau. \quad (3.22)$$

Об'єкт є стаціонарним, підінтегральна функція функціоналу (3.20) не має явної залежності від часу. Період переходу з (x_0) в (x_f) не є фіксованим, отже, функція також не залежить від часу.

Розглянемо стан об'єкта, який розташований близько до (x_f) , тобто $(x_f + \Delta x)$, де (Δx) є малою величиною. З урахуванням безперервності оптимальної траєкторії можна стверджувати, що стан $(x_f + \Delta x)$ належить малому окресленню (V) .

Вираз можна представити у вигляді суми двох

$$\text{інтегралів: } S[\bar{x}(t)] = \min_{\bar{u}(\tau) \in \Omega} \left[\int_t^{t+\Delta t} F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau + \int_{t+\Delta t}^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau \right]. \quad (3.23)$$

Перший доданок у виразі (3.23) відповідно до теореми про повну загальну середню, з точністю до малих вищого порядку чим Δt , дорівнює

$$\int_0^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau \cong F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \Delta t \quad (3.24)$$

Тоді, враховуючи оптимальність траєкторії на другому інтервалі можна записати

$$S[\bar{x}(t)] = \min_{\bar{u}(\tau) \in \Omega} \left\{ F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \Delta t + \min_{\substack{t+\Delta t \\ \bar{u}(\tau) \in \Omega_{t+\Delta t}}} \int_0^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau \right\} \quad (3.25)$$

Другий доданок у виразі (3.23) через (G) . Розкладемо (G) у ряд Тейлора в околі (x_f) по змінній (Δx) , враховуючи лише два перших члени розкладу. Після підстановки отриманого результату для (G) в праву частину рівності (3.25) і переходу до межі, коли (Δx) прямує до нуля, ми отримаємо остаточне рівняння.

$$\min_{\bar{u}(t) \in \Omega} \left\{ F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] + \frac{dS(\bar{x})}{dx} f[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \right\} \quad (3.26)$$

або в скалярній формі

$$\min_{\bar{u}(t) \in \Omega} \left\{ F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] + \sum_{i=1}^n \frac{dS[\bar{x}(t)]}{dx_i} f_i[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \right\}, \quad (3.27)$$

де $f_i[\bar{x}(t), \bar{u}(t)]$ – система рівнянь першого порядку, відповідна рівнянням стану (3.18).

(3.26), а також векторне рівняння (3.27), представляють собою рівняння Беллмана, що розглядається в цій задачі з зафіксованими кінцями (x_0) і (x_f) , і вільним часом (t) (3.27). Розв'язок рівняння (3.27) має відповідати граничній умові, що визначає умови на границях області інтегрування.

$$S[\bar{x}(t)] = 0. \quad (3.28)$$

В результаті мінімізації по (u) вираження в фігурних дужках в лівій частині рівняння (3.26) не міститиме (u) , то (3.28) стане нелінійним рівнянням першого порядку у часткових похідних. Функція, що забезпечує мінімальне значення виразу в фігурних дужках, є шуканим оптимальним керуванням (u) . Однак ця функція залежить від інших параметрів.

Отримавши рішення рівняння в часткових похідних (3.28), яке вже містить мінімізацію за (u) , можна визначити явний вигляд (u) і, відповідно, явний вигляд оптимального керування (u) .

На даний момент не існує універсального методу розв'язання рівняння Беллмана (3.26), що дозволяє аналітично отримати функцію (u) . Для кожної окремої задачі проводиться незалежне дослідження або використовуються чисельні методи інтегрування за допомогою електронних обчислювальних машин. Проте для лінійних систем з квадратичним критерієм якості зазвичай оцінюється аналітичний вираз функції (J) з урахуванням ряду невідомих параметрів. Важливо, що функцію (J) слід вважати квадратичною по відношенню до змінних стану. Цей метод у зазначених умовах забезпечує точні результати.

Рівняння Беллмана як необхідна умова оптимальності отримане при припущенні, що функція Беллмана є гладкою (безперервно диференційованою) за своїми аргументами. Це припущення не має належного обґрунтування, оскільки сама функція (J) заздалегідь невідома. Якщо під час вирішення оптимальної задачі виявиться, що функція (J) є безперервно диференційованою, всі отримані результати залишаться дійсними. Це припущення несе певний елемент невизначеності в контексті безперервного варіанту методу динамічного програмування на відміну від його дискретного аналога. У випадках, коли обґрунтування відсутнє, метод динамічного програмування може застосовуватися як евристичний підхід.

Розглянемо задачу визначення оптимального регулятора стану для повністю керованої безперервної стаціонарної системи, яка описується

рівняннями стану (3.18). Для цієї системи задано початковий стан $\backslash (x_0 \backslash)$. Оптимізуючий функціонал якості має вигляд:

$$I[\bar{x}, \bar{u}] = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\bar{x}^T R_1 \bar{x} + \bar{u}^T R_2 \bar{u}) dt \quad (3.29)$$

Тут визначити керування $\bar{u}^*[x(t)]$, доставляюче мінімум. Рівняння Беллмана (3.26), отримане для системи, набуває вигляду

$$\min_{\bar{u} \in \Omega} \left[\frac{1}{2} \bar{x}^T R_1 \bar{x} + \bar{u}^T R_2 \bar{u} + \frac{dS}{d\bar{x}} (A\bar{x} + B\bar{u}) \right] = 0. \quad (3.30)$$

Основ оцінки енергетичної ефективності пристрою AST-2, що працює на принципі двохфазного тиристорного регулятора напруги (ТРН), є енергетичні показники роботи електроприводу в режимах пуску. Основна увага приділяється саме енергетичним показникам, оскільки на даному етапі розвитку систем управління виробничі задачі можуть бути вирішені кількома способами з використанням різних систем. Енергетичні показники виступають критерієм економічної конкурентоспроможності цих систем.

Досліджувану систему, основу на двохфазному ТРН, буде порівняно з трьохфазним ТРН, а також з безпосереднім запуском електроприводу. На початковому етапі проводиться оцінка роботи систем у режимі, близькому до прямого запуску електроприводу, зокрема за часом досягнення номінальної швидкості.

Подальший етап передбачає поступове збільшення часу запуску систем. Це не лише підтвердить або спростує тенденції, виявлені на першому етапі, але й дозволить отримати співвідношення енергоспоживання системи при плавному пуску та при безпосередньому запуску електроприводу.

Вимірювання складових потужностей будуть виконані з використанням приладів PQ meter та SPT meter, розроблених у третьому розділі. На рис. 3.2 показана діаграма, що ілюструє споживання енергії в режимах запуску, схожих на безпосередній.



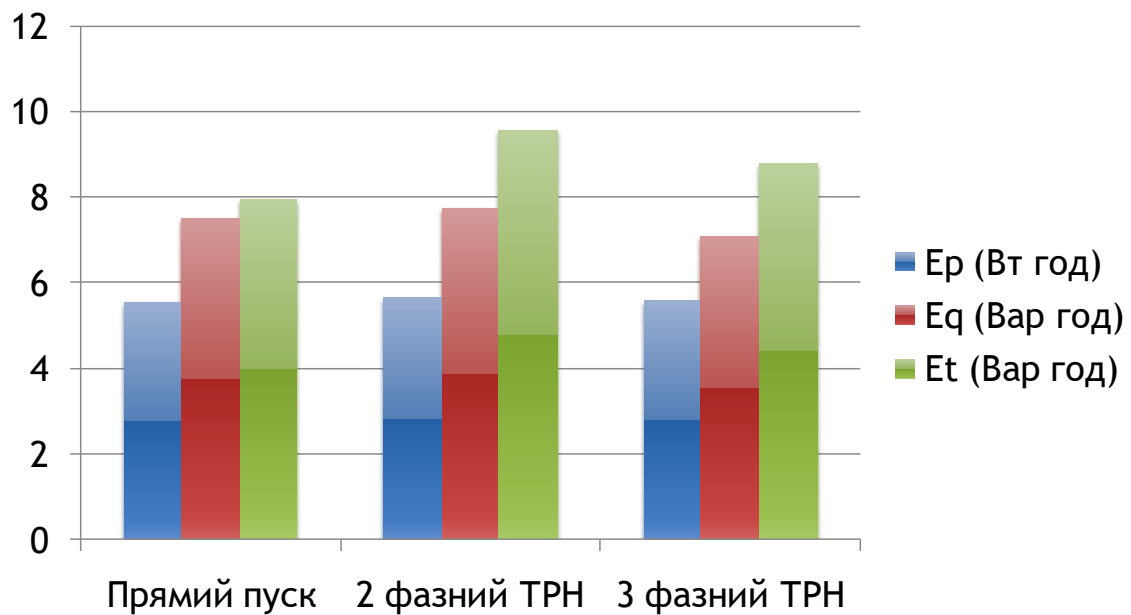


Рисунок 3.2. Діаграма витрати складових потужності при прямому пуску

На. 3.3 та 3.4 представлені діаграми, що ілюструють витрати електроприводу, керованого системами двохфазного (на основі AST-2) та трифазного ТРН, а також під час безпосереднього пуску. Отримані раніше тенденції залишаються актуальними й у випадку тривалішої роботи систем. Споживання складових енергії системою, що імітує УПП AST-2, виявляється найбільшим серед усіх систем, представлених для порівняння.

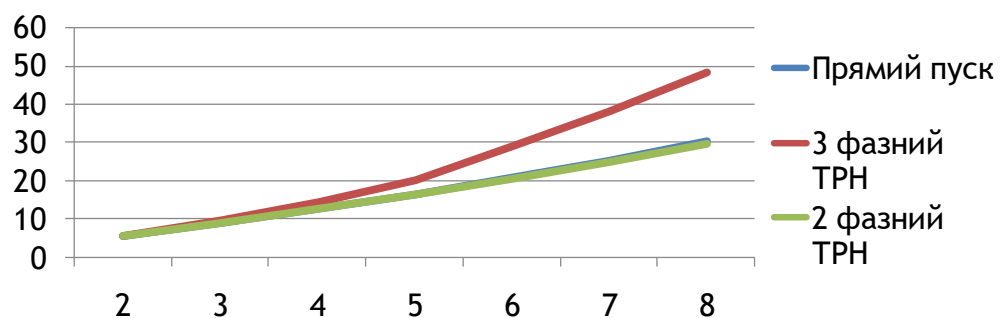


Рисунок 3.3. Витрата активної енергії досліджуваними системами при послідовному зростанні часу пуску.

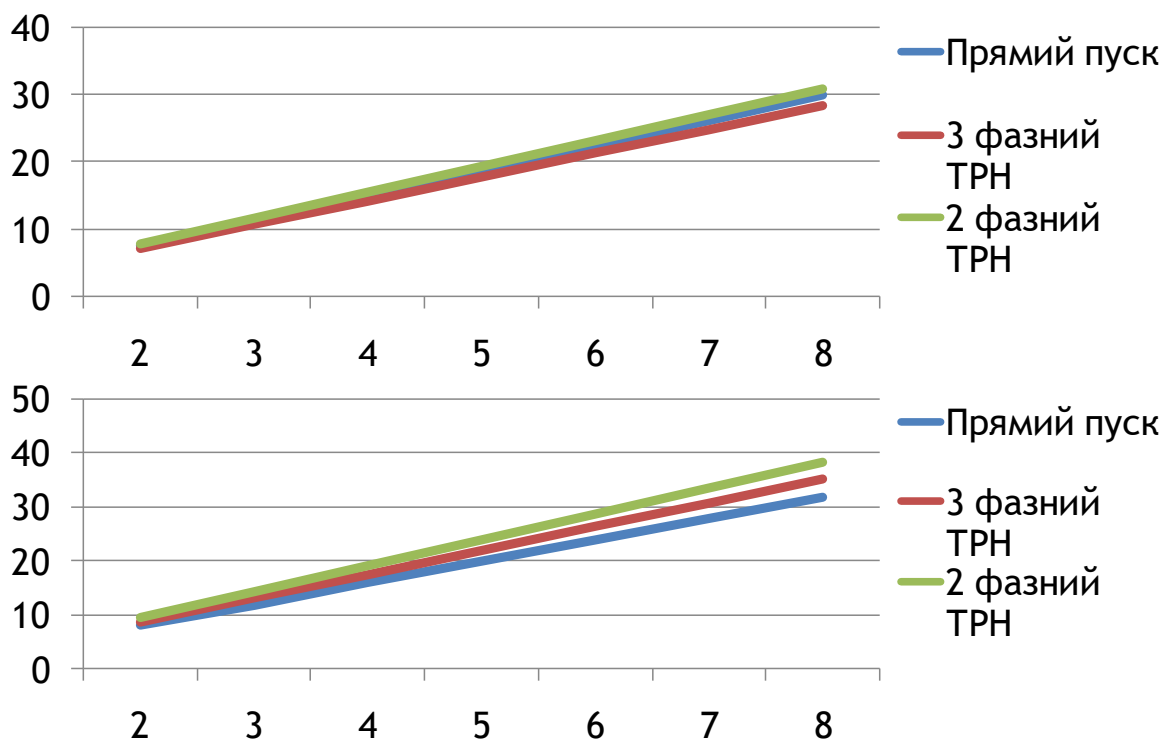


Рисунок 3.4. Втрата реактивної енергії в досліджуваних системах під час поступового збільшення часу пуску була виміряна за допомогою пристроїв SPT/PQ meter.

Висновки

За проведених досліджень трифазний ТРН виявився більш енергоефективним у порівнянні з його двофазним аналогом. Одним з аргументів на користь використання УПП є збільшений момент, який генерується на валу, що може мати вирішальне значення для систем, які працюють в умовах навантажених запусків, запусків під завалом та інших подібних режимів.

В цілому, витрати складових енергії, зокрема у системі трифазного ТРН, наближаються до режиму безпосереднього пуску, що є додатковим позитивним аспектом для управління часом запуску електроприводу.

4. КОНСТРУКТИВНА РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ПЛАВНОГО ЗАПУСКУ

При плавного пуску серії AST призначені для забезпечення м'якого запуску і зупинки асинхронних загальнопромислових двигунів потужністю від 3,0 до 55 кВт з номінальною напругою живлення 380 В і частотою 50 Гц. Використання цих пристроїв дозволяє значно знизити ударні навантаження під час пуску, а також запобігти короточасним перевантаженням в електромережі.

Завдяки технології плавного пуску, пускові струми можуть знижуватися в 1,5 - 2 рази від номінальних, що, в свою чергу, зменшує ризик механічного руйнування системи та електромеханічних впливів на двигун. Це позитивно впливає на зменшення механічних навантажень, зношування, а також на покращення плавності роботи обладнання під час повторно-короточасних режимів. Крім того, такі пристрої допомагають суттєво підвищити ресурс механіки, уникнути комутаційних перенапруг і знизити споживання електроенергії в керуючих ланцюгах.

Пристрій AST2 забезпечує контроль запуску та зупинки асинхронного електродвигуна, працюючи в режимі плавного наростання або спадання напруги. Для його нормальної роботи необхідно використовувати швидкодіючі запобіжники, а за потреби - зовнішні пристрої захисту двигуна. З початку 2010 року були випущені модифікації на номінальні струми 72 А і 85 А у новому типорозмірі "D", що включають додаткові функції. З середини 2010 року аналогічні пристрої на 44 А і 58 А також представлені в новому типорозмірі "C".

Пристрій плавного пуску AST2 базової конфігурації. Характеристики

Пристрій плавного пуску. Марка		AST2- 7	AST2- 11	AST2- 15	AST2- 30	AST2- 44	AST2- 58
Номинальна потужність	кВт	3	5,5	7,5	15	22	30
Номинальний струм	А	6,5	11	15	30	44	58
Напруга живильної мережі	В	200 - 240 **, 380 - 480					
Частота живильної мережі	Гц	50/60					
Температурний діапазон	С	0...50					
Відносна вологість	%	95 (без випадання конденсату)					
Ступінь захисту	IP	20					
Сигнал керування		Безпотенційний контакт /відкритий колектор					
Час розгону	сік	0,5...10 (виконання S2 - до 60сек)					
Час затримки	сік	0,5...10 (виконання S2 - до 60сек)					
Початковий момент	%	20...85					
Швидкий пуск (Kick-start)		200 мілісекунд при номінальній напрузі					

Характеристики та особливості даного пристрою включають мікропроцесорне управління пуском електродвигуна з діагностикою його стану. Серед інших функцій є додатковий вихідний сигнал для старту/стопу та управління "Бай-Пасом". Пристрій дозволяє незалежно налаштовувати час пуску, зупинки та початковий момент, а також задавати початкове значення моменту швидкого старту (kick-start).

Існують світлодіодні індикатори, які відображають статус "Готовність", "Розгін", "Бай-Пас", а також "Зупинка/очікування". Також вбудований обхідний контактор (Бай-Пас) доступний (за винятком для моделей на 3.0 і 5.5 кВт). Це обладнання здатне виконувати значну кількість пусків за годину, а також контролювати робочу температуру.

Пристрій забезпечує захист від обриву входу фази і втрати фази для асинхронного двигуна. Реалізовано опторозв'язку сигналу "Пуск". Компактний розмір та легкість монтажу роблять його зручним у використанні, а також пристрій відповідає міжнародним стандартам IEC/EN 60947-4-2. Пристрій плавного пуску орієнтований на різноманітні навантаження, включаючи насоси, компресори, вентилятори та конвеєри.

Таблиця 4.2.

Режими пуску. Потужність двигуна [15]

Пристрій плавного пуску. Марка		AST2-7	AST2-11	AST2-15	AST2-30	AST2-44	AST2-58
Пуск у нормальному режимі	кВт	3	5,5	7,5	15	22	30
Важкий пуск	кВт	2,2	4	5,5	11	18,5	22

Таблиця 4.3.

Пристрій плавного пуску. Габаритні розміри [15]

Пристрій плавного пуску. Марка		AST2-7	AST2-11	AST-2-15	AST-2-30	AST-2-44	AST-2-58
Довжина	мм	148		150		328	
Ширина	мм	107		90		154	
Глибина	мм	63		145		144	
Вага	кг	1,1		1,5		5	

Пускачі серії AST3 забезпечують управління пуском і зупинкою асинхронного електродвигуна, працюючи в режимі плавної зміни напруги. Вони також підтримують режим "внутрішній трикутник" при 6-типроводному підключенні. На відміну від простіших моделей AST2, AST3 комплектуються трьома тиристорними групами, по одній на кожен фазу, а також надають додаткові захисні функції. Завдяки цим можливостям, основна сфера їх застосування — це механізми, що мають важкий або дуже важкий запуск.

Таблиця 4.4.

Плавний пускач AST3. Технічні характеристики [15]

Марка пристрою		AST3-44	AST3-58	AST3-72	AST3-85	AST3-105
Номинальна потужність	кВт	22	30	37	45	55
Номинальний струм плавного пускача	А	44	58	72	85	105
Напруга живлячої мережі	В	380 - 480				
Частота живлячої мережі	Гц	50/60				
Температурний діапазон	С	0...50				
Відносна вологість	%	95 (без випадання конденсату)				
Ступінь захисту	IP	20				
Час розгону	сек	5...60				
Час затримки	сек	0...60				
Початковий момент	%	20...85				
Швидкий пуск (Kick-start)	%	200 мілісекунд при номінальній напрузі				

Кілька різновидів захисту. Це включає захист від обриву фази асинхронного двигуна та захист від обриву фази живлячої мережі. Також є контроль за неправильним чередуванням фаз, а також захист від струмового перевантаження на 20% вище номінальних показників протягом 30 секунд. Важливою функцією є захист від зникнення навантаження понад 30 секунд.

Крім цього, передбачені додаткові релейні виходи, такі як "Пуск/Стоп", "Бай-Пас" і "Аварія". Можливі режими роботи включають "трихпроводна зірка" та "6-типровідний трикутник". Усі ці характеристики відповідають нормам IEC/EN 60947-4-2. Розробка системи спеціально орієнтована на використання в насосному та компресорному обладнанні з важкими умовами пуску.

Таблиця 4.5.

Функції й особливості [4]



Зовнішній вигляд пристрою плавного запуску серії AST.

Мікропроцесорне керування пуском електродвигуна з діагностикою стану.

- незалежне налаштування часу пуску, зупинка й початкового моменту
- налаштування початкового значення моменту швидкого старту (kick-start)
- світлодіодна індикація :
- "Готовність",
- "Розгін",
- " Бай-Пас",
- "Зупинка/очікування"
- "Обрив фази",
- "Зворотне чередування",
- "Перевищення температури",
- "Струмове перевантаження",
- "Сухий хід"(неприпустиме зниження навантаження)
- вбудований обхідний контактор (" Бай-Пас)
- кількість пусків у годину обмежене тільки контролем внутрішньої температури;
- важкий і надважкий пуск

Таблиця 4.6.

Режими пуску. Потужність двигуна [4]

Марка пристрою		AST3-44	AST3-58	AST3-72	AST3-85	AST3-105
Пуск у нормальному режимі	кВт	22	30	37	45	55
Пуск у режимі "треугольник"	кВт	37	45	55	75	90

Таблиця 4.7.

Габаритні розміри плавних пускатрів [4]

Марка пристрою		AST3-44A	AST3-58A	AST3-72A	AST3-85A	AST3-105A
Довжина	мм	328	328			
Ширина	мм	154	154			154
Глибина	мм	144	163			163
Вага	кг	4.2	4.5		4.8	

Таблиця 4.8.

Установки й захист плавних пускатрів AST3

Найменування				Опис/Властивості		
Установки мікроперемикачів	Чередування фаз	Вмк	Заборона	Вимк	Дозволити	
	Струмове перевантаження		Дозвіл		Заборона	
	Зниження навант.		Дозвіл		Заборона	
Входи	Дозволити керування	Безпотенційний/Відкритий колектор				
	3 проведення / 6 проводів	Розімкнуть (3 проведення)		Замкнуть (6 проводів)		
Релейні виходи (3 А 240 VAC/30 VDC)	Пуск/Стоп	Відкр	Заборона кер.	Закр	Дозвіл. кер.	
	Бай-Пас		Бай-Пас вим		Бай-Пас вкл	
	Аварія		Робота		Аварія	
Характеристики захистів плавних пускатрів	Струмове перевантаження	Вимикання при 20% перевантаженні 30 сек				
	Малий струм	Вимикання при 60% недовантаженні 30 сек				
	Провалля фази	Провалля фази мережі/навантаження				
	Помилка черг. фаз	Невірне чергування фаз				
	Перегрів	Температура радіатора вище 80 С				

Схему підключення із вказанням виводів і контактів зображено на рис.4.1.

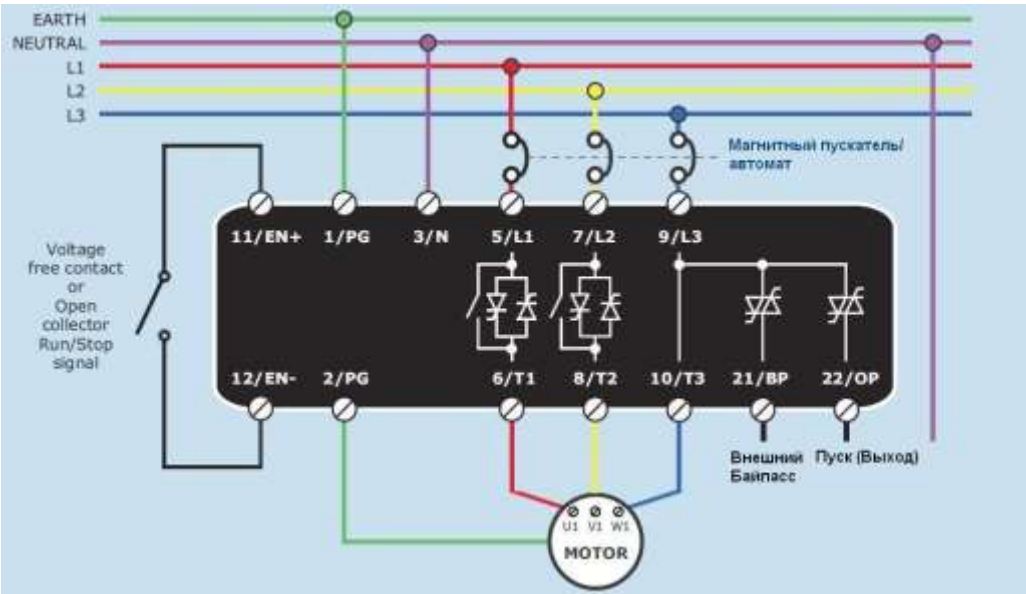
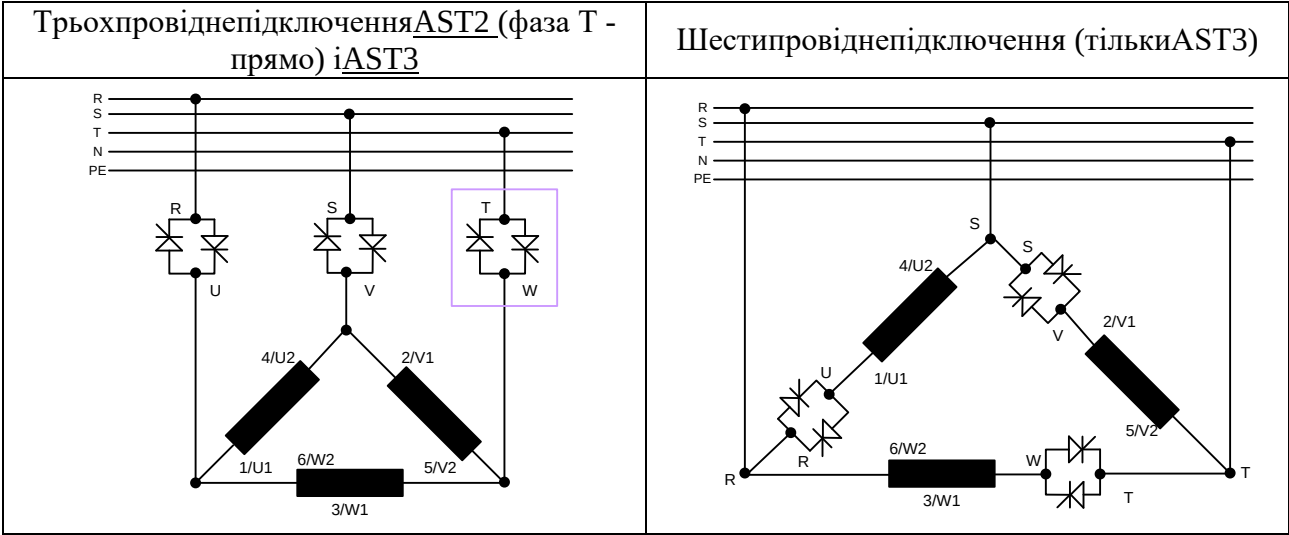


Рисунок 4.1 - Схема підключення пристрою плавного запуску серії AST.

Таблица 4.9.

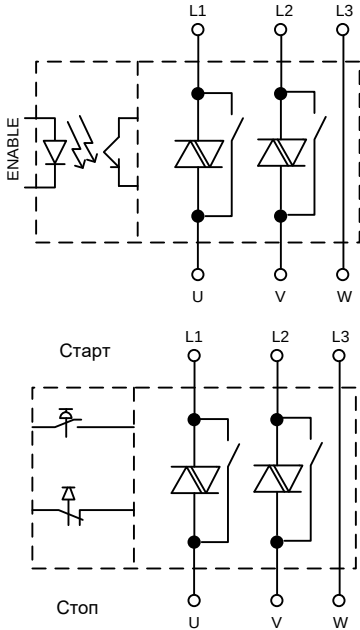
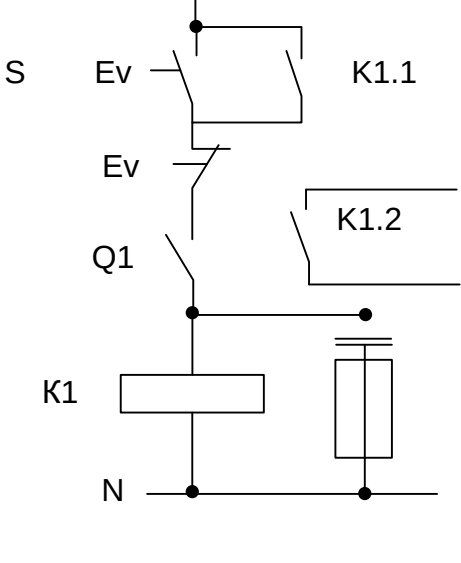
Варианты подключения навантаження до мережі через пристрій плавного запуску



Схеми підключення силової частини пристроїв плавного пуску AST2

Стандартна схема включення силової частини пристрою плавного пуску Мінімальний набір додаткового встаткування для включення пристрою плавного пуску з базовим набором функцій: • магнітний пускач; • теплове реле • швидкодіючі запобіжники або автоматичний вимикач із уставкою по струму перевантаження. Застосування швидкодіючих запобіжників є обов'язковим!	Силовая схема с дополнительным пускателем (By-pass) Щоб у тривалому режимі зменшити потужність втрат, що виділяється усередині пристрою, рекомендується робота із шунтувальним пускачем. Завдяки цьому силова частина може використовуватися ефективніше, тому що вона перед новим розгоном встигне остудитися до навколишньої температури Шунтувальний пускач у відмінності від мережного пускача, який розрахований на режим АС-3, може бути розрахований тільки на режим АС-1, тому що він пропускає тільки номінальний струм двигуна й не повинен проводити пусковий

Схема підключення ланцюгів керування пристроїв плавного пуску AST2

	
Керування від контролера або кнопок: -виводи "Enable" замикаються за допомогою сухого контакту керуючого контролера, що працює на замикання, або твердотільного реле постійного струму (аж до відкритого колектора) -виводи "Enable" замикаються за допомогою кнопки з фіксацією або зведеного боку кнопок "Пуск/Стоп" з почерговою фіксацією;	Керування від кнопок з використанням проміжного реле. Якщо в системі керування не використовується логічний контролер, то кращою є схема підключення ланцюгів керування, у якій використовується проміжне реле. -контакт проміжного реле K1.2 підключається до виводів "Enable"; - контакт Q -кожної з ланцюгів готовності системи (якщо потрібно)

Алгоритм налаштування на реальному механізмі наведено на рис. 5.1.

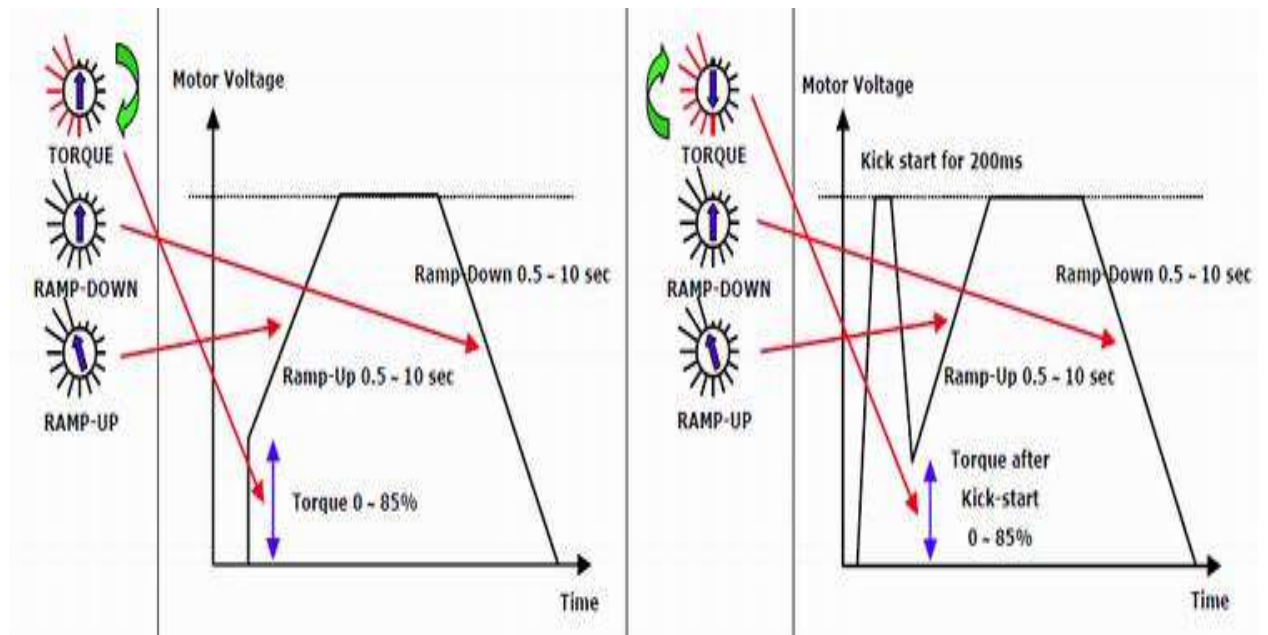


Рисунок 4.2 – Можливості налаштування вихідної напруги пристрою плавного запуску AST.

Висновки

Практична реалізація досліджуваного пристрою плавного пуску на основі тиристорного регулятора напруги (ТРН). Різноманітні принципові схеми можуть бути використані відповідно до особливостей технологічних вимог. Переваги та недоліки кожної з цих схем були обговорені в попередніх розділах.

Крім цього, розглядаються варіанти налаштування вихідної напруги під час плавного пуску. Особливу увагу привертає режим Quick Start, який забезпечує досягнення номінального електромагнітного моменту за короткий проміжок часу.

ВИСНОВКИ

Напрямок розвитку України спрямований на інтеграцію в європейську спільноту, що включає в себе об'єднання технологічних, виробничих, фінансових та інформаційних потоків. У радянський час розвиток народного господарства відбувався за методами, які були далекими від європейських стандартів. Закостенілий менталітет як окремих об'єктів, так і цілого ряду галузей, ускладнює адаптацію до сучасних тенденцій, зокрема до максимального наукового навантаження виробництв.

Нажаль, українське виробництво займає одне з перших місць за енергоємністю у світі. Тому впровадження раціональних підходів до вирішення цієї проблеми, зважаючи на рівень її занепаду, може привести до значних позитивних результатів у короткий термін. Зазвичай, найбільшим споживачем електроенергії у виробництві виступає електропривод, тому питання його модернізації заслуговує на особливу увагу.

На даний момент найбільш розповсюдженим видом електроприводу залишаються асинхронні електродвигуни, особливо з короткозамкнутим ротором, які є простими та надійними. Пускові режими таких двигунів відіграють важливу роль у їхній працездатності.

Протягом виконання магістерської роботи були отримані результати, що підтверджують ефективність нових технологій. Розроблена віртуальна модель механізму обробки вібраційного люка враховує специфіку експлуатації та штофні процеси. Моделлюється робота пристрою, встановлюючи регулярні параметри його функціонування.

Область визначення технічних і техніко-економічних параметрів наголошує на аспектах покращення енергетичних характеристик електроприводу. З урахуванням інтенсивності роботи, удосконалення регуляторів сприяє зниженню енергетичних затрат на 12-15%. Ці дані свідчать про підвищення надійності та продуктивності системи в цілому.

В цілому, результати, здобуті в межах цієї роботи, дозволяють оцінити якість функціонування досліджуваної системи. Аналіз показників енергоефективності системи ТРН поки що не є всеосяжним, можливо, це пов'язано з проблемою несинусоїдальності, з якою стикаються дослідники. Окрім отриманих енергетичних характеристик, в подальшому можуть бути цікавими засоби виміру для розширення цієї теми досліджень.