

РЕФЕРАТ

Проект містить: 114 сторінок, 75 рисунків, 2 таблиці, 8 джерел.

Об'єкт дослідження – векторне керування асинхронним двигуном без давачів швидкості та потокозчеплення.

Метою роботи є дослідження систем векторного керування асинхронним двигуном без давачів швидкості, аналіз отриманих результатів, побудова графіків показників якості системи.

В роботі побудована модель АМ з використанням сепаратних трифазних просторових систем координат, для отримання в моделі реальних процесів в обмотках статора і ротора.

Розглянуті системи векторного керування, проведено моделювання в пакеті прикладних програм MATLAB, отримані графіки перехідних процесів.

В ході моделювання були отримані данні, за допомогою яких побудовані графіки показників якості системи, які дають змогу проаналізувати процеси в системах, при зміненні параметрів АМ.

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, СИСТЕМА ЕЛЕКТРОПРИВОДУ,
АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, БЕЗДАВАЧЕВЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ,
ДАВАЧІ ШВИДКОСТІ, КЕРУВАННЯ ДВИГУНОМ

ABSTRACT

The project contains: 114 pages, 75 figures, 2 tables, 8 sources.

The object of research is the vector control of the asynchronous motor without speed and flow sensors.

The purpose of the work is to study the systems of vector control of the asynchronous motor without speed sensors, analysis of the results obtained, construction of charts of the quality system indicators.

In the work the AM model with the use of separate three-phase spatial coordinate systems is constructed, for obtaining in the model of real processes in stator and rotor windings.

The systems of vector control are considered, the modeling in MATLAB application package is carried out, the graphs of transients are obtained.

In the course of modeling, we obtained data using which the charts of the quality indicators of the system were constructed that allow us to analyze processes in the systems when changing the AM parameters.

VECTOR CONTROL, ELECTRIC POWER SYSTEM, ASYNCHRONOUS MOTOR, REMOTE VECTOR CONTROL, SPEED DRIVE, MOTOR CONTROL

ЗМІСТ

Вступ.....	4
1 Опис систем бездавачевого векторного керування асинхронними двигунами...	5
2 Математична модель асинхронної машини.....	12
2.1 Математичний опис АД та реалізація моделі в середовищі MATLAB.	12
2.2 Координатні перетворювачі та їх моделювання у MATLAB.....	20
3 Система класичного векторного керування	24
3.1 Опис системи	24
3.2 Оптимізація системи керування	30
4 Система регулювання швидкості з використанням моделі для визначення потоку ротора	34
5 Системи керування без давачів швидкості	40
5.1 Розрахунок в обертовій системі координат.....	40
5.2 Розрахунок в нерухомій системі координат.....	45
5.3 Розрахунок в обертовій і нерухомій системі координат.....	49
6 Моделювання та дослідження системи векторного керування.....	52
6.1 Система класичного векторного керування	52
6.2 Системи векторного керування без давачів швидкості та потоку	62
6.3 Аналіз показників якості роботи систем	90
Висновки	102
Перелік джерел посилання	103
Додаток А. Скрипт-програми в пакеті MATLAB	104

ВСТУП

Актуальність дослідження визначається тим, що електроприводи змінного струму, що базуються на повному цифровому керуванні, на сьогоднішній день досягли статусу високорозвиненої технології. Обсяг світового ринку в даному сегменті становить приблизно 12 000 мільйонів доларів і збільшується річним темпом приблизно 15%.

Наразі, ключові дослідження спрямовані на вирішення проблеми усунення використання датчика швидкості на валу машини без погіршення динамічних характеристик системи управління приводом. Оцінка швидкості стає складною задачею, особливо при роботі з асинхронними двигунами, де механічна швидкість ротора відрізняється від швидкості обертового магнітного поля. Використання асинхронних електродвигунів без датчиків швидкості дозволяє зменшити апаратну складність та вартість, збільшити надійність та знизити вимоги до технічного обслуговування. Це особливо актуально для роботи в умовах, де важлива надійність електроприводу.

Одним із базових підходів є використання алгоритму оцінки швидкості для того, щоб уникнути використання датчика швидкості. Принцип керування U/f контролює постійне співвідношення напруги статора та частоти, контролюючи процес та досягаючи очікуваних результатів. Цей підхід служить для підтримки магнітного потоку в машині на бажаному рівні. Його простота задовольняє помірні динамічні вимоги, а висока динамічна продуктивність досягається завдяки орієнтації поля, відомої як векторне керування.

Об'єктом даного дослідження є процеси, явища, показники точності та динамічні процеси в системах векторного керування без використання датчиків швидкості та потокозчеплення.

Предметом є системи векторного керування без використання датчиків швидкості та потокозчеплення.

Методи дослідження охоплюють структурне моделювання, аналіз методів, матричні розрахунки, теорію керування та моделювання в середовищі MATLAB.

1 ОПИС СИСТЕМ БЕЗДАВАЧЕВОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

Протягом останнього десятиліття великою мірою зросла популярність використання електромеханічних систем з бездавачевим векторним керуванням асинхронними двигунами в промислових установках та технологічних комплексах. Застосування бездавачевих систем не лише дозволяє зменшити витрати на їх впровадження, але й зменшує габаритні розміри приводу, роблячи його придатним для використання в екстремальних умовах промисловості.

Існує декілька методів непрямого оцінювання невимірюваних змінних стану приводу в таких системах. Серед них можна виділити ті, які базуються на анізотропіях асинхронної машини, а також ті, які використовують її ідеалізовану математичну модель. Методи, що базуються на анізотропіях, використовують різні підходи, такі як визначення просторового положення вісі насичення головної індуктивності машини, виявлення асиметрії пазів ротора або зміни індуктивності розсіяння для визначення поточного положення ротора. Однак ці методи вимагають складних алгоритмів обробки сигналів та потужних мікропроцесорних ресурсів.

У попередні періоди розвитку бездавачевих систем використання методів, що базуються на анізотропіях машини, було обмеженим через недостатність обчислювальних засобів. Тому застосовувався більш простий підхід, який ґрунтувався на використанні ідеалізованої математичної моделі двигуна.

Незважаючи на велику кількість публікацій та доступність на ринку різноманітних серійних виробів від провідних виробників електроприводів, проблема бездавачевого векторного керування асинхронним двигуном досі не отримала повного вирішення. Однією з основних актуальних проблем є зниження чутливості алгоритмів векторного керування до параметричних збурень асинхронного двигуна. Покращення робастності цих алгоритмів може бути досягнуто за допомогою концепції орієнтації керування за вектором потокозчеплення статора.

Системи бездавачевого векторного керування асинхронними двигунами представляють сучасний та ефективний підхід до оптимізації їх роботи в різних виробничих середовищах. Принципова перевага таких систем полягає у їх здатності надавати точне та динамічне керування, підвищуючи продуктивність та знижуючи витрати енергії.

Використання бездавачевого підходу векторного керування дозволяє вирішити ряд проблем, пов'язаних із традиційними методами керування асинхронними двигунами. Зменшення габаритів приводу та витрат на впровадження стає можливим завдяки відсутності потреби у складних механічних елементах, які зазвичай використовуються у традиційних системах.

Однією з ключових переваг бездавачевого векторного керування асинхронним двигуном є його придатність для використання в екстремальних промислових умовах. Це робить його ідеальним рішенням для застосувань у виробничих установках, де вимоги до надійності та стійкості вельми високі.

Незважаючи на певні виклики, такі як чутливість алгоритмів до параметричних збурень асинхронного двигуна, бездавачеве векторне керування виявляється перспективним напрямком розвитку у сучасних системах електроприводу. Дослідження та розробки в цій області сприяють подальшій оптимізації та вдосконаленню цих систем для досягнення ще вищого рівня ефективності та стабільності у різних сценаріях використання.

Узагальнена задача векторного керування асинхронним двигуном (АД) без вимірювання механічних координат є важливою в області електроприводів. Ця задача зосереджена на регулюванні модуля вектору потокозчеплення статора і моменту, що дозволяє ефективно керувати роботою двигуна без необхідності прямого вимірювання його механічних параметрів:

$$y_1 = \left((z_d^2 + z_q^2)^{1/2}, M \right)^T \square (|z|, M)^T \quad (1.1)$$

за допомогою двомірного вектора напруг статора на базі інформації про вектор вимірюваних змінних $y = (i_{1d}, i_{1q})^T$.

Основна мета такого векторного керування полягає в досягненні

оптимального співвідношення між потокозчепленням статора і моментом, що генерується двигуном. Регулюючи ці параметри, можна досягти бажаного рівня продуктивності та ефективності системи електроприводу.

Один з ключових викликів у цьому контексті полягає в відсутності безпосередніх вимірювань механічних координат. Для вирішення цієї проблеми використовуються різні методи непрямого оцінювання стану двигуна, такі як алгоритми на основі анізотропій асинхронної машини або використання ідеалізованої математичної моделі.

Застосування узагальненої задачі векторного керування без вимірювання механічних координат виявляється дуже актуальним у виробничих умовах, де важливо забезпечити точне та стабільне керування двигуном. Дослідження в цьому напрямку сприяє подальшій оптимізації систем управління, розвиваючи нові методи та алгоритми для підтримки високої ефективності та продуктивності в електромеханічних системах.

Для досягнення вказаних цілей управління, пропонується синтез нелінійного динамічного регулятора, який забезпечить локальне асимптотичне відпрацювання моменту потокозчеплення, орієнтацію за вектором потокозчеплення статора, оцінювання кутової швидкості ротора та модуля вектора потокозчеплення статора.

Синтез такого регулятора може базуватися на використанні нелінійних алгоритмів керування, що враховують специфіку динаміки асинхронного двигуна. Один з можливих підходів - використання адаптивного керування, яке дозволяє системі динамічно адаптуватися до змін у параметрах системи та умовах експлуатації.

Локальне асимптотичне відпрацювання моменту потокозчеплення може бути досягнуте шляхом коректного вибору керуючих сигналів, які регулюють струм та напругу на статорі. Орієнтація за вектором потокозчеплення статора може бути забезпечена шляхом врахування векторів струму та напруги в просторі.

Для асимптотичного оцінювання кутової швидкості ротора та модуля вектора потокозчеплення статора можуть використовуватися спостережувачі, які

адаптивно коригують свої параметри з урахуванням зовнішніх впливів та невизначеностей в системі.

Зазначений підхід до синтезу нелінійного динамічного регулятора дозволяє досягти поставлених цілей керування в умовах змінних параметрів та експлуатаційних умов.

Алгоритм управління струмів конструюється в такому вигляді:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma(\gamma_1 i_{1d}^* - (\omega_0 - \hat{\omega}) i_{1q}^* - \alpha \hat{z} + i_{1d}^* - k_i \tilde{i}_d); \\ u_{1q} &= \sigma(\gamma_1 i_{1q}^* + (\omega_0 - \hat{\omega}) i_{1d}^* - \omega \hat{z} + i_{1q}^* - k_i \tilde{i}_q), \end{aligned} \quad (1.2)$$

де i_{1d}^* , i_{1q}^* – задані значення для струмів статора.

Компонента струму (моментна) статора визначається таким чином:

$$i_{1q}^* = M^* / \mu_1 z^*; \quad \mu_1 = 3\sigma / 2 \quad (1.3)$$

Розглянемо алгоритм визначення електричних параметрів АД на основі адаптивного спостерігача повного порядку, який відрізняється відсутністю надмірної параметризації. Цей підхід дозволяє ефективно та точно визначати характеристики АД без зайвого перевантаження обчислювального процесу.

Адаптивний спостерігач повного порядку використовується для визначення електричних параметрів АД. Важливою особливістю цього алгоритму є його здатність адаптуватися до змінних умов роботи системи, таких як змінні навантаження, втрати в системі, та інші фактори, які можуть впливати на електричні параметри АД.

У визначенні електричних параметрів відсутня надмірна параметризація, що означає використання лише необхідної кількості параметрів для досягнення точності та стабільності процесу. Це сприяє покращенню ефективності обчислень та зниженню обчислювального навантаження.

Одним з ключових переваг адаптивного спостерігача повного порядку є його здатність працювати в умовах невизначеності та зміни параметрів системи, що робить його ефективним і надійним засобом визначення електричних характеристик АД у реальних умовах експлуатації.

Отже, алгоритм на основі адаптивного спостерігача повного порядку,

позбавлений надмірної параметризації, є перспективним інструментом для точного та адаптивного визначення електричних параметрів АД.

Класична двофазна динамічна модель електричної частини симетричного АД, записана в стаціонарній системі координат статора (a-b):

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_a &= -R_1 i_a + u_a; \\ \dot{\psi}_b &= -R_1 i_b + u_b; \\ \dot{i}_a &= -(R_1 d + \gamma_0) i_a - \omega p_n i_b + b \psi_a + d \omega p_n \psi_b + du_a; \\ \dot{i}_b &= -(R_1 d + \gamma_0) i_b - \omega p_n i_a + b \psi_b + d \omega p_n \psi_a + du_b; \end{aligned} \quad (1.4)$$

де R_1, R_2 – активні опори статора та ротора, L_1, L_2, L_m – індуктивності статора, ротора і взаємні індуктивність.

Згідно з виразом (1.4), електричну частину асинхронного двигуна (АД) можна описати системою нелінійних диференціальних рівнянь четвертого порядку. У цій системі вважаються вимірюваними величинами струми статора і кутова швидкість ротора, тоді як компоненти вектору потокозчеплення статора не можна безпосередньо виміряти. В загальному випадку, модель (1.4) визначає п'ять невідомих електричних параметрів: R_1, R_2, L_1, L_2, L_m визначення яких є складною теоретичною проблемою. Досягнення значного полегшення у завданні ідентифікації можливе за умови використання широко застосовуваних припущень. Наприклад, можна прийняти, що індуктивності розсіювання обмоток статора та ротора є рівними, тобто $L_1 = L_2$, де невідомі параметри АД, які можуть розглядатися як постійні величини під час ідентифікації. Також, опір статора може бути визначений на першій стадії ідентифікації, використовуючи закон Ома при живленні обмотки статора постійним струмом. Отже, при умові, що індуктивності розсіювання рівні та опір статора визначений, весь процес ідентифікації може бути значно спрощений. В результаті, якщо ми знаємо значення $L_1 = L_2$, а R_1 , і розрахували його, то залишається ідентифікувати тільки три параметри АД. Це призводить до зменшення обчислювального обсягу та сприяє ефективній реалізації процесу ідентифікації для полегшення аналізу та управління асинхронним двигуном.

Помилки оцінювання струму і потокозчеплення статора, а також помилки оцінювання невідомих параметрів визначаються як:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_a &= i_a - \hat{i}_a, \tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b, \tilde{\psi}_a = \psi_a - \hat{\psi}_a, \tilde{\psi}_b = \psi_b - \hat{\psi}_b; \\ \tilde{b} &= b - \hat{b}, \tilde{d} = d - \hat{d}, \tilde{\gamma}_0 = \gamma_0 - \hat{\gamma}_0.\end{aligned}\quad (1.5)$$

Згідно теорії неадаптивних спостерігачів потокозчеплення для електричної частини АД, можна сформулювати адаптивний спостерігач повного порядку:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}}_a &= -R_1 \hat{i}_a + u_a + \hat{b} \tilde{i}_a - v_a; \\ \dot{\hat{\psi}}_b &= -R_1 \hat{i}_b + u_b + \hat{b} \tilde{i}_b - v_b; \\ \dot{\hat{i}}_a &= -(R_1 \hat{d} + \hat{\gamma}_0) \hat{i}_a - \omega p_n \hat{i}_b + \hat{b} \hat{\psi}_a + \hat{d} \omega p_n \hat{\psi}_b + \hat{d} u_a + k_i \hat{i}_a; \\ \dot{\hat{i}}_b &= -(R_1 \hat{d} + \hat{\gamma}_0) \hat{i}_b + \omega p_n \hat{i}_a + \hat{b} \hat{\psi}_b - \hat{d} \omega p_n \hat{\psi}_a + \hat{d} u_b + k_i \hat{i}_b;\end{aligned}\quad (1.6)$$

Один із відомих методів збільшення стійкості систем векторного керування у відношенні до зміни параметрів асинхронного двигуна (АД) полягає у використанні орієнтації за вектором потокозчеплення статора. Цей метод використовує алгоритм прямого векторного управління, доповнений спостерігачем потоку статора зі зниженим порядком.

Цей підхід дозволяє системі векторного керування ефективно враховувати зміни параметрів АД, такі як опір, індуктивність, і інші, що можуть виникнути внаслідок варіацій у робочих умовах. Орієнтація за вектором потокозчеплення статора надає системі додаткову інформацію для коректної адаптації та управління.

Алгоритм прямого векторного управління в поєднанні із спостерігачем потоку статора із зниженим порядком є ефективним рішенням, оскільки він дозволяє системі реалізувати точне відстеження та управління потокозчепленням статора. Це особливо важливо у ситуаціях, де параметри АД можуть змінюватися динамічно. Такий підхід дозволяє підняти рівень стійкості та ефективності системи векторного керування асинхронним двигуном в умовах варіацій параметрів, сприяючи оптимальному функціонуванню в різних режимах роботи.

Альтернативним методом управління, що відкриває широкі перспективи, є використання концепції непрямого полеорієнтування. Зокрема, варто звернутися

до алгоритму непрямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна з орієнтацією за вектором потокозчеплення статора (Stator Field Oriented Control – SFOC). Синтез цього алгоритму базується на пасивній декомпозиції моделі асинхронного двигуна на дві взаємопов'язані підсистеми: електричну і механічну.

Вдосконалені властивості робастності SFOC досягаються шляхом введення коригувальних зворотних зв'язків у регулятори електричної підсистеми. Цей підхід дозволяє забезпечити замкнутість негативними зворотними зв'язками асинхронного двигуна [4-8]. Важливо відзначити, що ця концепція дозволяє вдосконалити точність та стабільність управління, забезпечуючи ефективну реакцію системи на зміни робочих умов.

Використання SFOC відкриває можливості для широкого спектру застосувань у сучасних системах електроприводу. Враховуючи його підвищені властивості робастності, цей метод стає обіцяним напрямком розвитку в галузі управління асинхронними двигунами.

Методи адаптивного керування вимагають високошвидкісних обчислень та складних алгоритмів керування. При цьому повний адаптивний алгоритм, який враховує відхилення всіх параметрів системи, може стати надто великим та складним для ефективного застосування.

Найбільш простий підхід до визначення координат у системі бездавачевого керування полягає у їх відновленні за допомогою моделі об'єкта чи його частини. Саме такі системи розглядаються в рамках даної роботи. Використання моделі об'єкта чи його частини для відновлення координат дозволяє спростити процес керування та зменшити обчислювальну складність, що особливо актуально у ситуаціях, коли повний адаптивний алгоритм виявляється занадто витратним.

Такий підхід відкриває можливості для покращення ефективності систем бездавачевого керування, забезпечуючи більш простий та швидший процес визначення координат. Розглядання систем, які базуються на відновленні координат за допомогою моделей, вказує на перспективність цього напрямку у розвитку сучасних методів керування.

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ

2.1 Математичний опис АД та реалізація моделі в середовищі MATLAB

Для адекватного відображення реальних процесів в обмотках статора і ротора в моделі необхідно створити модель, використовуючи окремі трифазні просторові системи координат. Одна із них «прив'язана» до осей обмоток статора (A, B, C, 0), в той час як інша система (a, b, c, 0) пов'язана з осями обмоток ротора [2]. Далі ми розглянемо рівняння електричної рівноваги для ланцюгів статора і ротора.

Важливо відзначити, що вказані трифазні системи координат є ключовим елементом в побудові моделі, оскільки вони дозволяють ефективно враховувати особливості взаємодії обмоток статора і ротора в асинхронному двигуні. "Прив'язаність" до відповідних обмоток створює базис для вивчення та моделювання електричних процесів в кожному з компонентів системи.

Завдяки цій апроксимації та визначенню систем координат, відображення електричної рівноваги для ланцюгів статора і ротора стає більш точним та дозволяє здійснювати докладний аналіз та моделювання реальних фізичних явищ в асинхронному двигуні.

$$\begin{aligned}
 U_A &= i_A r_1 + \frac{d\psi_A}{dt}; & U_a &= i_a r_2 + \frac{d\psi_a}{dt}; \\
 U_B &= i_B r_1 + \frac{d\psi_B}{dt}; & U_b &= i_b r_2 + \frac{d\psi_b}{dt}; \\
 U_C &= i_C r_1 + \frac{d\psi_C}{dt}; & U_c &= i_c r_2 + \frac{d\psi_c}{dt}.
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned}
 U_A &= U_{m1} \cdot \sin(\omega_{0e} t + \varphi_{n1}), \\
 U_B &= U_{m1} \cdot \sin(\omega_{0e} t + \varphi_{n1} - 2\pi / 3), \\
 U_C &= U_{m1} \cdot \sin(\omega_{0e} t + \varphi_{n1} + 2\pi / 3) \\
 U_a &= U_{m2} \cdot \sin(\omega_{0e} s t + \varphi_{n2}), \\
 U_b &= U_{m2} \cdot \sin(\omega_{0e} s t + \varphi_{n2} - 2\pi / 3), \\
 U_c &= U_{m2} \cdot \sin(\omega_{0e} s t + \varphi_{n2} + 2\pi / 3),
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

де U_{m1} , U_{m2} – відповідно значення напруг (амплітудні), які підводяться до статорних і роторних обмоток;

φ_{m1} , φ_{m2} – початкові фази (кути), рад.

i_j , ψ_j – миттєві значення струмів та потокозчеплень статорних і роторних обмоток;

$\omega_{0e} = 2\pi f_1$ – електрична кругова частота напруги живлення;

f_1 – частота змінення статорних напруг, Гц;

$s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ – ковзання ротора АД;

ω_0 , ω – механічна (геометрична) швидкість обертання поля і ротора, c^{-1} ;

$\omega_{0e} = p_n \omega_0$, $\omega_e = p_n \omega$ – електричні швидкості обертання поля та ротора;

r_1 , r_2 – відповідно величини активних опорів обмоток статора і ротора.

Потокозчеплення обмоток визначається як сума взаємодії їх струмів і відповідних індуктивностей. Для будь-якої обмотки асинхронного двигуна це означає, що потік, який виникає в ній, є результатом добутку її власного струму на власну індуктивність, а також взаємодії цього струму з іншими обмотками через відповідні взаємні індуктивності.

Цей принцип визначення потокозчеплення відображає складні взаємодії між елементами системи і грає ключову роль у визначенні електромагнітних параметрів асинхронного двигуна. Аналіз цього явища в контексті кожної обмотки дозволяє розуміти, як струми індукують потік в кожній обмотці та взаємодіють один з одним, що важливо для ефективного та точного керування асинхронним двигуном.

$$\begin{aligned}
 \psi_A &= i_A L_1 + i_B M_1 + i_C M_1 + i_a M_{Aa} + i_b M_{Ab} + i_c M_{Ac}; \\
 \psi_B &= i_A L_1 + i_B M_1 + i_C M_1 + i_a M_{Ba} + i_b M_{Bb} + i_c M_{Bc}; \\
 \psi_C &= i_A L_1 + i_B M_1 + i_C M_1 + i_a M_{Ca} + i_b M_{Cb} + i_c M_{Cc}; \\
 \psi_a &= i_A M_{aA} + i_B M_{aB} + i_C M_{aC} + i_a L_2 + i_b M_2 + i_c M_2; \\
 \psi_b &= i_A M_{bA} + i_B M_{bB} + i_C M_{bC} + i_a M_2 + i_b L_2 + i_c M_2; \\
 \psi_c &= i_A M_{cA} + i_B M_{cB} + i_C M_{cC} + i_a M_2 + i_b M_2 + i_c L_2,
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

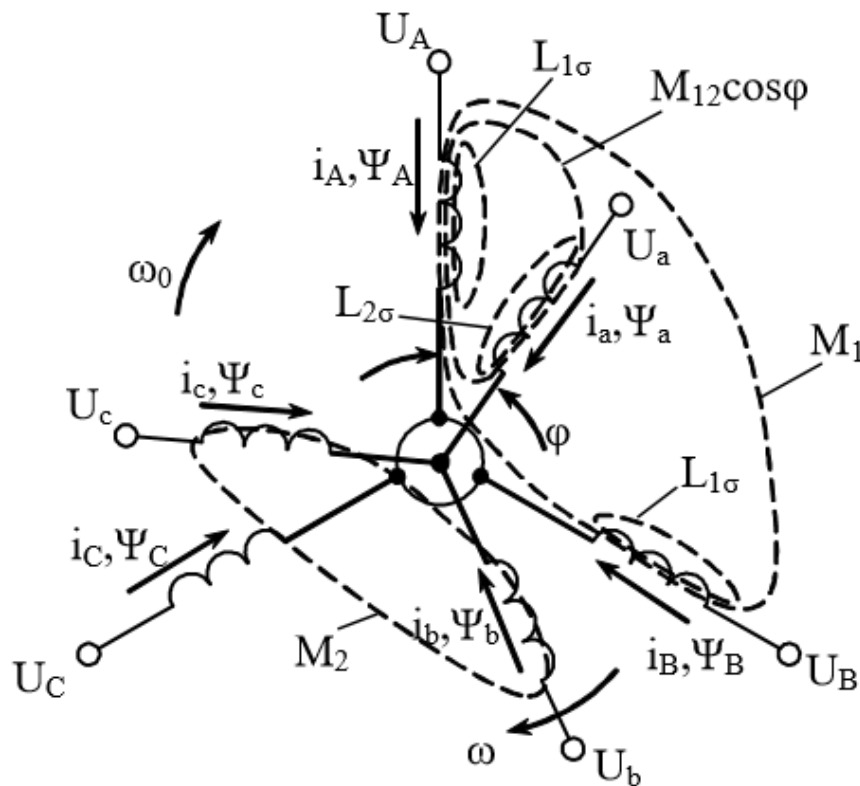
де L_1, L_2 – відповідно повні (власні) індуктивності обмотки статора та ротора, Гн.

Взаємні індуктивності M_{ij} між обмотками статора і ротора піддаються змінам в залежності від кута між цими обмотками. Подивившись на взаємне розташування обмоток статора і ротора, яке проілюстровано на рис. 2.1, ми можемо виразити це відношення наступним чином:

$$\begin{aligned} M_{Aa} = M_{aA} = M_{Bb} = M_{bB} = M_{Cc} = M_{cC} &= M_{12} \cos \phi_e; \\ M_{Ab} = M_{bA} = M_{Bc} = M_{cB} = M_{Ca} = M_{aC} &= M_{12} \cos(\phi_e + 2\pi/3); \\ M_{Ac} = M_{cA} = M_{Ba} = M_{aB} = M_{Cb} = M_{bC} &= M_{12} \cos(\phi_e - 2\pi/3), \end{aligned} \quad (2.4)$$

де M_{12} – максимальна взаємна індуктивність, при співпаданні їх осей між обмотками статора і ротора;

ϕ_e – «електричний» кут між осями відповідних обмоток статора та ротора, рад.



ω_0, ω – швидкості обертання поля та ротора

Рисунок 2.1 – Розрахункова схема АМ з фазним ротором

$$\begin{aligned}
M_{12} \cos \phi_e &= M_{A1}, \\
M_{12} \cos(\phi_e + 2\pi / 3) &= M_{A2}, \\
M_{12} \cos(\phi_e - 2\pi / 3) &= M_{A3},
\end{aligned} \tag{2.5}$$

та враховуючи, що при з'єднанні обмоток у «зірку» сума струмів фаз дорівнює нулю, вирази для потокозчеплень (2.3) можуть бути виражені наступним чином:

$$\begin{aligned}
\psi_A &= L_1 i_A + M_{A1} i_a + M_{A2} i_b + M_{A3} i_c; \\
\psi_B &= L_1 i_B + M_{A3} i_a + M_{A1} i_b + M_{A2} i_c; \\
\psi_C &= L_1 i_C + M_{A2} i_a + M_{A3} i_b + M_{A1} i_c; \\
\psi_a &= M_{A1} i_A + M_{A3} i_B + M_{A2} i_C + L_2 i_a; \\
\psi_b &= M_{A2} i_A + M_{A1} i_B + M_{A3} i_C + L_2 i_b; \\
\psi_c &= M_{A3} i_A + M_{A2} i_B + M_{A1} i_C + L_2 i_c.
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Рівняння руху електроприводу:

$$M_e - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \tag{2.7}$$

Для створення моделі машини, призначеної для вивчення при застосуванні керування за статором, важливо мати якісне представлення електрорушійної сили (е.р.с.), яка виникає в обмотках статора. Це досягається у фазовому просторі « $I_1 - \psi_2$ ». Для отримання такого представлення зі структури, наведеної у виразі (2.1), необхідно виключити координати ψ_1 та I_2 , виражаючи їх через (2.6):

$$\begin{aligned}
\psi_A &= \sigma L_1 i_A + \frac{1}{L_2} (\psi_a M_{A1} + \psi_b M_{A2} + \psi_c M_{A3}) \\
\psi_B &= \sigma L_1 i_B + \frac{1}{L_2} (\psi_a M_{A3} + \psi_b M_{A1} + \psi_c M_{A2}) \\
\psi_C &= \sigma L_1 i_C + \frac{1}{L_2} (\psi_a M_{A2} + \psi_b M_{A3} + \psi_c M_{A1})
\end{aligned} \tag{2.8}$$

$$\begin{aligned}
i_a &= \frac{1}{L_2} [\psi_a - (i_A M_{A1} + i_B M_{A3} + i_C M_{A2})] \\
i_b &= \frac{1}{L_2} [\psi_b - (i_A M_{A2} + i_B M_{A1} + i_C M_{A3})] \\
i_c &= \frac{1}{L_2} [\psi_c - (i_A M_{A3} + i_B M_{A2} + i_C M_{A1})]
\end{aligned} \tag{2.9}$$

Підставивши ψ_1 та L_2 у (2.1) одержимо систему 6-ти диференціальних рівнянь, що описують електричну частину машини

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}i_A &= \frac{1}{\sigma L_1} \left\{ U_A - r_1 i_A - \frac{1}{L_2} \left[\left(\frac{d\psi_a}{dt} M_{A1} + \frac{d\psi_b}{dt} M_{A2} + \frac{d\psi_c}{dt} M_{A3} \right) - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \omega_e (\psi_a M_{B1} + \psi_b M_{B2} + \psi_c M_{B3}) \right] \right\} \\
 \frac{d}{dt}i_B &= \frac{1}{\sigma L_1} \left\{ U_B - r_1 i_B - \frac{1}{L_2} \left[\left(\frac{d\psi_a}{dt} M_{A3} + \frac{d\psi_b}{dt} M_{A1} + \frac{d\psi_c}{dt} M_{A2} \right) - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \omega_e (\psi_a M_{B3} + \psi_b M_{B1} + \psi_c M_{B2}) \right] \right\} \\
 \frac{d}{dt}i_C &= \frac{1}{\sigma L_1} \left\{ U_C - r_1 i_C - \frac{1}{L_2} \left[\left(\frac{d\psi_a}{dt} M_{A2} + \frac{d\psi_b}{dt} M_{A3} + \frac{d\psi_c}{dt} M_{A1} \right) - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \omega_e (\psi_a M_{B2} + \psi_b M_{B3} + \psi_c M_{B1}) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}\psi_a &= U_a - \frac{r_2}{L_2} \psi_a + \frac{r_2}{L_2} (i_A M_{A1} + i_B M_{A3} + i_C M_{A2}) \\
 \frac{d}{dt}\psi_b &= U_b - \frac{r_2}{L_2} \psi_b + \frac{r_2}{L_2} (i_A M_{A2} + i_B M_{A1} + i_C M_{A3}) \\
 \frac{d}{dt}\psi_c &= U_c - \frac{r_2}{L_2} \psi_c + \frac{r_2}{L_2} (i_A M_{A3} + i_B M_{A2} + i_C M_{A1})
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Електромагнітний момент

$$\begin{aligned}
 M_e &= -\frac{p_n}{L_2} \left[(i_A \psi_a + i_B \psi_b + i_C \psi_c) M_{B1} + \right. \\
 &\quad \left. + (i_A \psi_b + i_B \psi_c + i_C \psi_a) M_{B2} + \right. \\
 &\quad \left. + (i_A \psi_c + i_B \psi_a + i_C \psi_b) M_{B3} \right]
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Врахуємо що:

$$\begin{aligned}
 M_{B1} &= M_{12} \sin \phi_e, \\
 M_{B2} &= M_{12} \sin(\phi_e + 2\pi/3), \\
 M_{B3} &= M_{12} \sin(\phi_e - 2\pi/3).
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

На основі математичного опису асинхронного двигуна (АД) ми створимо його модель. Для моделювання ми будемо використовувати інструмент Simulink у середовищі MATLAB. У зв'язку з великим розміром моделі асинхронного двигуна, ми представимо лише певні фрагменти, які пояснюють його функціонування. На рисунку 2.2 наведена структура для розрахунку струму статора i_A і ротора i_a згідно з виразами (2.10) і (2.9) відповідно. Важливо відзначити, що ця структура відображає одну фазу, і аналогічні структури будуються для інших фаз.

Ця модель дозволить нам аналізувати та вивчати різні аспекти роботи асинхронного двигуна, включаючи його електромагнітні властивості та відгуки на зміни вхідних параметрів. Симулювання такої моделі у середовищі Simulink дозволяє в реальному часі оцінювати та вдосконалювати управління асинхронним двигуном для різних умов роботи.

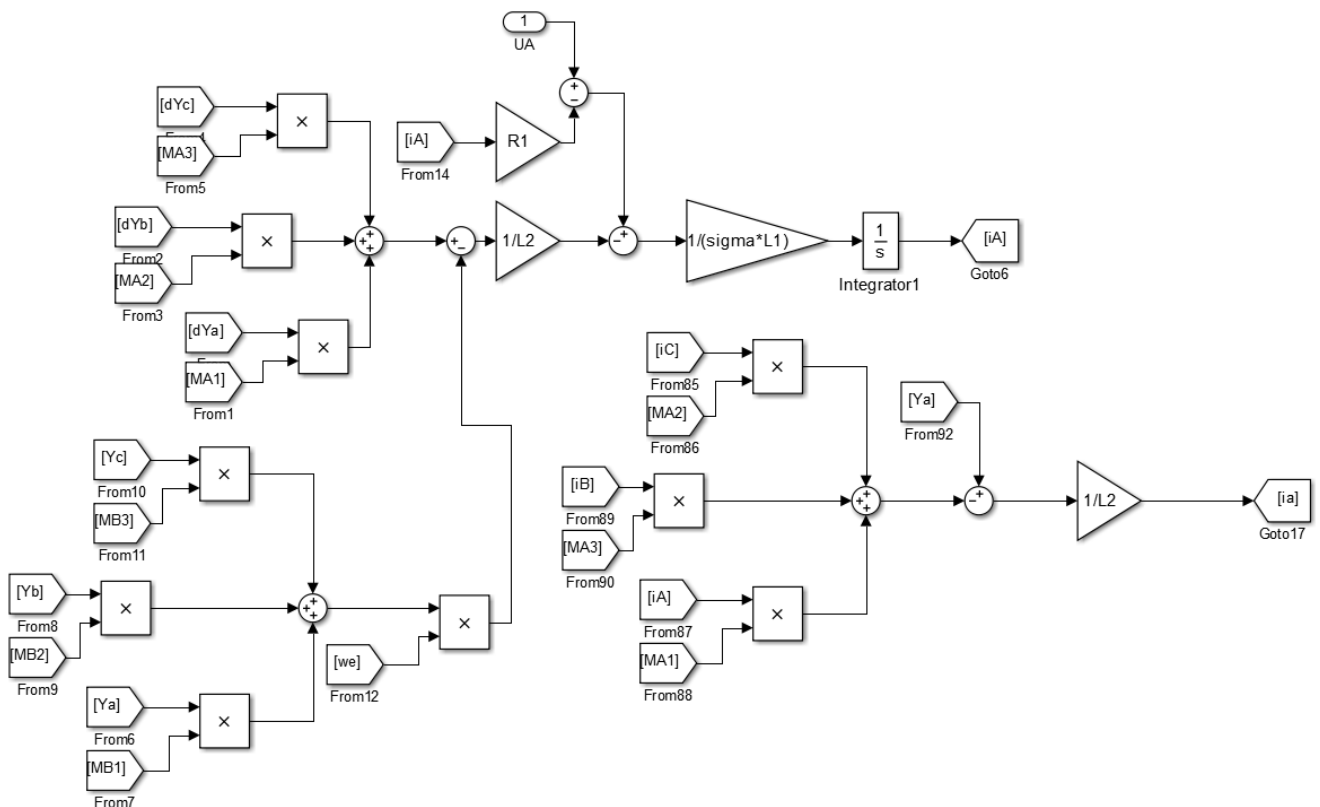


Рисунок 2.2 – Структура (Simulink-модель) для розрахунку струмів

Структура для обчислення потокозчеплення статора ψ_A і ротора ψ_a за допомогою виразів (2.8) і (2.11), а також динамічного моменту M_e за виразом (2.12) представлені на рисунках 2.3 і 2.4 відповідно.

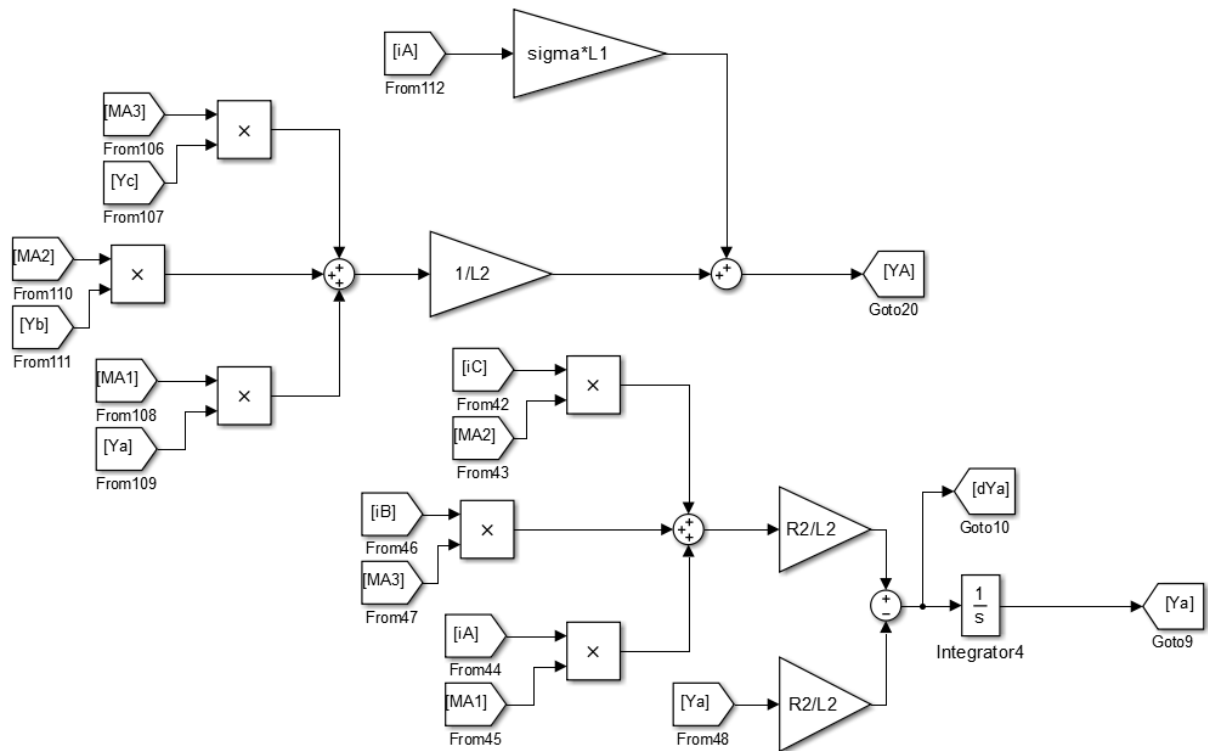


Рисунок 2.3 – Структура (Simulink-модель) для розрахунку потокозчеплення

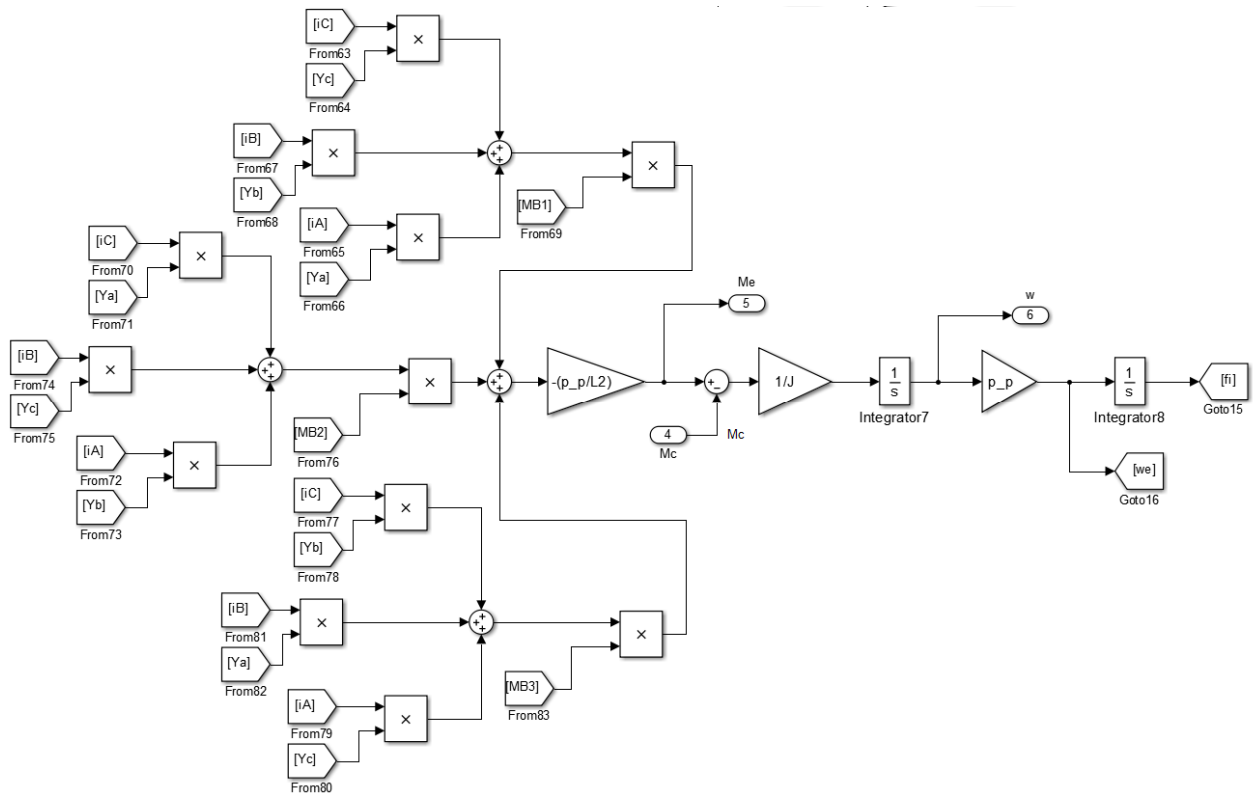


Рисунок 2.4 – Структура (Simulink-модель) для розрахунку M_e і ω за законом руху електроприводу (2.7)

Асинхронну машину в реальних фазових координатах можна звернути в підсистему на рисунку 2.5.

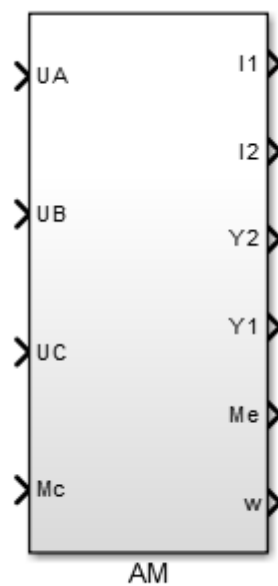


Рисунок 2.5 – Підсистема асинхронної машини

2.2 Координатні перетворювачі та їх моделювання у середовищі MATLAB

Отримати реальні значення координат стану статора та ротора можливо лише в моделях, реалізованих у косокутних сепаратних системах просторових координат. Під реальними значеннями маємо на увазі процеси статора в нерухомій системі координат та ротора в системі координат, яка пов'язана з ротором. При використанні узагальнених та приведених систем координат для отримання реальних процесів необхідно використовувати координатні перетворювачі.

Вирази для перетворень між моделями в різних просторових координатах наведені у виразах (2.14) і (2.15). На рисунку 2.6 відображена схема координатних перетворень.

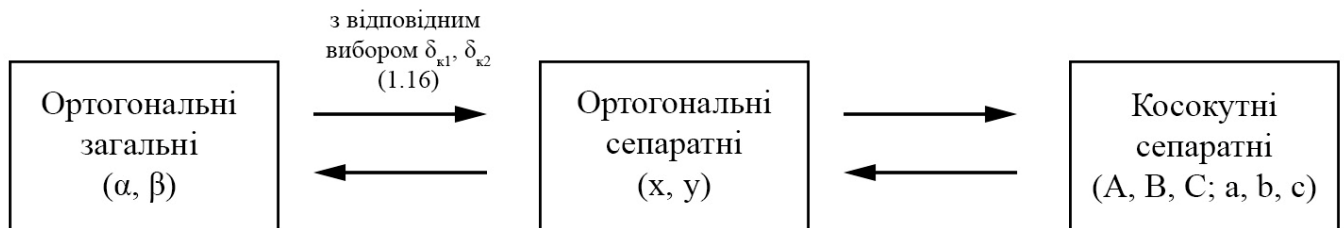


Рисунок 2.6 – Послідовність координатних перетворень

Формули прямого перетворення $(A, B, C \rightarrow x, y)$:

$$\begin{cases} x_x = \frac{2}{3} \left[x_A - \frac{1}{2}(x_B + x_C) \right]; \\ x_y = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}(x_B - x_C) \right]. \end{cases} \quad (2.14)$$

Формули для зворотного перетворення $(x, y \rightarrow A, B, C)$:

$$\begin{cases} x_A = x_x; \\ x_B = -\frac{1}{2}x_x + \frac{\sqrt{3}}{2}x_y; \\ x_C = -\frac{1}{2}x_x - \frac{\sqrt{3}}{2}x_y \end{cases} \quad (2.15)$$

У загальному випадку перехід координати стану x з однієї ортогональної системи (1) в іншу (2) здійснюється за допомогою виразу:

$$\begin{aligned} x_u^{(2)} &= x_u^{(1)} \cos(\delta_{\kappa 1} - \delta_{\kappa 2}) - x_v^{(1)} \sin(\delta_{\kappa 1} - \delta_{\kappa 2}), \\ x_v^{(2)} &= x_u^{(1)} \sin(\delta_{\kappa 1} - \delta_{\kappa 2}) + x_v^{(1)} \cos(\delta_{\kappa 1} - \delta_{\kappa 2}), \end{aligned} \quad (2.16)$$

де $\delta_{\kappa 1}$, $\delta_{\kappa 2}$ – кути положення просторових систем координат (1) та (2).

$$\delta_{\kappa 1} = \int \omega_{\kappa 1} dt, \quad \delta_{\kappa 2} = \int \omega_{\kappa 2} dt; \quad (2.17)$$

В залежності від обраних швидкостей обертання систем координат вираз (2.16) записується для кожного конкретного випадку з відповідною заміною назв осей та кутів положення. У табл. 2.1 наведені правила заміни індексів. Користуючись (2.16) і (2.17), а також таблицею 2.1, приведемо перехід координати стану x для двох випадків.

Перехід $x, y \rightarrow \alpha, \beta$

$$\delta_{\kappa 1} = 0, \quad \delta_{\kappa 2} = \phi_{\psi}; \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} x_{\alpha} &= x_x \cos(0 - \phi_{\psi}) - x_y \sin(0 - \phi_{\psi}), \\ x_{\beta} &= x_x \sin(0 - \phi_{\psi}) + x_y \cos(0 - \phi_{\psi}), \\ x_{\alpha} &= x_x \cos(\phi_{\psi}) + x_y \sin(\phi_{\psi}), \\ x_{\beta} &= -x_x \sin(\phi_{\psi}) + x_y \cos(\phi_{\psi}). \end{aligned} \quad (2.19)$$

Таблиця 2.1 – Назви ортогональних осей для різних ω_{κ}

	ω_{κ}	
	$\omega_{\kappa} = 0$	$\omega_{\kappa} = \omega_{\psi}$
Вісь u	x	α
Вісь v	y	β
Кут δ_{κ}	0	ϕ_{ψ}

Перехід $\alpha, \beta \rightarrow x, y$

$$\delta_{\kappa 1} = \phi_{\psi}, \quad \delta_{\kappa 2} = 0; \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned}
x_x &= x_\alpha \cos(\phi_\psi - 0) - x_\beta \sin(\phi_\psi - 0), \\
x_y &= x_\alpha \sin(\phi_\psi - 0) + x_\beta \cos(\phi_\psi - 0), \\
x_x &= x_\alpha \cos(\phi_\psi) - x_\beta \sin(\phi_\psi), \\
x_y &= x_\alpha \sin(\phi_\psi) + x_\beta \cos(\phi_\psi).
\end{aligned}
\tag{2.21}$$

При структурному моделюванні, координатні перетворювачі є реалізацією виразів, поданих у виразах (2.16) і (2.17). Координатні перетворювачі найбільш цілеспрямовано формувати у вигляді підсистеми, де вхідними параметрами є координати для перетворення та швидкості обертання (чи кути положення) просторових координатних систем, а виходами – перетворені координати. Структура координатних перетворювачів, так само як і структури моделей, може бути реалізована кількома способами. Один з найпростіших - це без використання векторних операцій.

Наприклад, структури координатних перетворювачів $2 \rightarrow 3$ для фазових координат статора $x, y \rightarrow A, B, C$ (згідно з (2.14)). Аналогічні структури можуть здійснювати перетворення від A, B, C до x, y (згідно з (2.17)).

Запишемо по аналогії перетворення $2 \rightarrow 3$ та $3 \rightarrow 2$ між загальними координатами:

$$\begin{cases}
x_{a'} = x_\alpha; \\
x_{b'} = -\frac{1}{2}x_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}x_\beta; \\
x_{c'} = -\frac{1}{2}x_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}x_\beta.
\end{cases}
\tag{2.22}$$

$$\begin{cases}
x_\alpha = \frac{2}{3} \left[x_{a'} - \frac{1}{2}(x_{b'} + x_{c'}) \right]; \\
x_\beta = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}(x_{b'} - x_{c'}) \right].
\end{cases}
\tag{2.23}$$

Перетворювачі координат між ортогональними системами мають ідентичну структуру, яка будується за допомогою виразу (2.16). Різниця між ними полягає

лише у назвах індексів осей та швидкостей систем координат. Важливо відзначити, що вхідним сигналом є різниця швидкостей обертання систем координат. Інтегрування для отримання різниці кутів та реалізація тригонометричних функцій виконується в межах самої підсистеми (див. рис. 2.7). Координатний перетворювач між ортогональними системами координат представлений на рис. 2.8.

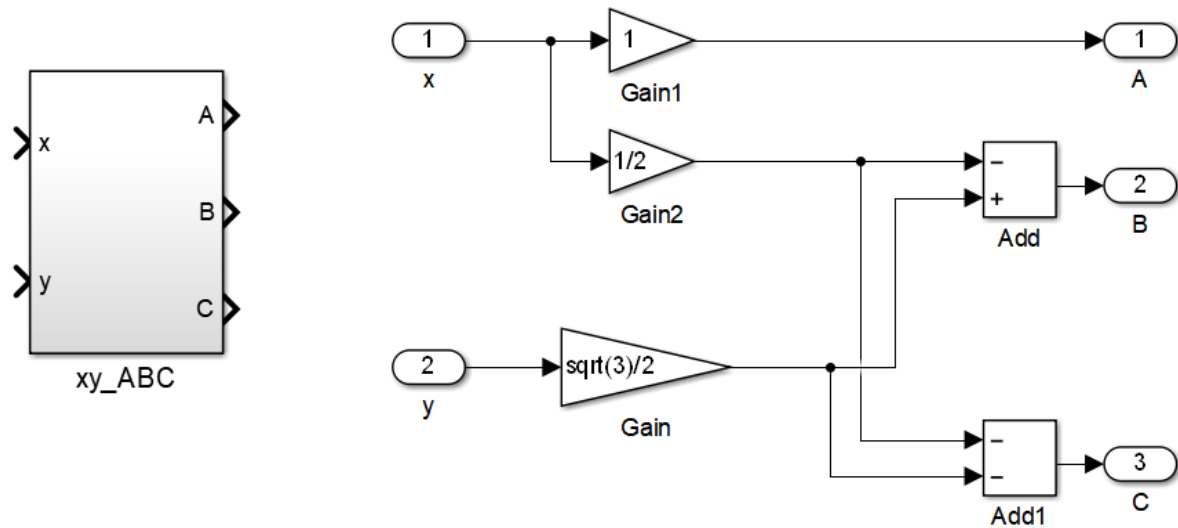


Рисунок 2.7 – Структура (Simulink-модель) перетворення координат 2→3

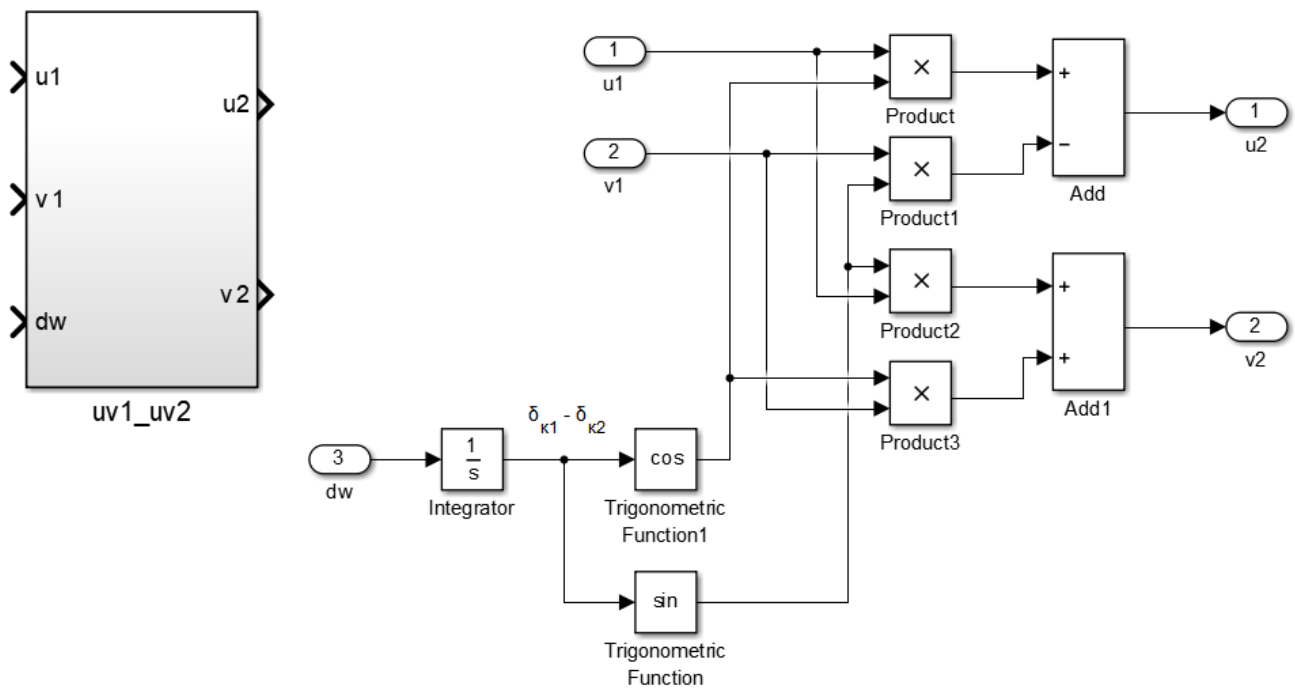


Рисунок 2.8 – Координатний перетворювач між ортогональними системами координат в Simulink

3 СИСТЕМА КЛАСИЧНОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

3.1 Опис системи

Перша промислова система векторного регулювання швидкості для електроприводу з асинхронним двигуном була розроблена на початку 1960-х років фірмою Siemens [1].

У цій системі здійснювалося пряме вимірювання головного магнітного потоку за допомогою датчиків, встановлених у зазорі двигуна. Принцип їх дії базувався на ефекті Холла. Цей ефект проявляється так: якщо розмістити пластину з провідникового або напівпровідникового матеріалу в магнітному полі з напруженістю H і пропустити через неї струм i (див. рис. 3.1), то виникає електричне поле, напрямком якого перпендикулярний вектору напруженості і струму. Це призводить до виникнення ЕРС Холла u на бічних гранях пластини. Якщо щільність струму j залишається постійною, то ця ЕРС Холла пропорційна напруженості магнітного поля, а отже, і магнітному потоку.

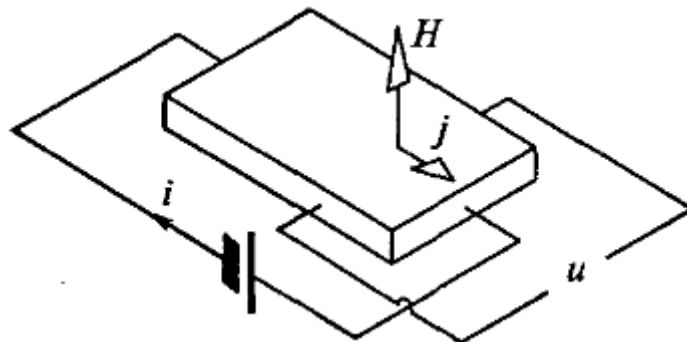


Рисунок 3.1 – Принцип роботи датчика Холла

В цій системі встановлено два датчики Холла, розташовані в поперечному перерізі двигуна на 90 електричних градусів один відносно одного. Вони розташовані в зазорі між статором і ротором двигуна, тобто під впливом головного магнітного потоку (потoku в зазорі). Оскільки вектор потоку обертається в просторі, напруга на виході датчика, після того як вищі гармоніки

відфільтровані, має синусоїдальну форму. За наявності просторового зсуву між датчиками вихідні напруги цих датчиків зсунуті одна відносно одної на 90° в часі і представляють собою проекції вектору головного потокозчеплення ψ_{mx} і ψ_{my} на осі нерухомої системи координат в певному масштабі.

Основу системи регулювання швидкості складають принципи, які випливають з математичного опису асинхронного двигуна в обертовій системі координат, при цьому ось α спрямована вздовж просторового вектора потокозчеплення ротора (див. рис. 3.2).

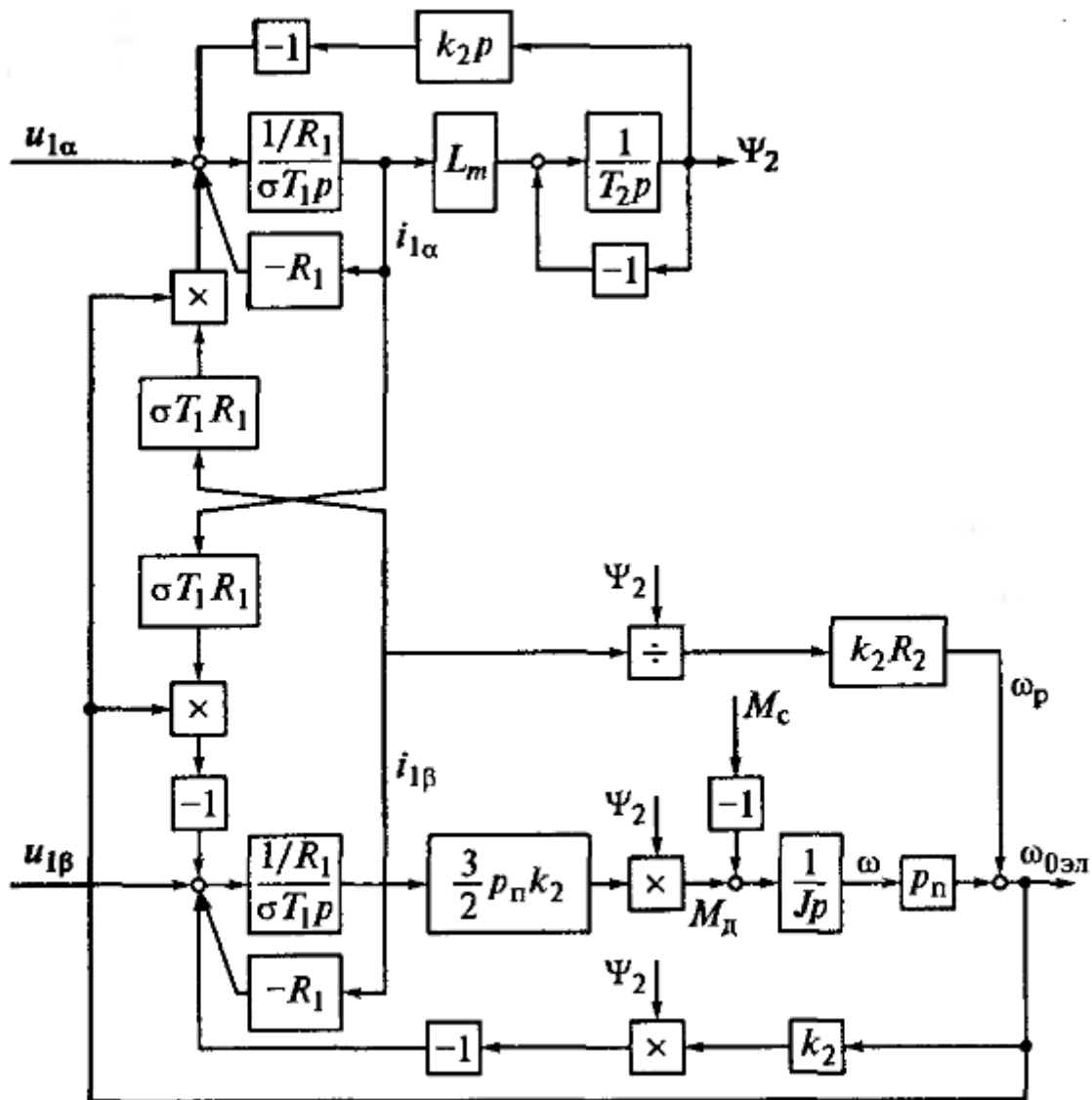


Рисунок 3.2 – Структурна схема АД

Функціональна схема (рис. 3.3) пояснює принцип побудови системи. Асинхронний двигун живиться від перетворювача частоти (ПЧ) з ланкою постійного струму і автономним інвертором напруги. Трифазна система напруги u_{1A}^* , u_{1B}^* , u_{1C}^* слугує вхідним сигналом для перетворювача. Система регулювання виконана в обертовій системі координат, а перетворення координат в прямому каналі (ПКП) і в каналі зворотного зв'язку (ПКЗ) здійснюється відповідно до правил перетворення координат в системі векторного керування.

Для перетворення змінних з обертової системи координат в нерухому систему координат і навпаки, використовуються формули (3.1) і (3.2) і мати значення $\sin \theta_c$ і $\cos \theta_c$, де θ_c – кут між віссю x нерухомої системи координат і віссю α обертової системи координат.

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \theta_c + i_{1y} \sin \theta_c; \quad i_{1\beta} = -i_{1x} \sin \theta_c + i_{1y} \cos \theta_c \quad (3.1)$$

$$i_{1x}^* = i_{1\alpha}^* \cos \theta_c - i_{1\beta}^* \sin \theta_c; \quad i_{1y}^* = i_{1\alpha}^* \sin \theta_c + i_{1\beta}^* \cos \theta_c \quad (3.2)$$

Всі обчислення, пов'язані з цим, а також визначення модуля вектору потокозчеплення ротора, яким замикається контур регулювання потоку, виконуються в функціональному перетворювачі ФП2, використовуючи наступне:

$$\begin{aligned} |\tilde{\psi}_2| &= \sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}; \\ \sin \theta_c &= \psi_{2x} / |\tilde{\psi}_2|; \\ \cos \theta_c &= \psi_{2y} / |\tilde{\psi}_2|. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Але важливо відзначити, що визначаються проекції просторового вектора головного потокозчеплення за допомогою давачів Холла, а не проекції вектору потокозчеплення ротора. Тому перед цим повинен бути виконаний відповідний перерахунок. Просторовий вектор головного потокозчеплення визначається сумою векторів струму статора і струму ротора, приведеного до статора. Потокозчеплення ротора відрізняється від головного потокозчеплення на величину потокозчеплення розсіювання ротора.

Ці співвідношення представлено рівняннями, записаними для просторових векторів: $\tilde{\psi}_m = L_m (\tilde{I}_1 + \tilde{I}_2)$ і $\tilde{\psi}_2 = \tilde{\psi}_m + L_{2\sigma} \tilde{I}_2$ звідки після виключення вектору струму ротора виходить вираз для вектору потокозчеплення ротора.

В проекціях на осі системи координат $x - y$ запишемо:

$$\psi_{2x} = \frac{\psi_{mx}}{k_2} - L_{2\sigma} i_{1x} \quad (3.4)$$

$$\psi_{2y} = \frac{\psi_{my}}{k_2} - L_{2\sigma} i_{1y} \quad (3.5)$$

Важливо відзначити, що необхідні перетворення для отримання значення потокозчеплення ротора відповідно до цих виразів виконуються в функціональному перетворювачі ФП1 (рис. 3.3). Під час цих перетворень використовуються виміряні значення ψ_{mx} і ψ_{my} та проекцій вектору струму статора на осі нерухомої системи координат i_{1x} і i_{1y} , які обчислюються в блоці 3/2 за миттєвими значеннями фазних струмів статора.

Як вже було вказано, для забезпечення незалежного управління потокозчепленням ротора і електромагнітним моментом (швидкістю) двигуна, в обертовій системі координат потрібно виключити взаємний вплив проекцій вектору струму статора $i_{1\alpha}$ і $i_{1\beta}$. Це питання вирішується за допомогою спеціального блоку компенсації (БК), де компенсація перехресних зв'язків виконується шляхом введення на вхід ВКП таких же перехресних зв'язків, як в структурі двигуна, але з інвертованими знаками. Це зображено на рис. 3.4, де показано частину структурної схеми двигуна з рис. 3.2 (тонкі лінії) та структурну схему блоку компенсації (пунктирні лінії). Оскільки схема приводу не включає явно частоту живлення ω_{0el} , на її місце із певною похибкою використовується величина, пропорційна швидкості двигуна $p_n \omega$. Той самий принцип використовується для передбаченої компенсації зворотного зв'язку за ЕРС обертання двигуна $e = k_2 \psi_2 \omega_{0el}$ в БК.

Система управління приводу реалізована як система підлеглого регулювання, що включає контури регулювання струмів по прямій і квадратурній осях $i_{1\alpha}$ і $i_{1\beta}$ з регуляторами РТ α і РТ β відповідно. У порівнянні зі струмовими контурами, зовнішніми є контур регулювання потокозчеплення ротора з регулятором РПТ і контур регулювання швидкості з регулятором РС. Перший

контур замкнутый по модулю вектору потокосцепления ротора, який обчислюється в функціональному перетворювачі ФП2. Другий контур використовує сигнал швидкості від датчика швидкості ДС.

Для забезпечення стійкості значень моменту при змінах потокосцеплення ротора вихід РС має блок ділення (БД), який ділить вихідний сигнал регулятора РС на модуль вектору потокосцеплення ротора. Такий підхід дозволяє зберігати величину необхідного моменту, який задається значенням струму $i_{1\alpha}$.

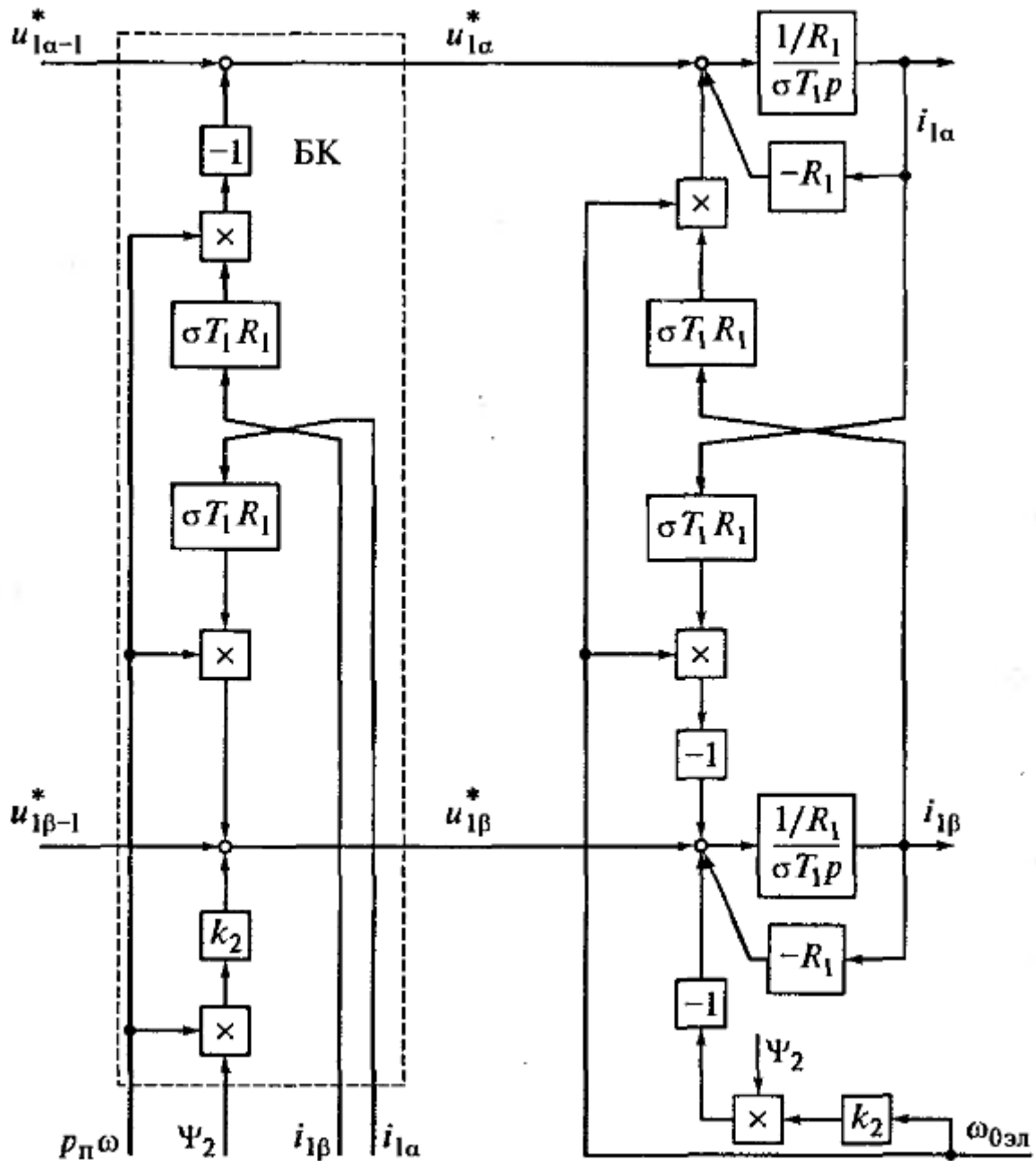


Рисунок 3.4 – Блок компенсації (частину структурної схеми двигуна)

3.2 Оптимізація системи керування

Оптимізацію контурів системи зробимо за модульним оптимумом (МО). Прийmemo, що $L = \sigma L_1$, $R = R_1 + k_2^2 R_2$. Розглянемо підсистему регулювання потокозчеплення ротора, об'єкт керування (ОК) приведений на рис. 3.5.

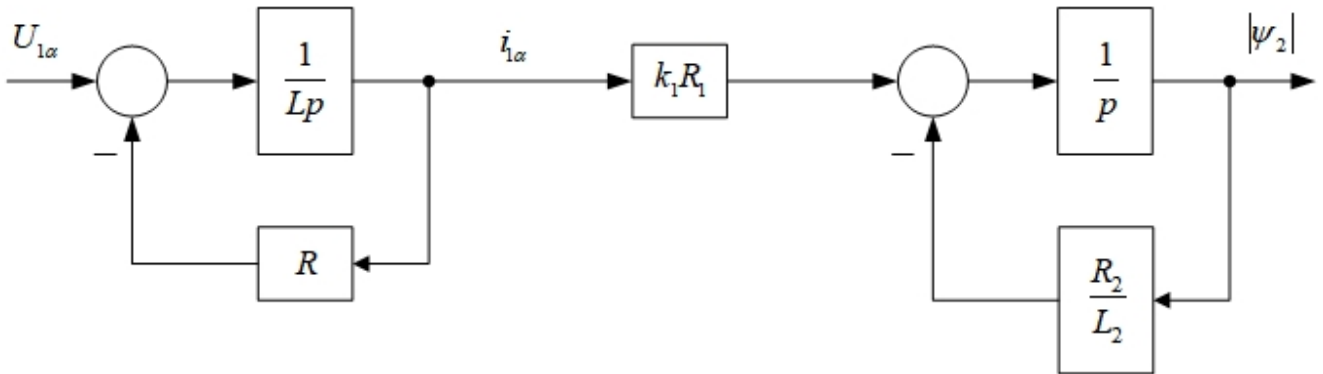


Рисунок 3.5 – Структурна схема ОК у контурі потокозчеплення

Згорнемо (перетворимо) контури зі зворотними зв'язками, та отримаємо передатні функції (ПФ):

$$W_1 = \frac{\frac{1}{Lp}}{1 + \frac{R}{Lp}} = \frac{1}{Lp + R} = \frac{1}{R} \frac{1}{\frac{L}{R}p + 1} = \frac{1/R}{T_e p + 1} \quad (3.6)$$

$$W_2 = \frac{\frac{1}{p}}{1 + \frac{1}{p} \frac{R_2}{L_2}} = \frac{L_2}{L_2 p + R_2} = \frac{L_2 / R_2}{\frac{L_2}{R_2} p + 1} = \frac{T_2}{T_2 p + 1} \quad (3.7)$$

Структурна схема регулювання потокозчеплення наведена на рис. 3.6.

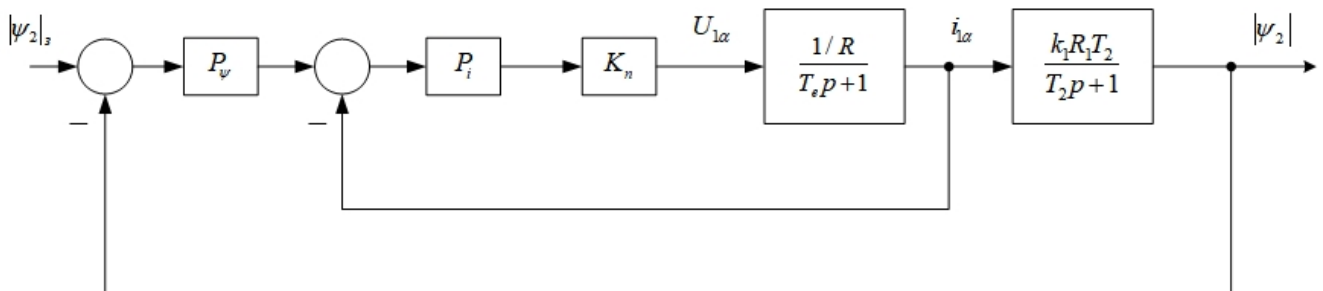


Рисунок 3.6 – Структурна схема регулювання потокозчеплення

Оптимізуємо контуру струму:

$$W_o = \frac{K_n(1/R)}{T_e p + 1} \quad (3.8)$$

$$W_{mo}^{\delta} = \frac{1}{2T_{\mu} p}, \quad (3.9)$$

де $T_{\mu} = 0,001\text{с}$

$$W_o \cdot W_p = W_{mo}^{\delta} \quad (3.10)$$

Використаємо ПІ регулятор, його пропорційна та інтегральна частини

$$W_{pi} = \frac{W_{mo}^{\delta}}{W_o} = \frac{1}{2T_{\mu} p} \cdot \frac{(T_e p + 1)}{K_n(1/R)} = \frac{T_e}{2T_{\mu} K_n(1/R)} + \frac{1}{2T_{\mu} K_n(1/R)} \cdot \frac{1}{p} \quad (3.11)$$

Згорнутий контур струму:

$$W_{kc} = \frac{1}{2T_{\mu} p + 1} \quad (3.12)$$

Структурна схема зі згорнутим контуром струму приведена на рисунку 3.7.

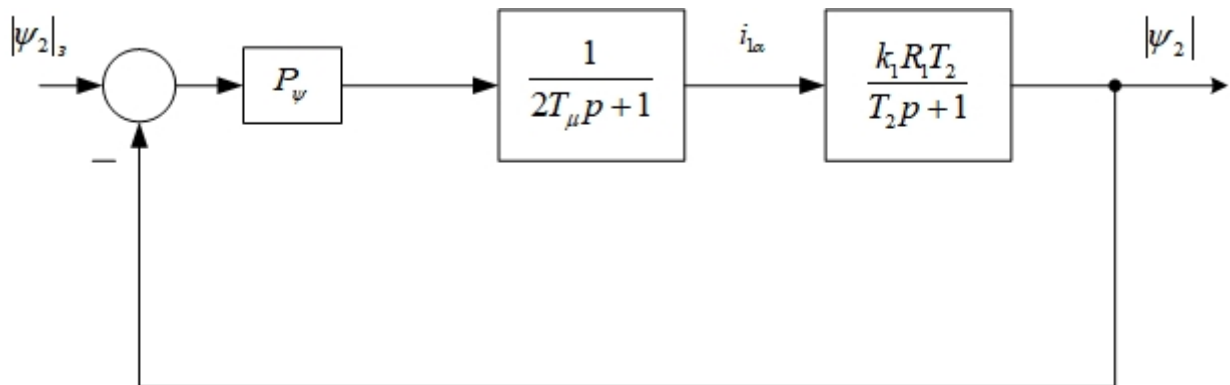


Рисунок 3.7 – Структурна схема регулювання поточозчеплення зі згорнутим контуром струму

Далі зробимо оптимізацію контуру поточозчеплення.

$$W_o = \frac{1}{2T_{\mu} p + 1} \cdot \frac{k_1 R_1 T_2}{T_2 p + 1} \quad (3.13)$$

$$W_{mo}^{\delta} = \frac{1}{4T_{\mu} p(2T_{\mu} p + 1)} \quad (3.14)$$

ПІ регулятор поточозчеплення:

$$W_{pi} = \frac{(2T_{\mu}p + 1)}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1)} \cdot \frac{(T_2p + 1)}{k_1R_1T_2} = \frac{T_2}{4T_{\mu}k_1R_1T_2} + \frac{1}{4T_{\mu}k_1R_1T_2} \frac{1}{p} \quad (3.15)$$

Наступною розглянемо підсистему регулювання швидкості, ОК у контурі приведений на рис. 3.8.

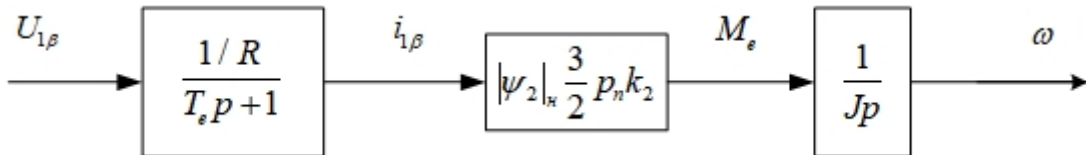


Рисунок 3.8 – Структурна схема ОК (швидкості)

Структурна схема регулювання швидкості наведена на рис. 3.9.

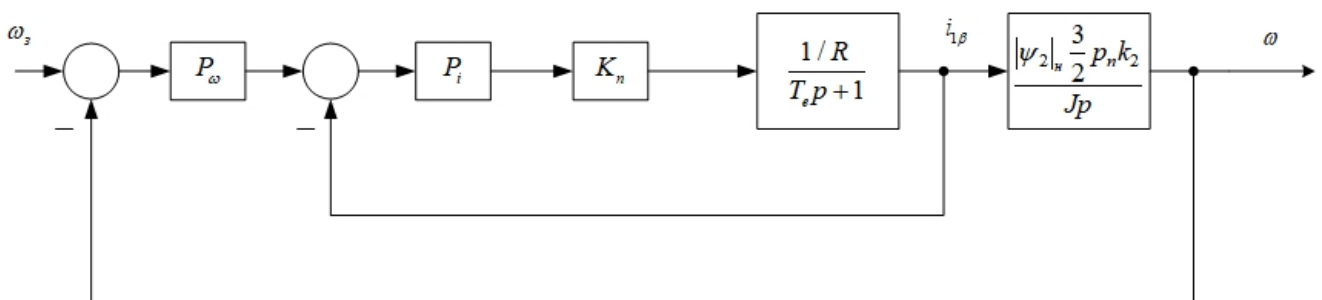


Рисунок 3.9 – Структурна схема регулювання швидкості

Структурна схема зі згорнутим контуром струму (рис. 3.10), враховуючи (3.12)

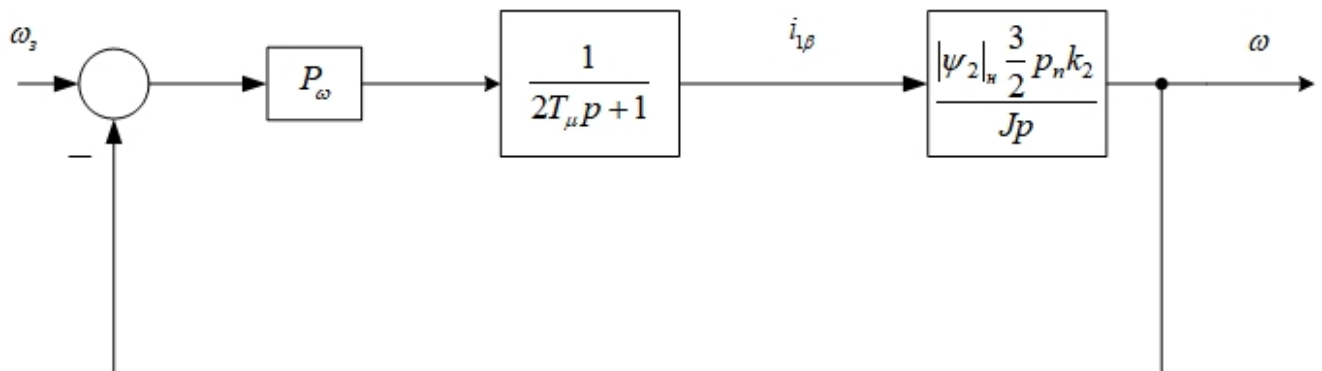


Рисунок 3.10 – Структурна схема підсистеми регулювання швидкості зі згорнутим контуром струму

Оптимізуємо систему за модульним оптимумом:

$$W_o = \frac{1}{2T_\mu p + 1} \cdot \frac{|\psi_2|_n \frac{3}{2} p_n k_2}{Jp} \quad (3.16)$$

$$W_{mo}^\delta = \frac{1}{4T_\mu p (2T_\mu p + 1)} \quad (3.17)$$

$$W_p = \frac{(2T_\mu p + 1)}{4T_\mu p (2T_\mu p + 1)} \cdot \frac{Jp}{|\psi_2|_n \frac{3}{2} p_n k_2} = \frac{J}{4T_\mu \frac{3}{2} p_n k_2 |\psi_2|_n} \quad (3.18)$$

Тоді, отримали П регулятор швидкості.

4 СИСТЕМА РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ З ВИКОРИСТАННЯМ МОДЕЛІ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ПОТОКУ РОТОРА

Недоліком системи векторного керування, розглянутої раніше, є необхідність використання спеціального двигуна, конструктивною особливістю якого є наявність давачів Холла, що вимірюють магнітний потік в зазорі.

У цьому полягає одна з причин того, що розвиток векторних систем пішов по шляху переходу від безпосереднього вимірювання потоку до визначення його значення за допомогою математичної моделі електромагнітних процесів в асинхронному двигуні (моделі потоку). Такий напрям розвитку векторних систем став можливим в результаті успіхів в області силової електроніки і мікропроцесорної техніки.

Функціональна схема системи регулювання швидкості електроприводу при векторному керуванні асинхронним двигуном і визначення потокозчеплення ротора по моделі потоку наведена на рис. 4.1, а. Живлення двигуна здійснюється від перетворювача частоти з ланкою постійного струму і інвертором, керованим струмом. Швидкодіючі струмові контури виконані в обертовій, на відміну від нерухомої, системі координат. Тому контури регулювання струмів по прямій і квадратурній осях включають в себе перетворювачі координат прямого і зворотного каналів (ПКП і ПКЗ. На входах регуляторів струмів РТ і РТ порівнюються між собою сигнали завдання струмів $i_{1\alpha}^*$ і $i_{1\beta}^*$ та істинні значення відповідних струмів. Вихідні сигнали регуляторів струму $u_{1\alpha}^*$ і $u_{1\beta}^*$ є сигналами завдання напруги інвертора. В обертовій системі координат напруги на виході інвертора u_{1A} , u_{1B} і u_{1C} створюють струми в статорних обмотках двигуна i_{1A} , i_{1B} і i_{1C} які після перетворення їх в ПКЗ в обертову систему координат служать сигналами зворотного зв'язку по струму.

Модель потоку представлена на рис. 4.1, б. Для розгляду її структури звернемося к рівнянням (4.1) і (4.2), записаним для випадку орієнтації дійсної осі обертової системи координат за вектором потокозчеплення ротора.

$$\psi_2 = \frac{1}{T_2 p} (L_m i_{1\alpha} - \psi_2) \quad (4.1)$$

$$\omega_p = k_2 R_2 i_{1\beta} / \psi_2 \quad (4.2)$$

На підставі цих виразів потокозчеплення ротора і частоти роторної ЕРС записуються у вигляді:

$$\hat{\psi}_2 = \frac{L_m}{(T_2 p + 1)} i_{1\alpha} \quad (4.3)$$

$$\hat{\omega}_p = \frac{k_2 R_2 i_{1\beta}}{\hat{\psi}_2} = \frac{L_m i_{1\beta}}{T_2 \psi_2} \quad (4.4)$$

де $T_2 = L_2 / R_2$; $k_2 = L_m / L_2$

Перше з цих виразів показує, що при орієнтації дійсної осі обертової системи координат за вектором потокозчеплення ротора значення потокозчеплення однозначно визначається складової струму статора по прямій осі A . Друге – дає можливість при відомому значенні потокозчеплення розрахувати значення частоти роторної ЕРС по складової струму статора по квадратурній осі β . Розрахунок потокозчеплення ротора і частоти роторної ЕРС за наведеними формулами забезпечує орієнтацію осі a за вектором $\tilde{\psi}_2$.

Крім модуля потокозчеплення ротора і роторної частоти в моделі потоку розраховується поточне значення кута повороту θ_c обертової системи координат $\alpha - \beta$ відносно пов'язаної зі статором нерухомої системи координат $x - y$, а також значення електромагнітного моменту двигуна M_d .

Сума виміряного значення швидкості, помноженого на число пар полюсів і розрахованого в моделі значення роторної частоти, визначає поточне значення частоти напруги на статорі $\hat{\omega}_{0en} = p_n \omega + \hat{\omega}_p$. Інтегрування цієї величини в інтеграторі дає поточне значення кута θ_c . Це значення використовується в блоках $e^{j\theta_c}$ і $e^{-j\theta_c}$ перетворювачів координат прямого каналу і каналу зворотного зв'язку для розрахунку необхідних значень $\sin \theta_c$ і $\cos \theta_c$.

$$M_{д} = 3 p_n k_2 \psi_{2ef} i_{1\beta ef} \quad (4.6)$$

Система керування електроприводом виконана в обертовій системі координат і побудована за принципами підлеглого регулювання. Зовнішнім по відношенню до контуру струму по осі α , є контур регулювання потокозчеплення ротора з регулятором потоку РПТ. Вихідний сигнал регулятора потоку являє собою сигнал завдання складової струму статора по дійсній осі $i_{1\alpha}^*$. На вході регулятора порівнюються сигнал завдання ψ_2^* і справжнє значення потокозчеплення ротора $\hat{\psi}_2$, визначене в моделі потоку. Зовнішнім, по відношенню до контуру регулювання струму $i_{1\beta}$, є контур регулювання моменту зі своїм регулятором РМ. На його вході порівнюються вихідний сигнал регулятора швидкості $M_{д}^*$, який задає значення електромагнітного моменту, і сигнал зворотного зв'язку по моменту $\hat{M}_{д}$, обчислений в моделі. Контур регулювання швидкості з регулятором РС замкнутий по сигналу ω на виході давача швидкості (ДС).

У розглянутій схемі виключення впливу перехресних зв'язків, наявних в математичній моделі двигуна, забезпечується шляхом використання швидкодіючих контурів регулювання струмів. Це дозволяє розглядати підсистему регулювання потокозчеплення ротора як не пов'язану з підсистемою регулювання моменту і робить можливим незалежне регулювання потокозчеплення ротора подібно до того, як відбувається регулювання потоку збудження в двигуні постійного струму з незалежним збудженням. Зокрема, існує можливість попереднього намагнічування двигуна, тобто можливість встановити потік до того, як на контур швидкості буде поданий сигнал завдання швидкості і коли швидкість двигуна дорівнює нулю.

При розгляді принципу побудови системи (рис. 4.1) передбачалося, що параметри двигуна стабільні в часі, а параметри моделі потоку точно відповідають параметрам двигуна і залишаються незмінними. Насправді параметри двигуна можуть змінюватися в залежності від зовнішніх причин.

Наприклад, активний опір обмоток статора і ротора залежить від температури, яка залежить від струму, що протікає по ним, і від температури навколишнього середовища. Крім того, магнітну систему двигуна не завжди можна розглядати як ненасичену, з постійними значеннями індуктивності.

Розбіжності між зміненими реальними параметрами двигуна і незмінними параметрами моделі призводять до відхилення процесів в приводі від розрахункових, не дозволяючи повною мірою використовувати переваги векторного управління. Тому необхідне підстроювання моделі до нестабільних параметрах двигуна. Це одна з важливих задач, що виникають при розробці системи. Існує ряд методів її рішення. Зупинимося на двох порівняно простих завданнях параметричної адаптації, що дозволяють враховувати в моделі потоку зміну опору через нагрівання обмоток і насичення магнітної системи машини.

Для вирішення першого завдання в двигуні передбачається автоматичний контроль температури обмоток за допомогою датчика температури. Залежно від неї опору обмоток розраховуються системою управління на підставі спеціальної теплової моделі двигуна. За отриманими значеннями в реальному часі коригується модель.

На підставі виразу для постійної часу ротора $T = L_2 / R_2$ і коефіцієнта $k_2 = L_m / L_2$ формула (4.1) для потокозчеплення ротора і формула (4.2) для частоти роторної ЕРС в ненасиченій машині може бути переписана у вигляді:

$$p\hat{\psi}_2 = L_m R_2 i_{1\alpha} / L_2 - R_2 \hat{\psi}_2 / L_2 \quad (4.7)$$

$$\hat{\omega}_p = L_m R_2 i_{1\beta} / (L_2 \hat{\psi}_2) \quad (4.8)$$

Головна індуктивність L_m , що входить в ці вирази безпосередньо або як складова частина повної індуктивності ротора $L_2 = L_m + L_{2\sigma}$, входить в усі складові, які стоять в правих частинах. Отже, якщо враховувати зміну індуктивності за рахунок насичення, то треба вносити зміни в три члена цих рівнянь.

Будемо під L_m як і раніше розуміти головну індуктивність ненасиченої машини, а індуктивність насиченою машини позначимо через L'_m . Зв'язок між значенням індуктивності визначимо наступним чином:

$$L'_m = \lambda L_m \quad (4.9)$$

де λ – нелінійний коефіцієнт, значення якого може бути визначено з відомою характеристикою $L'_m = f(|\tilde{I}_m|)$ з урахуванням того що в ненасиченій частині характеристики виконується рівняння $L'_m = L_m$. Введемо величину i_{m0} , як струм який би відповідав даному значенню потокозчеплення ротора, якщо б характеристика була б лінійною:

$$i_{m0} = \hat{\psi}_2 / L_m \quad (4.10)$$

звідки можна виразити потокозчеплення в виді:

$$\hat{\psi}_2 = L_m i_{m0} \quad (4.11)$$

Вважаючи що індуктивність розсіювання не залежить від насичення, повну індуктивність ротора в насиченою машині можна записати у вигляді $L'_2 = L'_m + L_{2\sigma}$

Тоді замість рівняння (4.7) треба записати:

$$L_m p i_{m0} = L'_m R_2 i_{1\alpha} / L'_2 - R_2 L_m i_{m0} / L'_2 \quad (4.12)$$

Маючи на увазі що $L'_m \square L_{2\sigma}$, можна прийняти, що $L'_2 = L'_m + L_{2\sigma} = \lambda L_m + L_{2\sigma} \approx \lambda L_2$. Враховуючи це останнє рівняння матиме вид:

$$L_m p i_{m0} = L_m \lambda \frac{R_2}{\lambda L_2} i_{1\alpha} - \frac{R_2}{\lambda L_2} L_m i_{m0} \quad (4.13)$$

Після введення позначення $T_2 = L_2 / R_2$ і скорочення на L_m отримаємо математичний опис частини моделі, в якій потокозчеплення визначається за виразом (4.11):

$$p i_{m0} = \frac{1}{T_2} (i_{1\alpha} - \frac{i_{m0}}{\lambda}) \quad (4.14)$$

Шляхом аналогічних перетворень може бути отримано рівняння для розрахунку в моделі частоти роторної ЕРС:

$$\omega_p = \frac{1}{T_2} \frac{i_{1\beta}}{i_{m0}} \quad (4.15)$$

Структурна схема розглянутої моделі потоку, побудована за цими формулами з урахуванням рівняння (4.11). Для обліку нелінійності характеристики намагнічування додали в модель нелінійний блок $1/\lambda$

5 СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БЕЗ ДАВАЧІВ ШВИДКОСТІ

5.1 Розрахунок в обертовій системі координат

При побудові замкнених систем електроприводу треба мати вимірні значення швидкості двигуна, які на вході системи регулювання порівнюються з заданими значеннями. У більшості випадків вимірювання швидкості здійснюється обертовими давачами швидкості, розташованими на валу двигуна і представляють собою пристрій, який, спільно з електронним перетворюючим блоком, перетворює механічну величину – швидкість, в аналоговий або дискретний електричний сигнал, пропорційний вимірюваній величині.

Протягом останніх десятиліть спостерігається прагнення позбутися від обертових перетворювачів в електроприводі змінного (а також і постійного) струму торкнулося і давачів швидкості. Це призвело до розробки методів бездавачевого вимірювання швидкості, при яких вимірювана величина визначається непрямым шляхом через легкодоступні вимірюванню електричні змінні.

Такими величинами є, в першу чергу, напруга на виході інвертора, від якого живиться двигун, і струм статора. З точки зору схемотехніки такий підхід означає передачу електронної частини системи функцій, які раніше виконувалися обертовим давачем. Це веде до її ускладнення, однак при виконанні системи управління на мікропроцесорній основі таке ускладнення не веде до істотного подорожчання приводу, тим більше, що при цьому виникає ще один позитивний момент – відпадає необхідність в проводах, що сполучають давач швидкості з

системою управління, яка може перебувати на значній відстані від двигуна і давача.

Бездавачеве визначення швидкості може виконуватися з використанням різних методів, складність яких значної мірою визначається необхідним діапазоном регулювання приводу і вимогами до точності вимірювання швидкості. Наведемо класифікацію, відповідно до якої методи визначення швидкості асинхронного двигуна підрозділяються на п'ять груп.

До першої групи належать неадаптивні методи, в яких швидкість визначається безпосередньо через вимірювання напруги і струму статора, і методи, засновані на визначенні швидкості через розрахунок в схемі частоти напруги живлення і роторної ЕРС. Другу групу складають адаптивні методи. Вони орієнтовані на замкнуті системи регулювання електроприводу, в яких адаптація застосована для підвищення точності вимірювальної системи. У третю групу входять методи, засновані на конструктивних особливостях двигуна і використовують, наприклад, інформацію, яку несе в собі крива намагнічування машини. Четверта група - це нелінійні методи, що базуються на теорії нейронних ланцюгів, а остання, п'ята, група - група методів, які використовують для підвищення точності додаткові високочастотні сигнали або іншу додаткову інформацію.

Розглянемо лише найпростіші неадаптивні методи, засновані на формах математичного опису асинхронних двигунів [1].

В основу принципу побудови схем бездавачевого визначення швидкості належить векторний математичний опис асинхронного двигуна в нерухомій системі координат. Для асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором рівняння в нерухомій системі координат $x - y$ матимуть вигляд:

$$\tilde{U}_{1x-y} = R_1 \tilde{I}_{1x-y} + \frac{d\tilde{\psi}_{1x-y}}{dt} \quad (5.1)$$

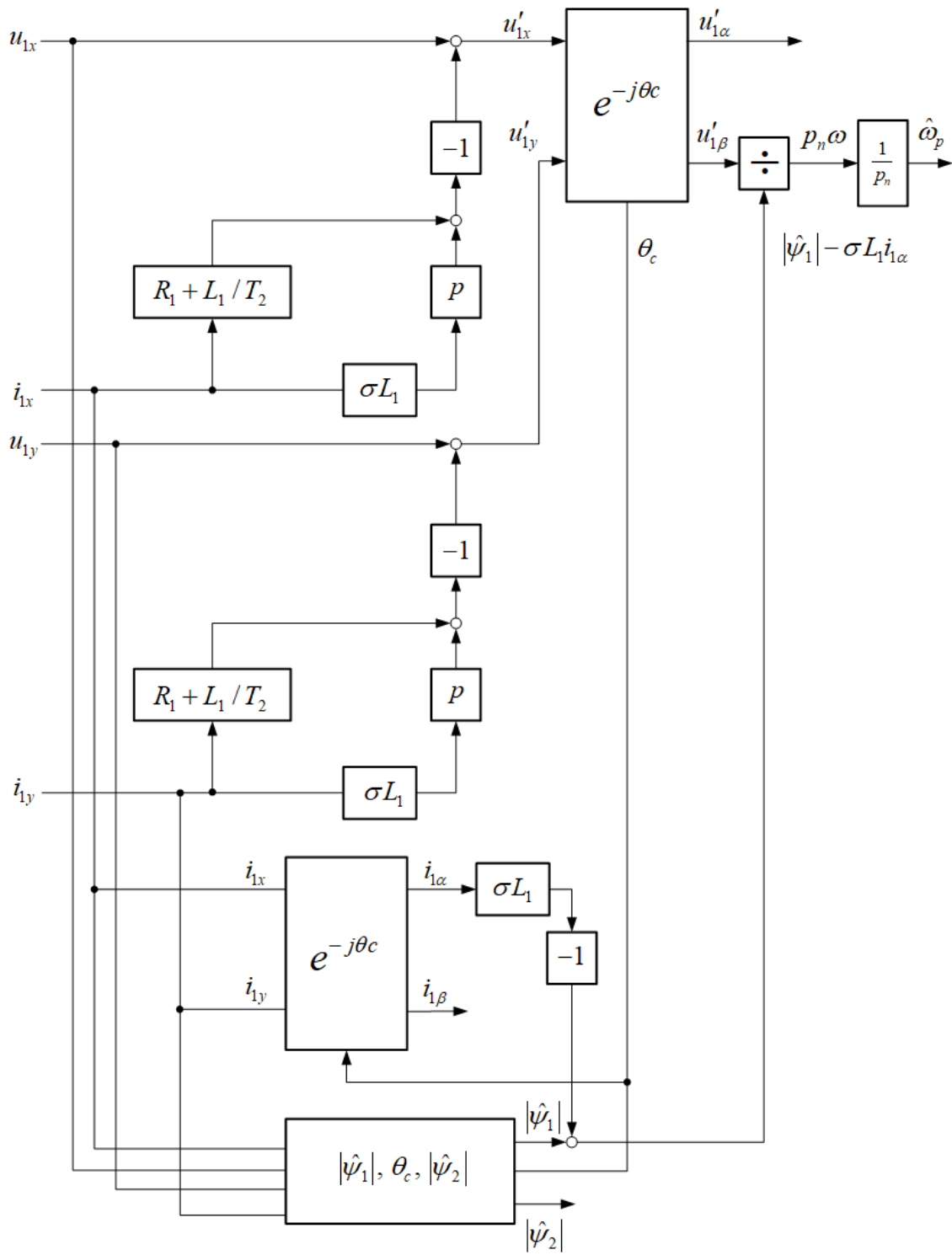
$$0 = R_2 \tilde{I}_{2x-y} + \frac{d\tilde{\psi}_{2x-y}}{dt} - j p_n \omega \tilde{\psi}_{2x-y} \quad (5.2)$$

$$\tilde{\psi}_{1x-y} = L_1 \tilde{I}_{1x-y} + L_m \tilde{I}_{2x-y} \quad (5.3)$$

$$\tilde{\psi}_{2x-y} = L_m \tilde{I}_{1x-y} + L_2 \tilde{I}_{2x-y} \quad (5.4)$$

Наявність швидкості ω в рівнянні (5.2) дозволяє визначити її значення через значення інших змінних.

Далі розглянемо схему бездавачевого розрахунку швидкості та потокозчеплення ротора в обертовій системі координат, яка представлена на рис. 5.1.



a)

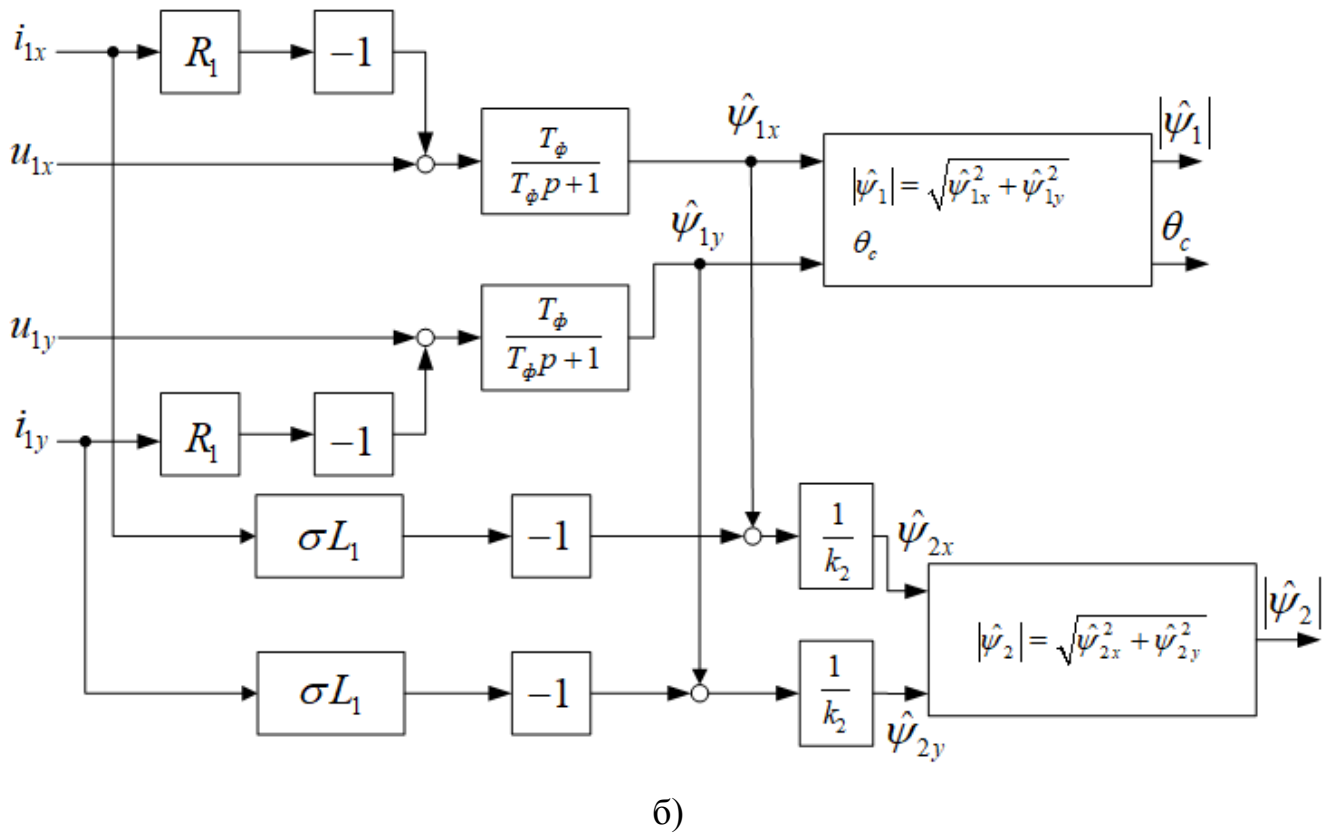


Рисунок 5.1 – Визначення швидкості та потокозчеплення в електроприводі з асинхронним двигуном в обертовій системі координат

В якості першого кроку треба зробити ряд таких перетворювань виразів (5.1), (5.3) і (5.4), щоб з рівняння (5.2) можна було виключити вектори струму і потокозчеплення ротора, які не можуть бути виміряні. З цією метою треба знайти значення $\tilde{\psi}_{2x-y}$ – коефіцієнта розсіювання машини, виключив з формули (5.3) і (5.4) струм ротора:

$$\tilde{\psi}_{2x-y} = \frac{L_2}{L_m} (\tilde{\psi}_{1x-y} - \sigma L_1 \tilde{I}_{1x-y}) \quad (5.5)$$

де σ – коефіцієнт розсіювання.

Диференціювавши це рівняння, отримаємо:

$$\frac{d\tilde{\psi}_{2x-y}}{dt} = \frac{L_2}{L_m} \left(\frac{d\tilde{\psi}_{1x-y}}{dt} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right) \quad (5.6)$$

Підставивши вираз для похідної потокозчеплення статора, отримаємо:

$$\frac{d\tilde{\psi}_{1x-y}}{dt} = \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} \quad (5.7)$$

Знайдемо вираз для другого доданка правої частини формули (5.2):

$$\frac{d\tilde{\psi}_{2x-y}}{dt} = \frac{L_2}{L_m} \left(\tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right) \quad (5.8)$$

Вектор струму ротора, який також входить в рівняння (5.2), може бути виражений з векторів потокозчеплення і струму статора спираючись на формулу (5.3):

$$\tilde{I}_{2x-y} = \frac{\tilde{\psi}_{1x-y}}{L_m} - \frac{L_1}{L_m} \tilde{I}_{1x-y} \quad (5.9)$$

Підставивши вирази (5.5), (5.8) і (5.9) в формулу (5.2), помноживши всі частини рівняння на L_m , поділивши на L_2 і згрупувавши доданки, отримаємо вираз, в який в якості змінних входять просторові вектори тільки тих змінних, які можуть бути виміряні, і вектор потокозчеплення статора, який визначається в моделі потоку.

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{1x-y} - \left(\frac{L_1}{T_2} + R_1 \tilde{I}_{1x-y} \right) - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} = -\frac{1}{T_2} \tilde{\psi}_{1x-y} + \\ + j\omega p_n (\tilde{\psi}_{1x-y} - \sigma L_1 \tilde{I}_{1x-y}) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Ліва частина рівняння може бути записана у вигляді проекцій векторів напруги та струму статора на осі нерухомої системи координат:

$$u_{1x} - (L_1 / T_2 + R_1) i_{1x} - \sigma L_1 p i_{1x} = u'_{1x} \quad (5.11)$$

$$u_{1y} - (L_1 / T_2 + R_1) i_{1y} - \sigma L_1 p i_{1y} = u'_{1y} \quad (5.12)$$

де u'_{1x} , u'_{1y} – проміжні змінні, що обчислюються для схеми, представленої на рис. 5.1, а.

Наступним кроком є перехід до системи координат $\alpha - \beta$, що обертається із синхронною швидкістю. Для цього до величин має бути застосоване перетворення $e^{-j\theta_c}$. Обчислення поточного значення кута θ_c через розраховані

проекції вектору потокозчеплення статора $\hat{\psi}_{1x}$ і $\hat{\psi}_{1y}$ проводиться в наведеній на рис. 5.1, б моделі потоку. Вважаючи, що $\tilde{\psi}_1 = |\tilde{\psi}_1|; \tilde{\psi}_{1y} = 0$ і після поділу дійсної і уявної частин, вираз (5.10) може бути представлений у вигляді:

$$u'_{1\alpha} = -\frac{1}{T_2} |\tilde{\psi}_1| + \sigma \omega p_n L_1 i_{1\beta} \quad (5.13)$$

$$u'_{1\beta} = \omega p_n (|\tilde{\psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha}) \quad (5.14)$$

На підставі (5.14) обчислюємо швидкість двигуна:

$$\omega = \frac{u'_{1\beta}}{p_n (|\tilde{\psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha})} \quad (5.15)$$

5.2 Розрахунок в нерухомій системі координат

Варіант схеми в нерухомій системі координат приведений на рис. 5.2. У схемі на основі вимірюваних напруги і струму статора розраховуються частота напруги живлення і частота роторної ЕРС. На підставі чого швидкість двигуна визначається наступним чином:

$$\omega = (\omega_{0en} - \omega_p) / p_n \quad (5.16)$$

Вхідними величинами для схеми, так само як в рис. 5.1, є проекції просторових векторів \tilde{U}_1 і \tilde{I}_1 на осі, пов'язаної зі статором нерухомої системи координат $x - y$.

Для вираження проекцій просторового вектору потокозчеплення ротора на осі нерухомої системи координат $x - y$ через виміряні значення напруги і струму статора розглядається рівняння для похідної від потокозчеплення статора в нерухомій системі координат, яка на підставі формули (5.1) записується в наступному вигляді:

$$\frac{d\tilde{\psi}_{1x-y}}{dt} = \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} \quad (5.17)$$

Вирази, що зв'язують між собою потокозчеплення і струми, в яких всі вектори записані в одній системі координат, мають вигляд:

$$\tilde{\psi}_{1x-y} = L_1 \tilde{I}_{1x-y} + L_m \tilde{I}_{2x-y} \quad (5.18)$$

$$\tilde{\psi}_{2x-y} = L_m \tilde{I}_{1xy} + L_2 \tilde{I}_{2x-y} \quad (5.19)$$

Виключивши з них невимірюваний струм ротору, отримаємо:

$$\tilde{\psi}_{1x-y} L_2 - \tilde{\psi}_{2x-y} L_m = \sigma L_1 L_2 \tilde{I}_{1x-y} \quad (5.20)$$

Після диференціювання, величина, що стоїть в лівій частині рівняння (5.17), буде виражена через потокозчеплення ротора і струм статора:

$$\frac{d\tilde{\psi}_{1x-y}}{dt} = \frac{L_m}{L_2} \frac{d\tilde{\psi}_{2x-y}}{dt} + \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \quad (5.21)$$

Після підстановки цього виразу в рівняння (5.17) і переходу до позначення $p = d / dt$ буде отримано рівняння яке зв'язує вектор потокозчеплення ротора з векторами вимірюваних статорних величин в нерухомій системі координат:

$$\tilde{\psi}_{2x-y} = \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left(\tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right) \quad (5.22)$$

Цей вираз записується у вигляді проекцій на осі нерухомої системи координат, які будуть використані при побудові схеми бездавачевого визначення швидкості:

$$\psi_{2x} = \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left(u_{1x} - R_1 i_{1x} - \sigma L_1 \frac{di_{1x}}{dt} \right) \quad (5.23)$$

$$\psi_{2y} = \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left(u_{1y} - R_1 i_{1y} - \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} \right) \quad (5.24)$$

Частота напруги живлення в схемі визначається як похідна від кута θ_c під яким, як і раніше, розуміється кут між обертовою і нерухомою системами координат. Якщо система регулювання приводу виконана на основі векторної структурної схеми двигуна, в якій вісь α спрямована по вектору потокозчеплення ротора, то кут θ_c може бути знайдений як арктангенс відносини проекції просторового вектору $\tilde{\psi}_2$ на вісь y до його проекції на вісь x нерухомої системи координат:

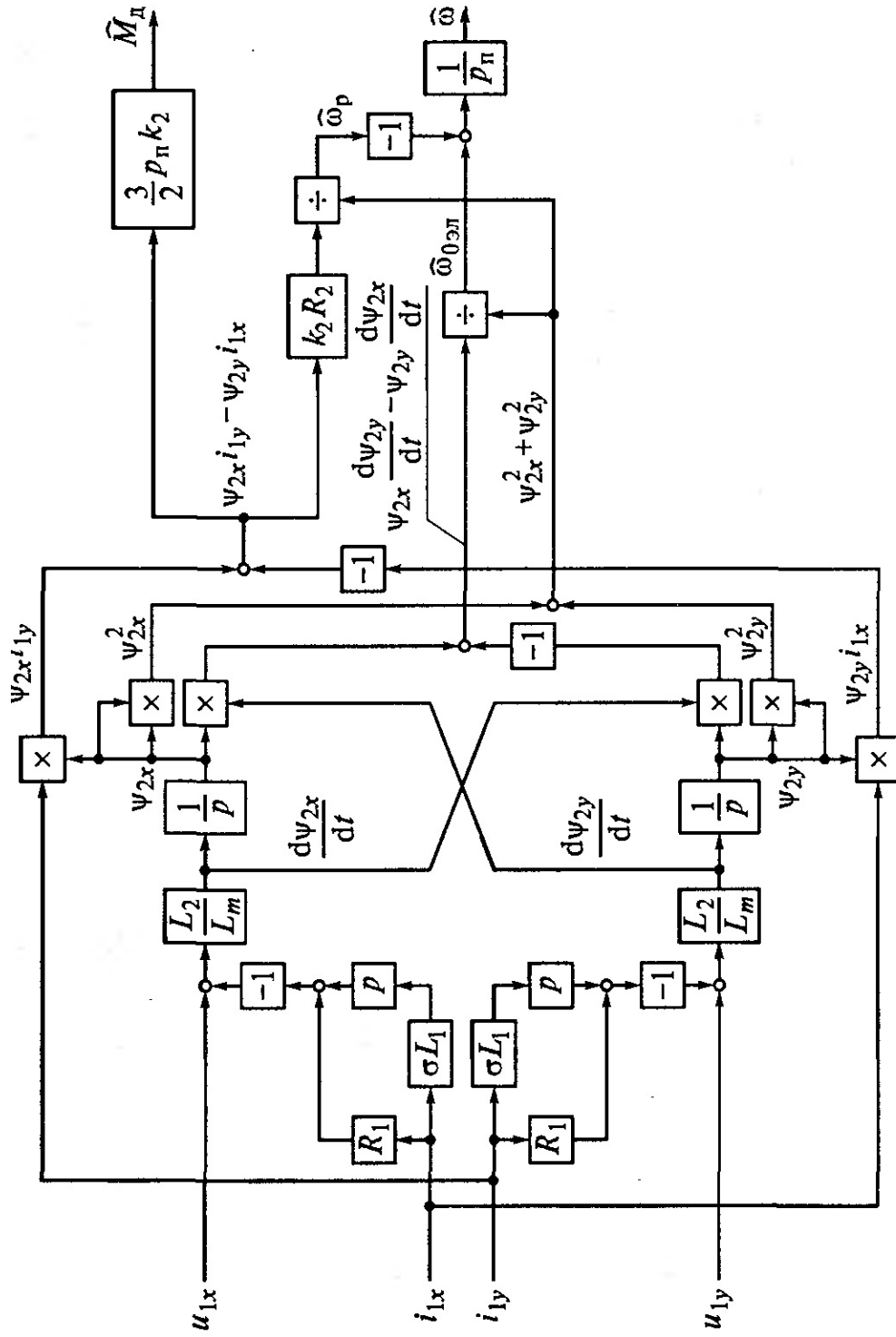


Рисунок 5.2 – Схема моделі в нерухомій системі координат

$$\omega_{0el} = \frac{d\theta_c}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\arctg \frac{\psi_{2y}}{\psi_{2x}} \right) = \frac{1}{1 + (\psi_{2y} / \psi_{2x})^2} \frac{d}{dt} \left(\frac{\psi_{2y}}{\psi_{2x}} \right) \quad (5.25)$$

В кінцевому вигляді при введенні позначення $p = d / dt$ формула для визначення частота напруги живлення набуває вигляду:

$$\omega_{0el} = \frac{\psi_{2x} p \psi_{2y} - \psi_{2y} p \psi_{2x}}{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2} \quad (5.26)$$

Щоб мати можливість скористатися для визначення швидкості виразом (5.16), необхідно мати у своєму розпорядженні значенням частоти роторної ЕРС. На підставі структурної схеми цю частоту можна визначити $\omega_p = k_2 R_2 i_{1\beta} / |\tilde{\psi}_2|$. З тієї ж схеми електромагнітний момент знаходиться за висловом $M_D = (3 / 2) p_n k_2 |\tilde{\psi}_2| i_{1\beta}$ де $k_2 = L_m / L_2$.

Висловивши складову вектору струму статора $i_{1\beta}$ і підставивши результат в формулу для частоти ω_p , отримаємо рівняння, що зв'язує частоту роторної ЕРС з моментом двигуна:

$$\omega_p = \frac{2R_2 M_D}{3p_n |\tilde{\psi}_2|^2} \quad (5.27)$$

де $|\tilde{\psi}_2|^2$ – квадрат модуля вектору потокозчеплення ротора.

Який визначається наступним чином:

$$|\tilde{\psi}_2|^2 = \psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2 \quad (5.28)$$

де ψ_{2x}^2 і ψ_{2y}^2 – проекції вектору потокозчеплення ротора на осі нерухомої системи координат.

У розглянутій схемі бездавачевого визначення швидкості використовуються виміряні значення проекцій вектору струму статора в нерухомій системі координат i_{1x} і i_{1y} та розраховані за виразами (5.23-5.24) проекції вектору потокозчеплення ротора. Тому вираз для визначення моменту матиме вигляд:

$$M_D = (3 / 2) p_n k_2 (\psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x}) \quad (5.29)$$

Вираз у дужках розраховується в схемі, таким чином, визначає собою величину, яка може бути використана для знаходження поточного значення моменту двигуна:

$$\frac{2}{3} \frac{M_D}{p_n k_2} = \psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x} \quad (5.30)$$

Для розрахунку значення частоти роторної ЕРС Відповідно до формули (5.27) величину $\psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x}$ отриману в схемі (рис. 5.2), треба помножити на $k_2 R_2$ і поділити на $|\tilde{\psi}_2|^2$.

5.3 Розрахунок в обертовій і нерухомій системі координат

Розрахунок частоти напруги живлення виконується в нерухомій системі координат, а розрахунок частоти роторної ЕРС – в обертовій системі координат при орієнтації осі α за вектором потокозчеплення статора. Відповідно виразу (5.1) проєкції вектору потокозчеплення статора на осі нерухомої системи координат мають вигляд:

$$\psi_{1x} = (u_{1x} - R_1 i_{1x}) / p \quad (5.31)$$

$$\psi_{1y} = (u_{1y} - R_1 i_{1y}) / p \quad (5.32)$$

Аналогічно тому, як це зроблено при визначенні частоти ω_{0el} через потокозчеплення ротора частоту напруги живлення можна визначити і через потокозчеплення статора як $\omega_{0el} = d\theta'_c / dt$. В цій формулі θ'_c є кут між віссю x нерухомої системи координат і віссю α обертової системи координат, що збігається з вектором потокозчеплення статора. Частота напруги живлення знаходиться за формулою:

$$\omega_{0el} = \frac{\psi_{1x} p \psi_{1y} - \psi_{1y} p \psi_{1x}}{\psi_{1x}^2 + \psi_{1y}^2} \quad (5.33)$$

Для розрахунку модуля вектору потокозчеплення і поточного значення кута θ'_c в схемі бездавачевого визначення швидкості (рис. 5.3) передбачено блок переходу з ортогональної в полярну систему координат (О-П).

Крім цього в цій системі передбачено розрахунок потокозчеплення ротора, реалізація приводилась раніше (рис. 5.1).

Проекції вектору струму статора в обертовій системі координат:

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \theta'_c + i_{1y} \sin \theta'_c \quad (5.34)$$

$$i_{1\beta} = -i_{1x} \sin \theta'_c + i_{1y} \cos \theta'_c \quad (5.35)$$

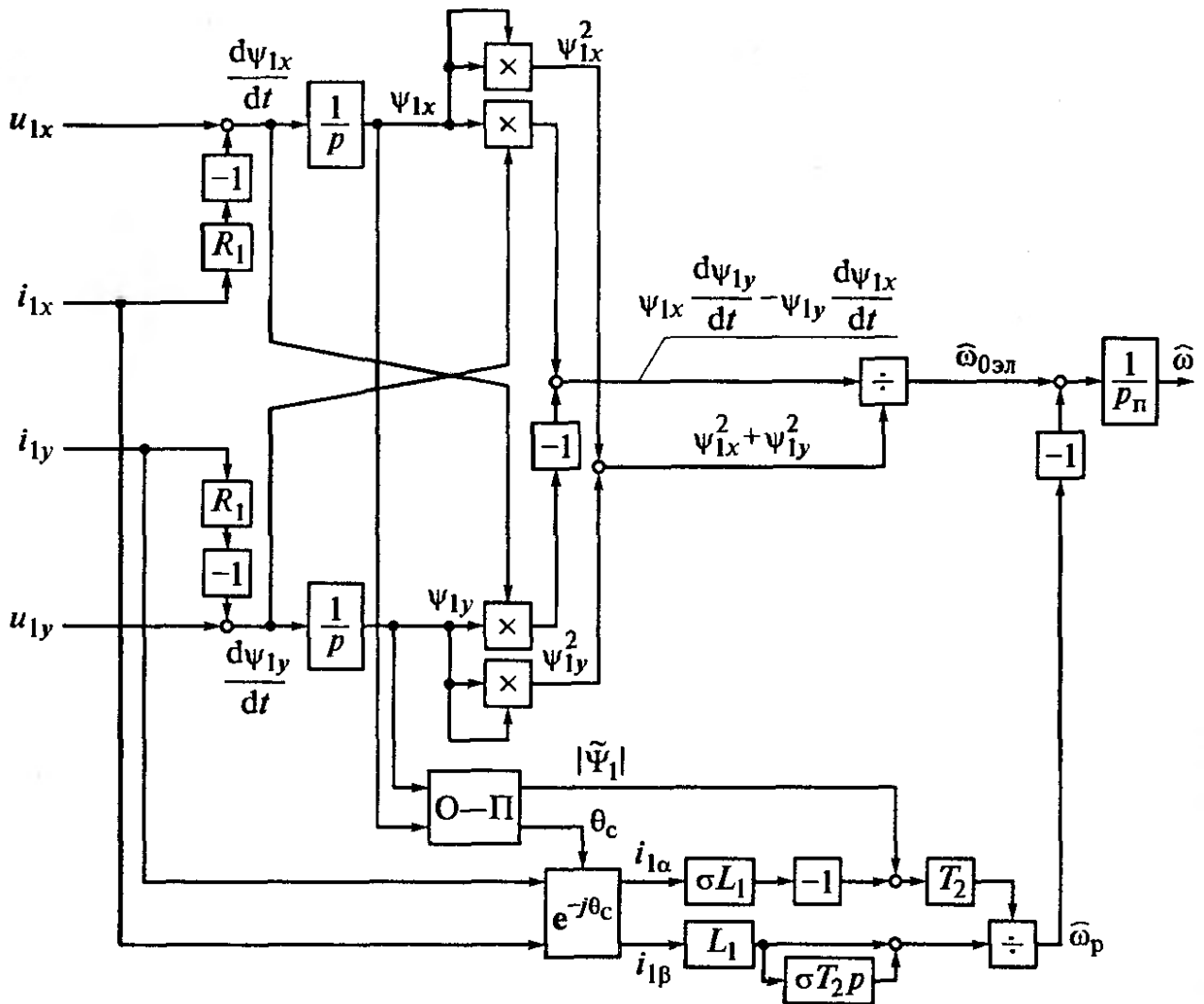


Рисунок 5.3 – Визначення швидкості в електроприводі, використовуючи частоту $\omega_{0ел}$ в нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат

Швидкість двигуна визначається через різницю частоти напруги живлення і частоти роторної ЕРС. Для визначення частоти роторної ЕРС звернемося до виразів, що описують електромагнітні процеси в асинхронному двигуні в просторових векторах, що обертаються з синхронної швидкістю. Отримаємо:

$$\tilde{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2} (\tilde{\psi}_2 - k_1 \tilde{\psi}_1) \quad (5.36)$$

де $k_1 = L_m / L_1$

$$0 = -\frac{k_1}{\sigma T_2} \tilde{\psi}_1 + \left(\frac{1}{\sigma T_2} + p + j\omega_p \right) \tilde{\psi}_2 \quad (5.37)$$

На попередніх стадіях розрахунку були визначені модуль вектору потокозчеплення статора і проекції вектору струму статора на осі обертової системи координат. Щоб мати можливість розрахувати частоту роторної ЕРС на підставі цих величин, треба з формули (5.37) виключити $\tilde{\psi}_2$:

$$0 = -\frac{k_1}{\sigma T_2} \tilde{\psi}_1 + \frac{L_2}{L_m} \left(\frac{1}{\sigma T_2} + p + j\omega_p \right) (\tilde{\psi}_1 - \sigma L_1 \tilde{I}_1) \quad (5.38)$$

Потім, підставивши $\tilde{I}_1 = i_{1\alpha} + j i_{1\beta}$ і $|\tilde{\psi}_1|$ (оскільки вісь α спрямована по вектору потокозчеплення статора і $\tilde{\psi}_1 = \psi_{1\alpha} = |\tilde{\psi}_1|$), виділимо уявну частину, яка містить потрібну величину – частоту роторної ЕРС ω_p :

$$0 = \frac{L_2}{L_m} \left[\omega_p (|\tilde{\psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha}) - \sigma L_1 i_{1\beta} \left(\frac{1}{\sigma T_2} + p \right) \right] \quad (5.39)$$

звідки частота роторної ЕРС

$$\omega_p = \frac{L_1 (\sigma T_2 p + 1)}{T_2 (|\tilde{\psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha})} \quad (5.40)$$

Швидкість визначається як $\omega = (\omega_{0en} - \omega_p) / p_n$.

6 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

6.1 Система класичного векторного керування

Користуючись описом системи класичного векторного керування, який приведений у розділі 3, побудуємо модель системи у програмі Simulink пакету MATLAB. Файл-програма розрахунку параметрів приведена у додатку А.1 цієї роботи.

Для нашого дослідження в системі класичного векторного керування, та подалі у бездавачевих системах будемо використовувати двигун серії 4A132S6У3, параметри якого приведені у таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Параметри двигуна

Тип	n_0 , об/хв	P_n , кВт	η_n , %	$\cos \phi_n$	S_n , %	X_μ
4A132S6У3	1000	5,5	85,0	0,80	3,3	1,9
R'_1	X'_1	R''_2	X''_2	J_δ , кгм ²	U_n , В	
0,067	0,072	0,041	0,11	0,04	380	

В перш за все опишемо підсистеми з яких буде будуватися система класичного векторного керування.

Завдання швидкості та потокозчеплення реалізуються в підсистемах zY і zw відповідно, структура наведена на рисунку 6.1.

Для регулювання струмів, потокозчеплення та швидкості в системі використовується ПІ регулятори (рис. 6.2).

Щоб компенсувати перехресні зв'язки в системі передбачений блок компенсації, який реалізується в підсистемі bl_comp (рис. 6.3).

Координатні перетворювачі реалізуються в підсистемах uv1_uv2, xy_A-B-C, ABC_xy2, uv1_uv1. Приведемо їх структури на рисунку 6.4.

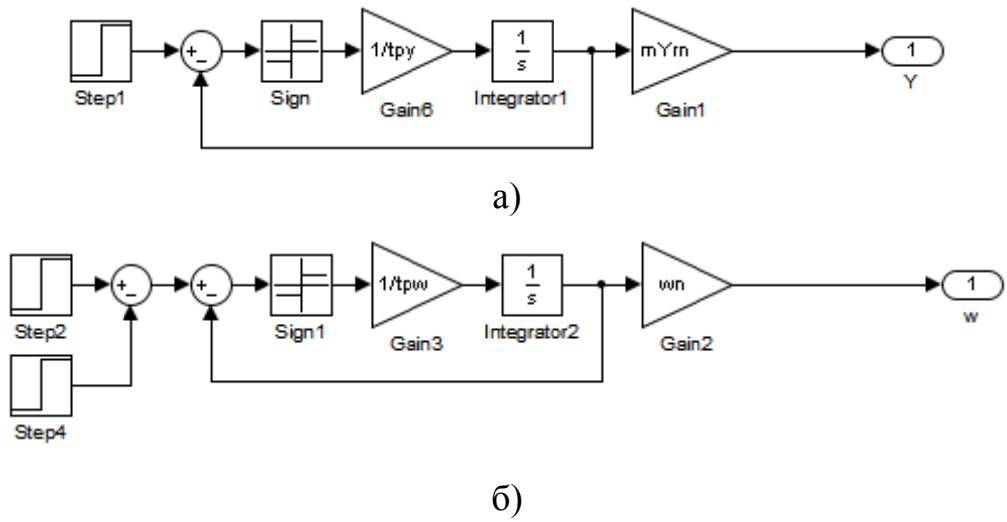


Рисунок 6.1 – Завдання потокозчеплення та швидкості

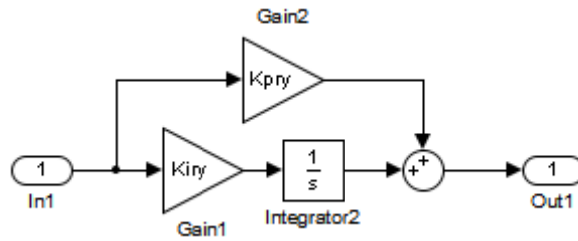


Рисунок 6.2 – Структура ПІ регулятора

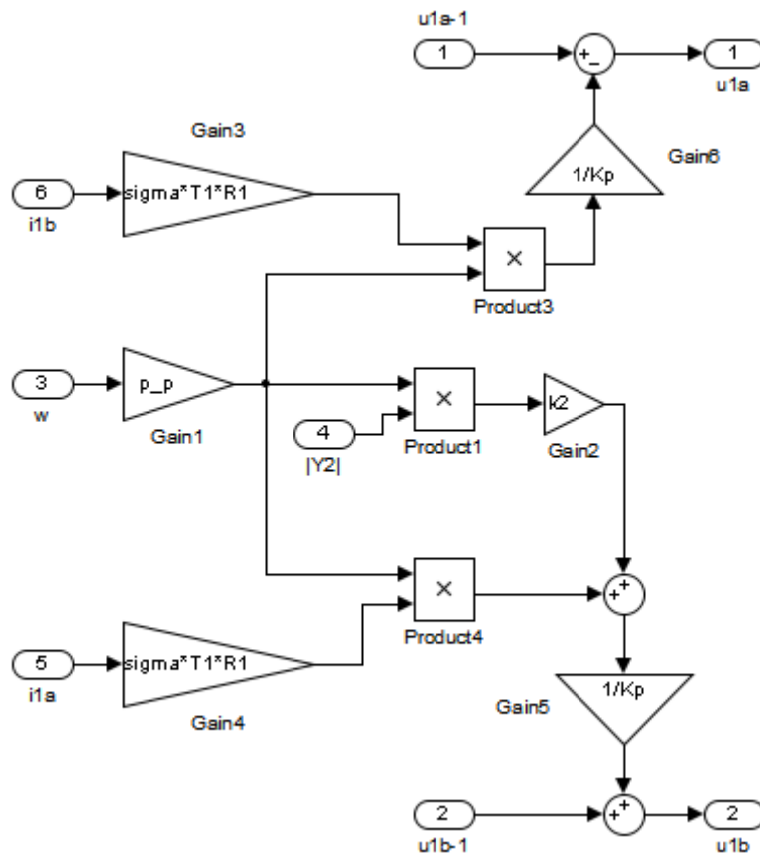
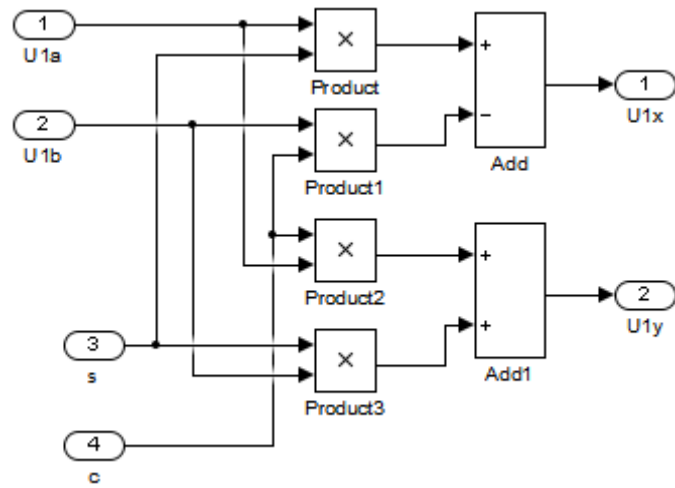
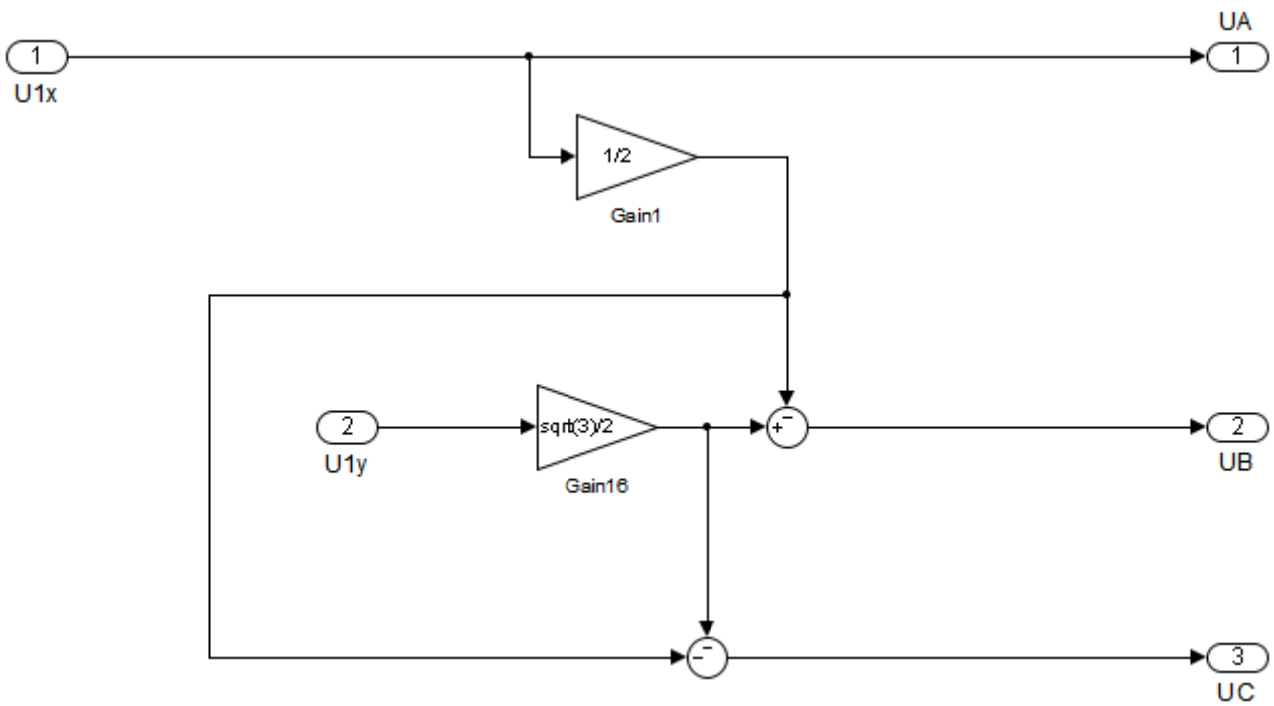


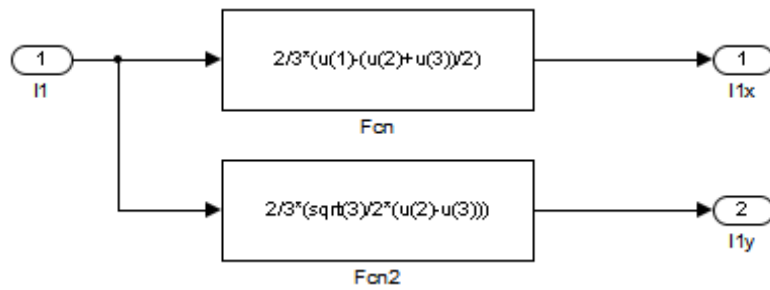
Рисунок 6.3 – Структура блоку компенсації



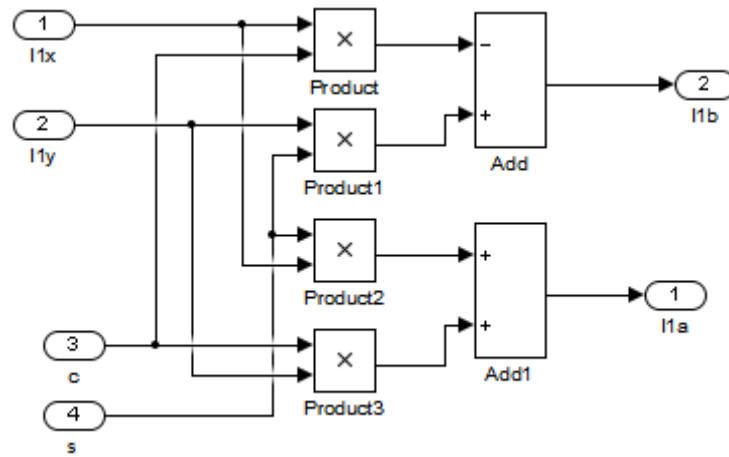
a)



b)



B)



Г)

Рисунок 6.4 – Координатні перетворювачі

Асинхронний двигун згорнутий в підсистему АМ, структура вже приводилася у розділі 1. Знаходження модулю потокозчеплення ротора реалізується в підсистемі FP3 (рис. 6.5).

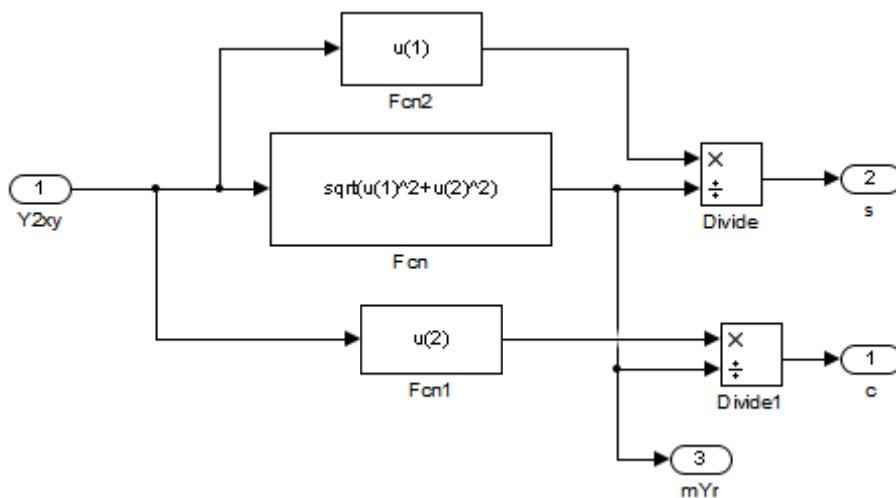


Рисунок 6.5 – Знаходження модулю потокозчеплення ротора

Повна модель системи класичного векторного керування приведена на рисунку 6.6.

Під час модулювання системи були отримані графіки перехідних процесів які наведені на рисунках 6.7-6.14. Графіки будувались в системі MATLAB, програма приведена в додатку А.2.

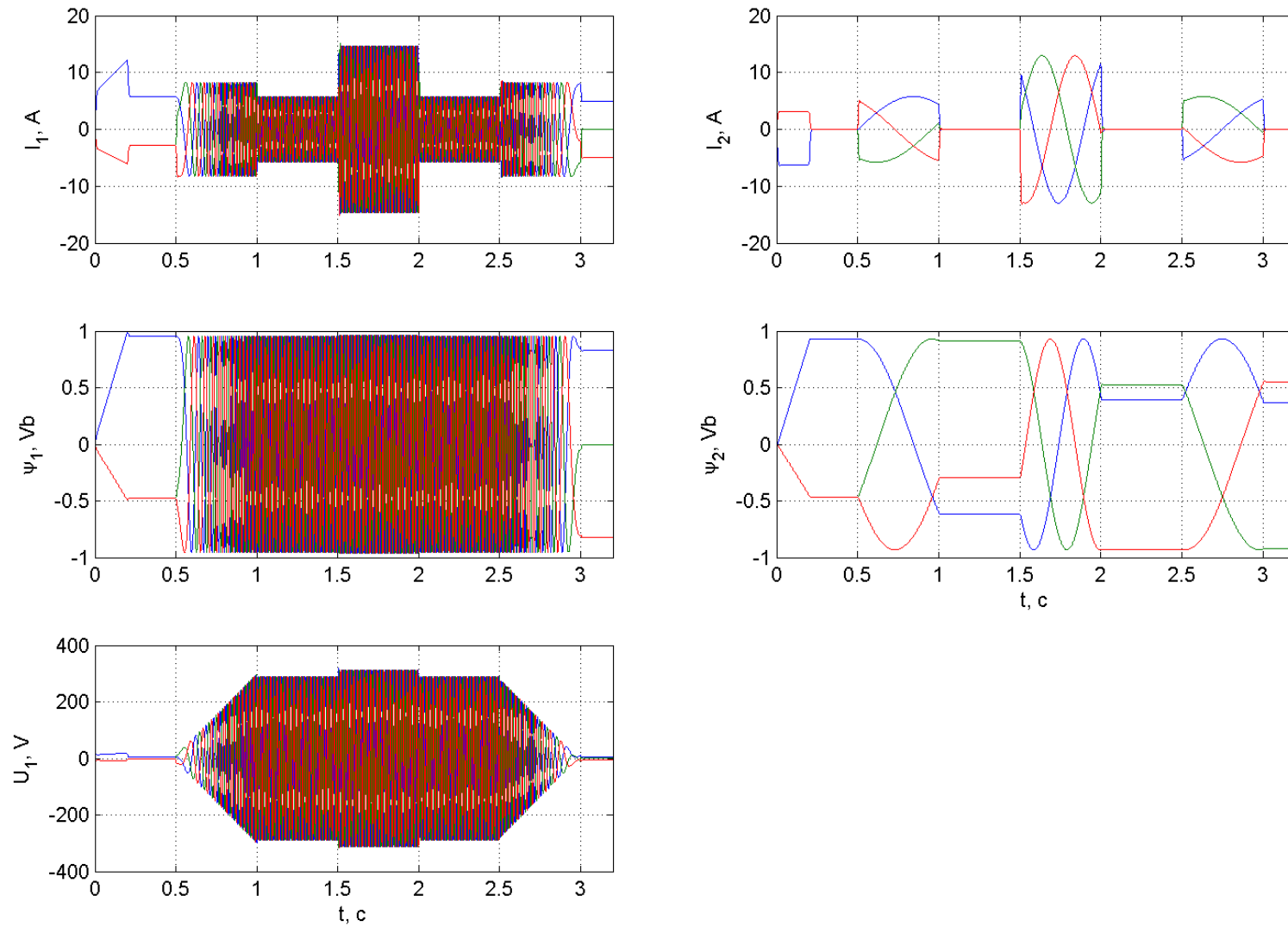


Рисунок 6.7 – Графіки перехідних процесів в системі класичного векторного керування

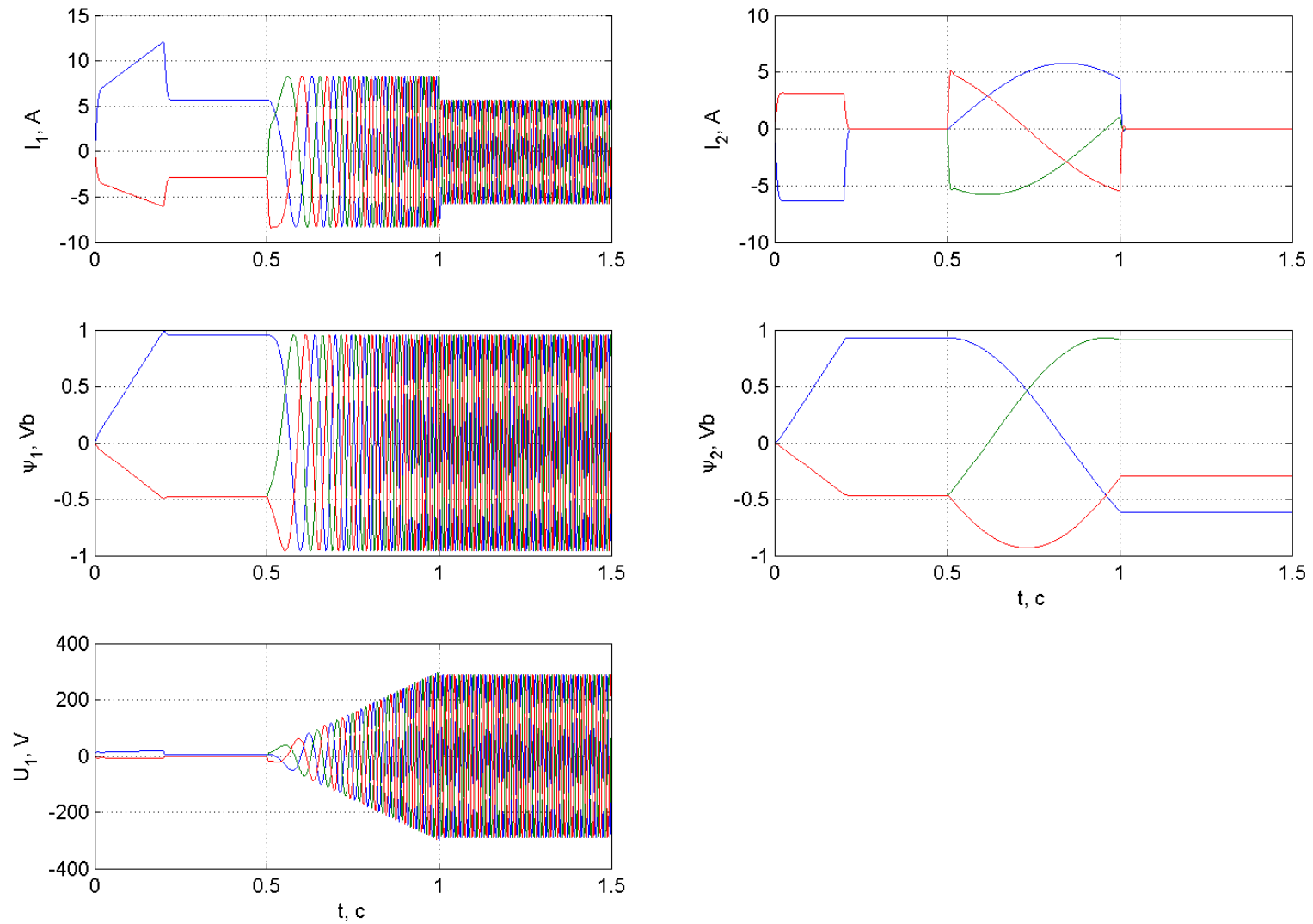


Рисунок 6.8 – Графіки перехідних процесів в системі класичного керування під час розгону

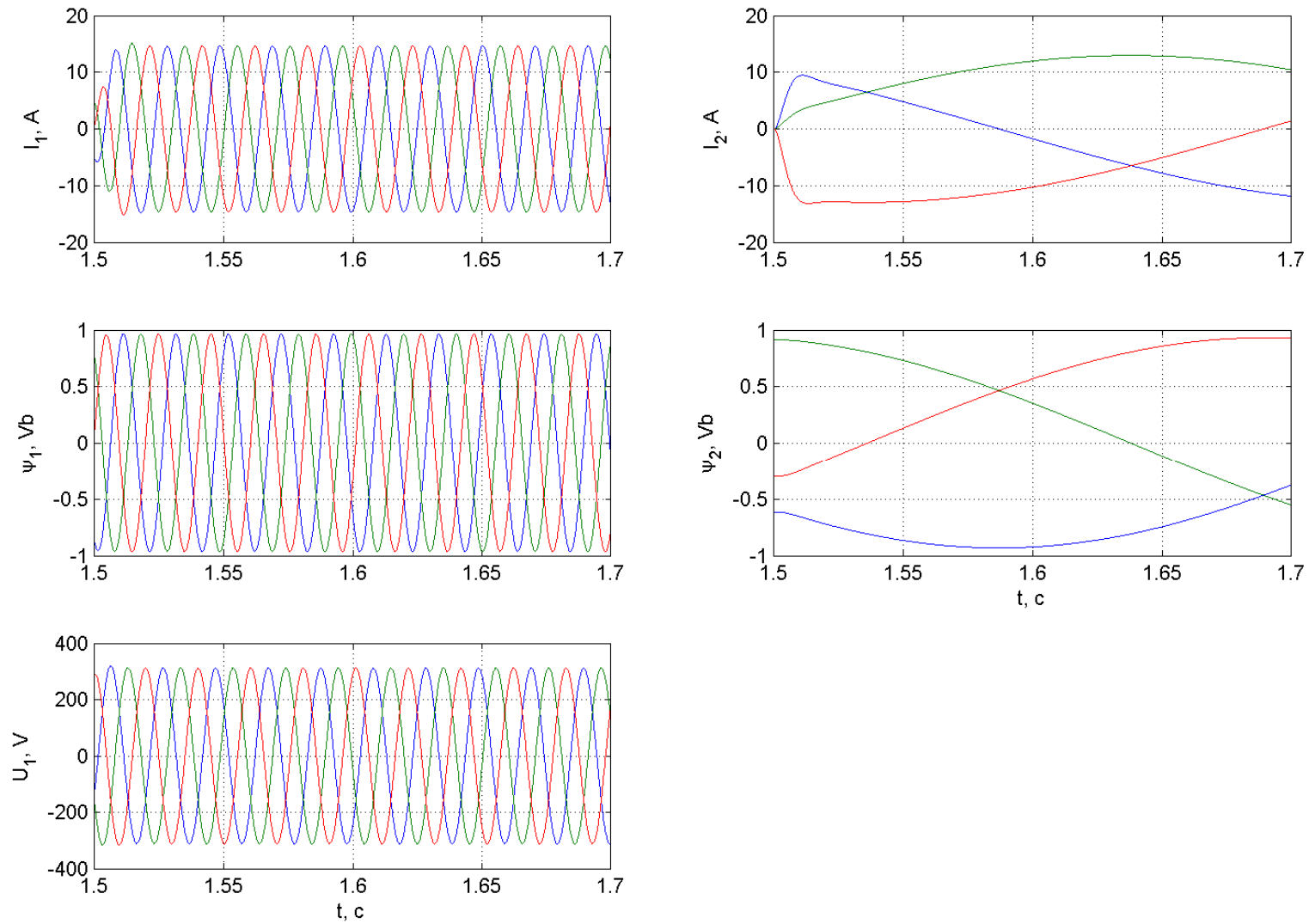


Рисунок 6.9 – Графіки перехідних процесів в системі класичного керування під навантаженням

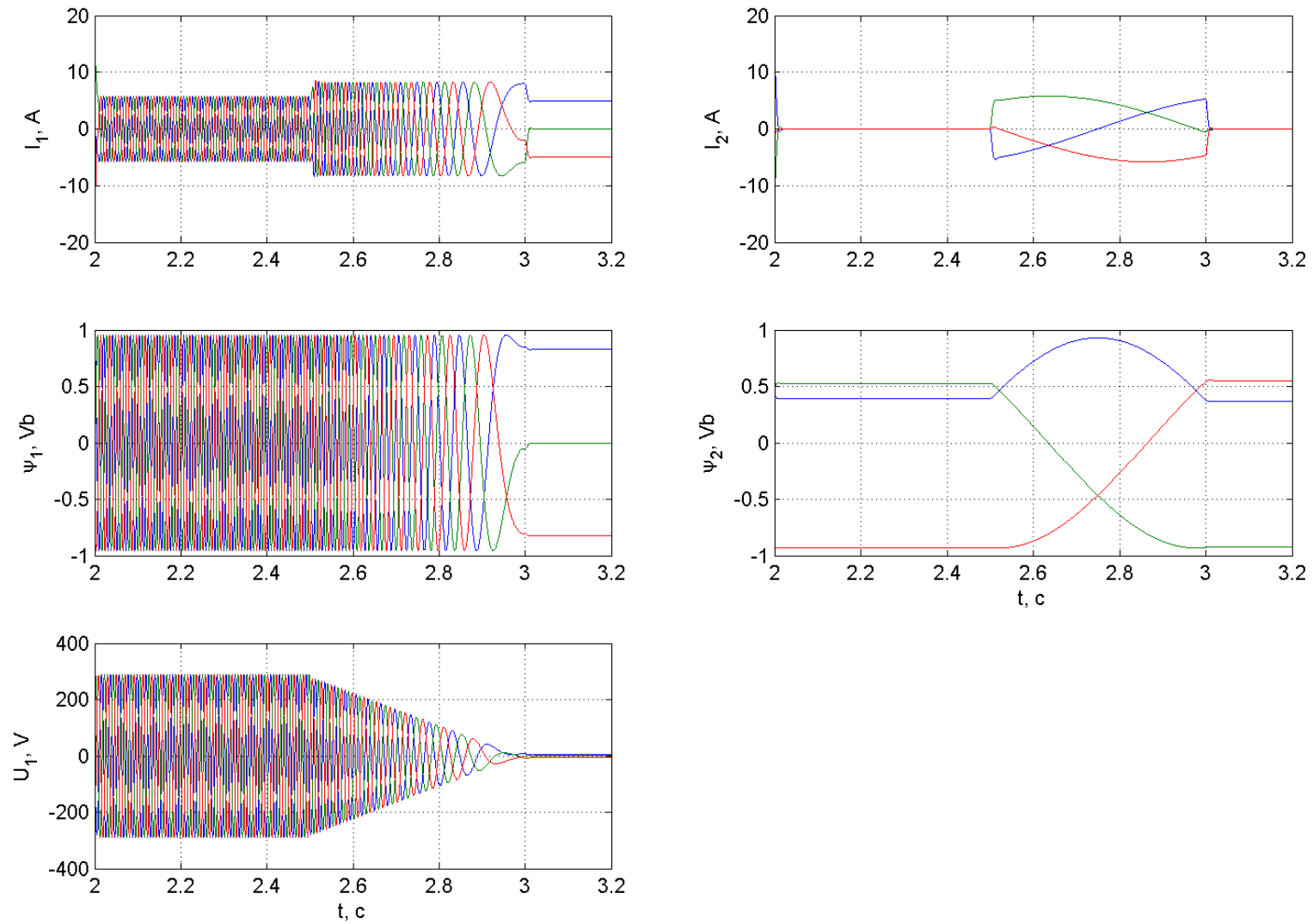


Рисунок 6.10 – Графіки перехідних процесів в системі класичного керування під час гальмування

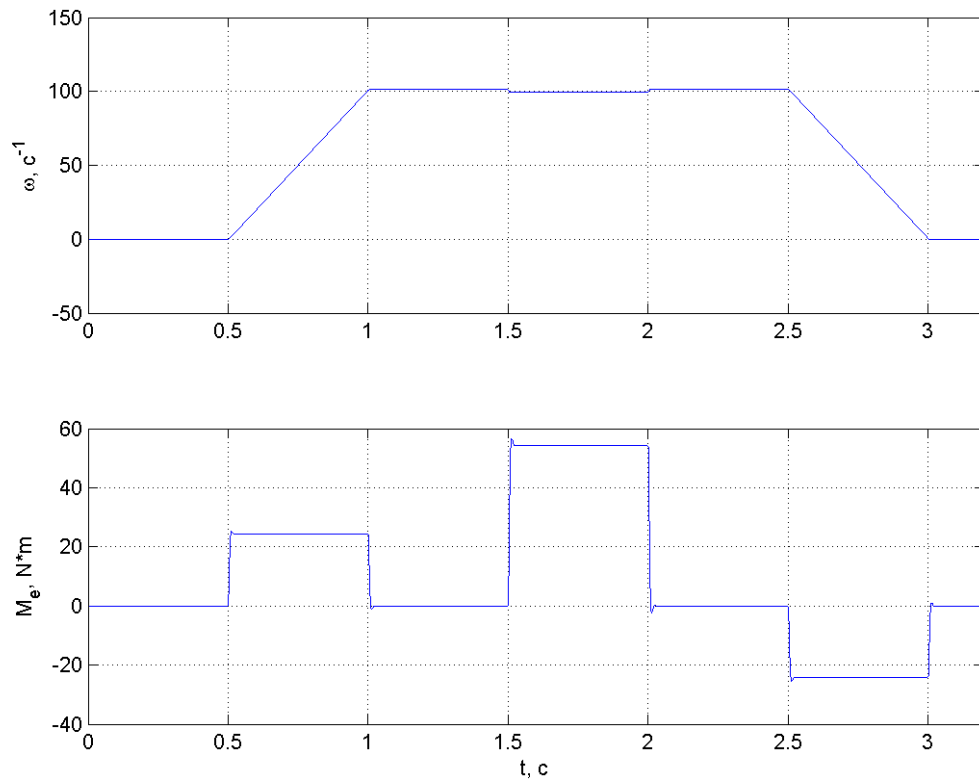


Рисунок 6.11 – Графіки перехідних процесів швидкості та електромагнітного моменту в системі класичного керування

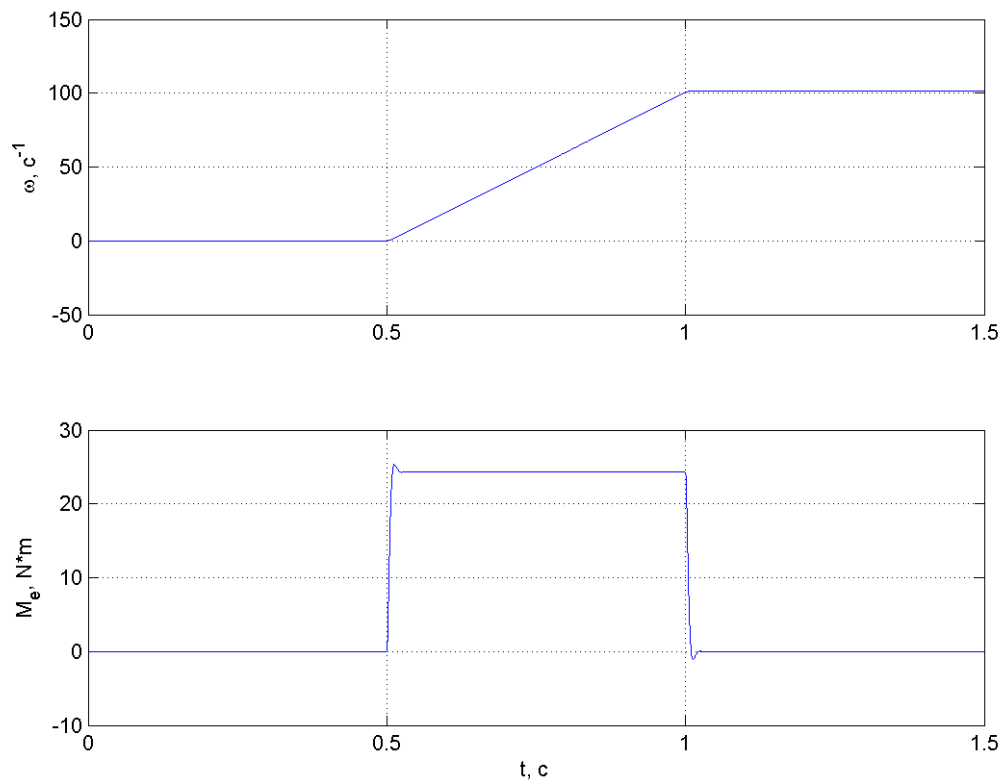


Рисунок 6.12 – Графіки перехідних процесів швидкості та електромагнітного моменту в системі класичного керування під час розгону

6.2 Системи векторного керування без давачів швидкості та потоку

Користаючись описом систем векторного керування без давачів швидкості з розділів 4-5, побудуємо відповідні моделі, отримаємо перехідні процеси.

В роботі будемо досліджувати процеси в чотирьох системах векторного керування без давачів швидкості та потоку.

В системі з визначенням потоку ротору з моделі, спостерігач потоку реалізується в підсистемі mod_Y (рис. 6.15).

В системі з визначенням швидкості та потоку в обертовій системі координат, спостерігач потоку та швидкості реалізується в підсистемі w_ab (рис. 6.16). В системі з визначенням швидкості та потоку в нерухомій системі координат, спостерігач потоку та швидкості реалізується в підсистемі w_xy (рис. 6.17).

В системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту ω_{0el} в нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат, спостерігач потоку та швидкості реалізується в підсистемі w0el(xy)_wp(ab) (рис. 6.18).

Повні структури систем бездавачевого векторного керування приведені на рисунках 6.19-6.22. В ході моделювання систем, отримані графіки (рис. 6.23-6.40).

На графіках реальні значення модулю потокозчеплення ротору позначені як $|\psi_2|$, значення отримані зі спостерігача позначені як $|\psi_2|_s$. Реальні значення швидкості двигуна позначені ω , зі спостерігача ω_s .

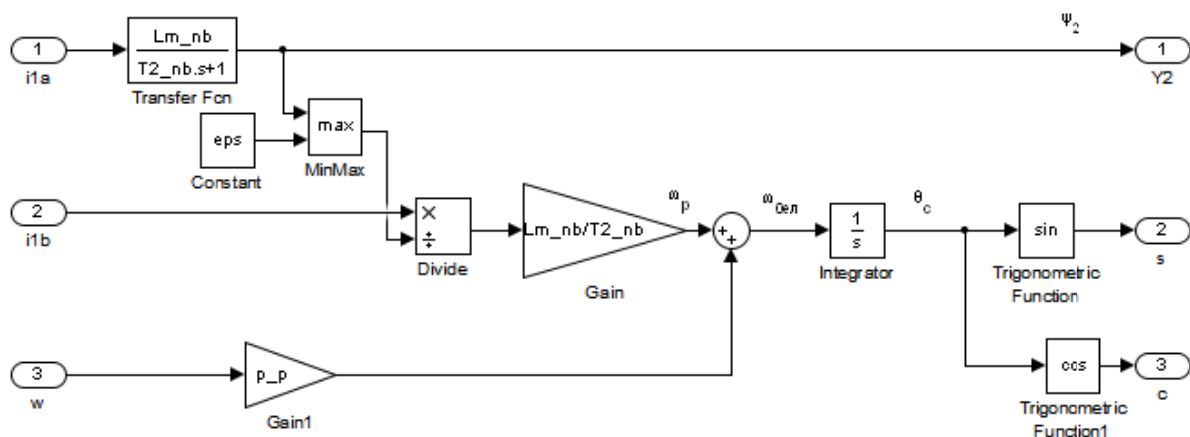
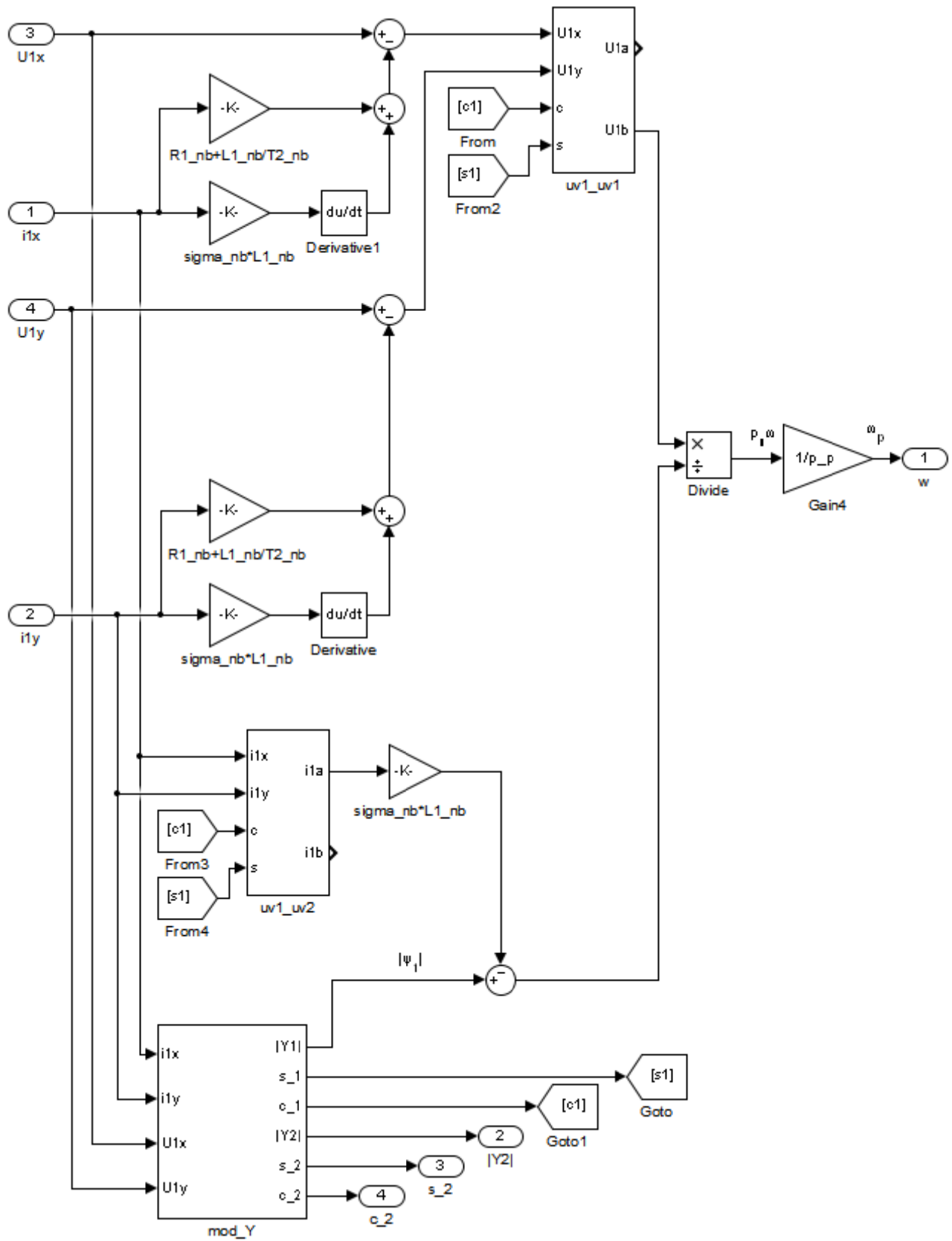


Рисунок 6.15 – Підсистема спостерігача потокозчеплення в системі з визначенням потоку з моделі



a)

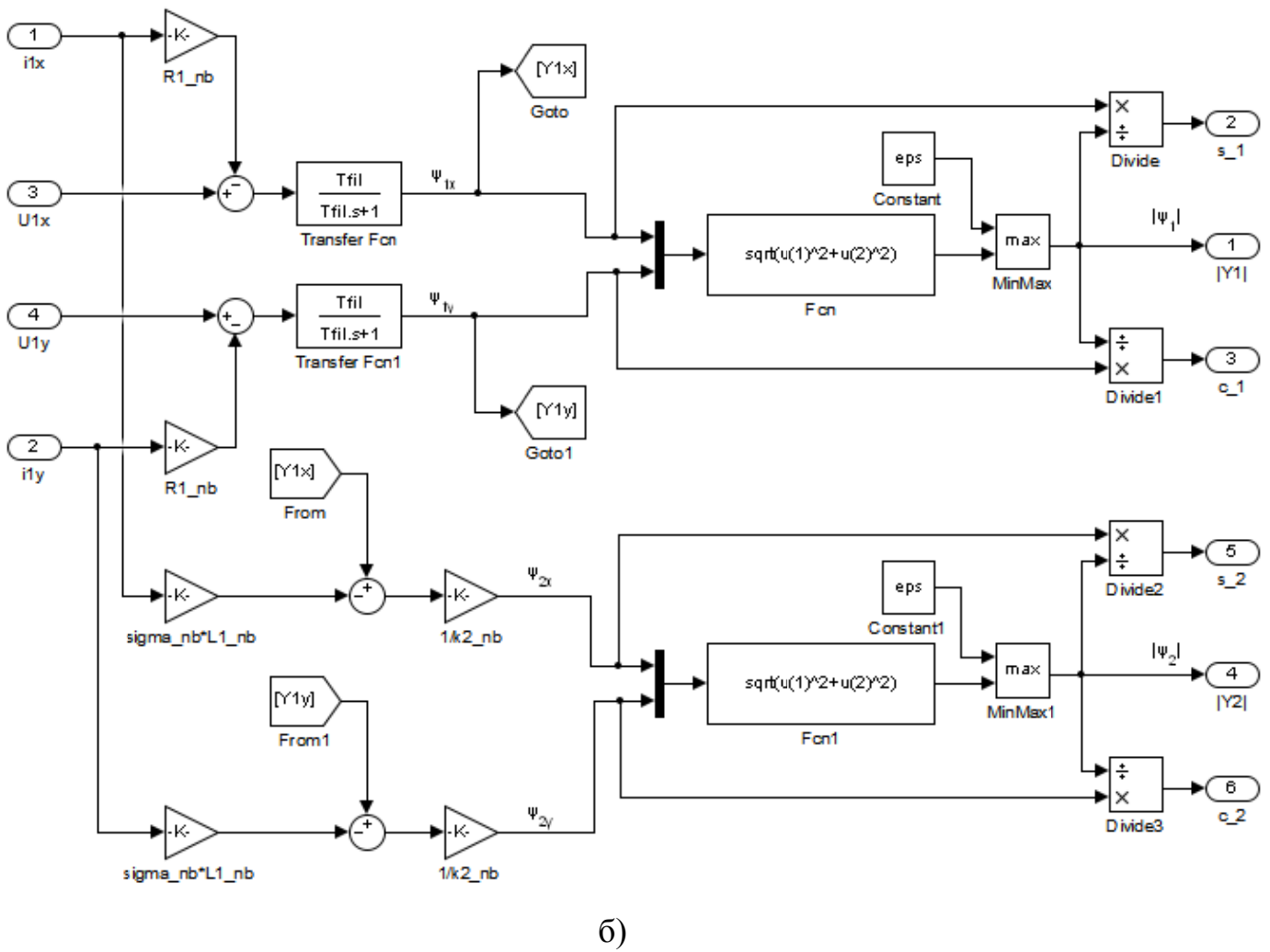
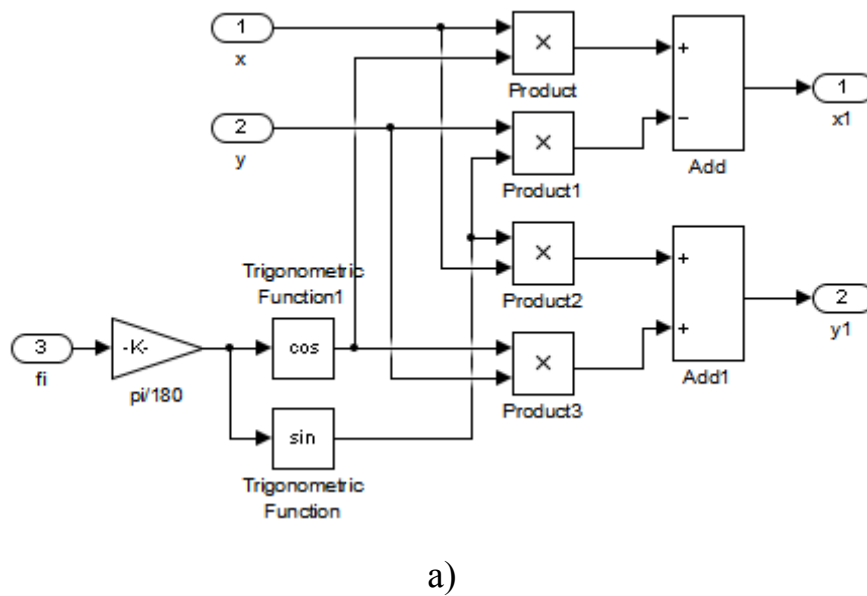
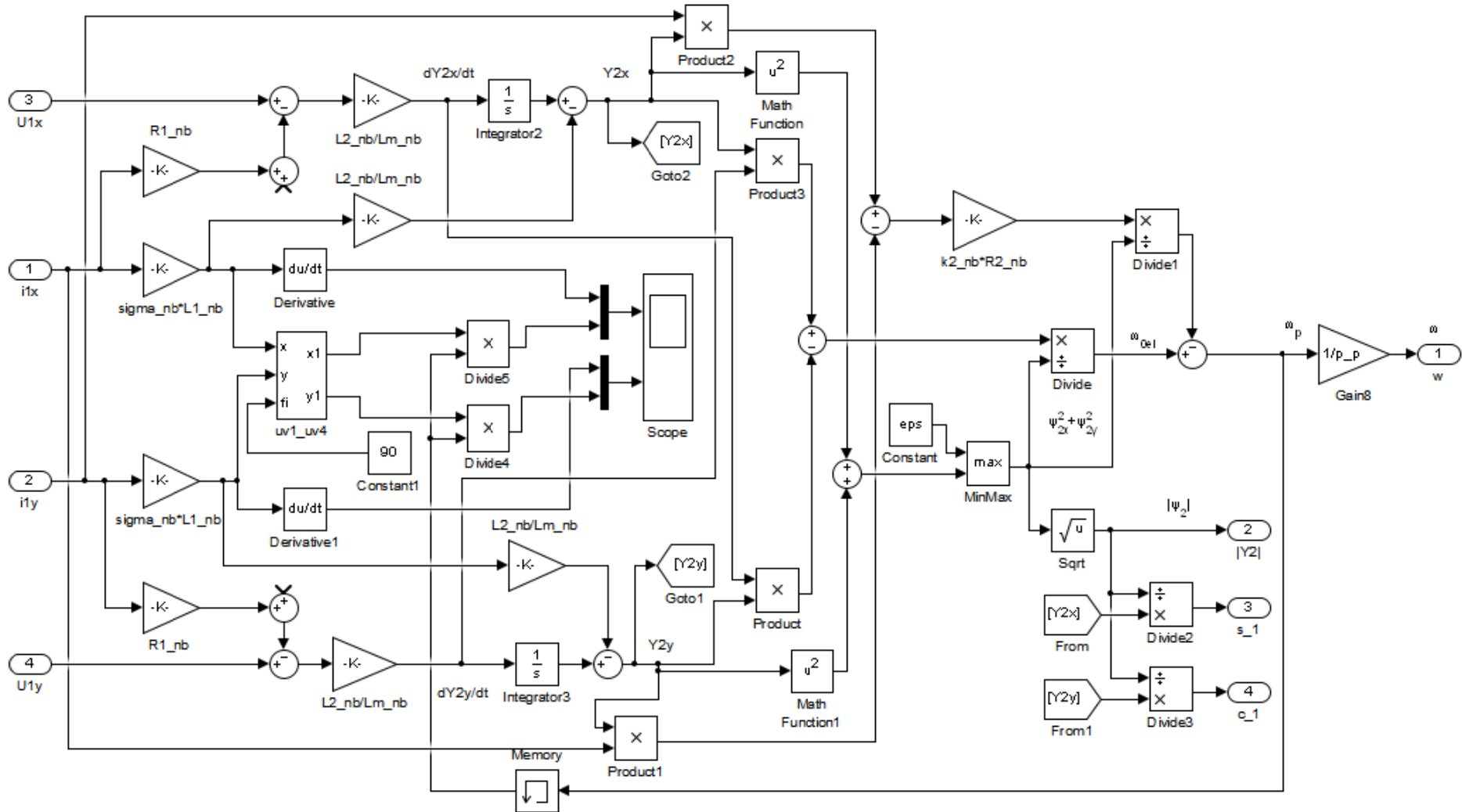


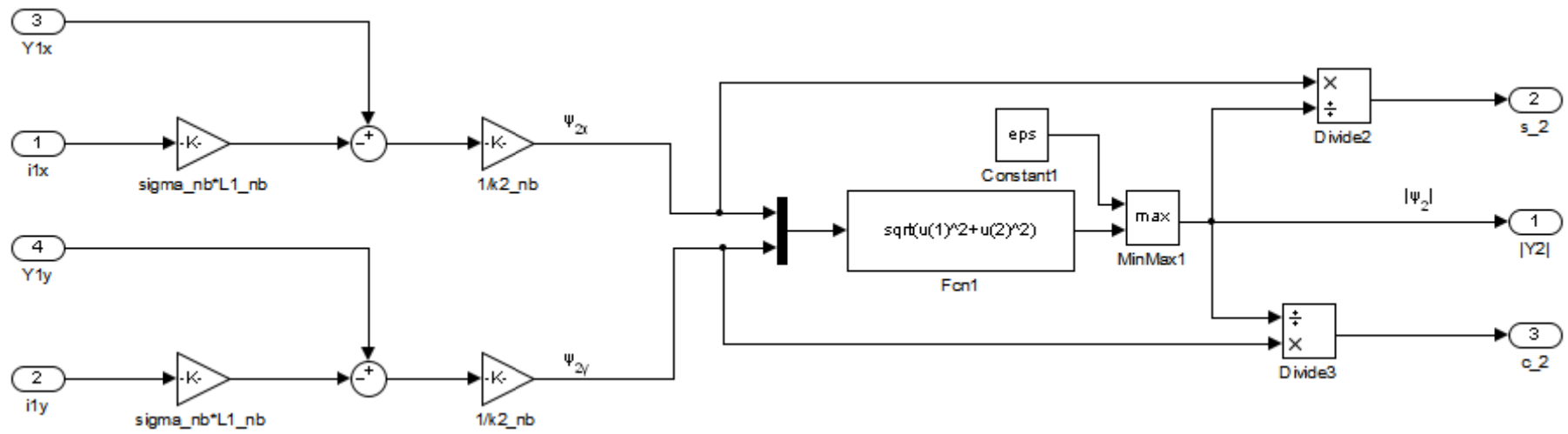
Рисунок 6.16 – Підсистема спостерігача потокозчеплення і швидкості в системі з визначенням швидкості та потоку в обертовій системі координат



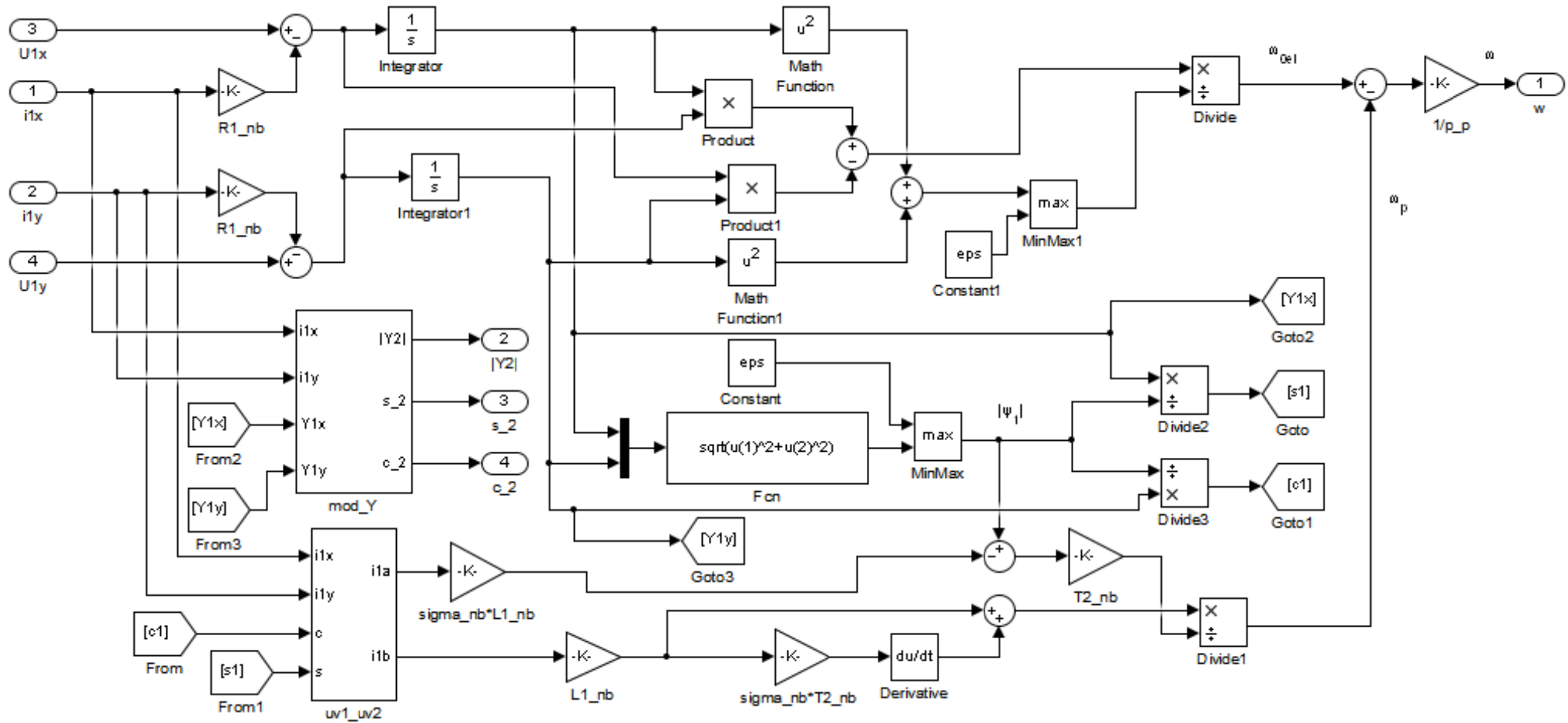


б)

Рисунок 6.17 – Підсистема спостерігача поточозчеплення і швидкості в системі з визначенням швидкості та потоку в нерухомій системі координат



a)



b)

Рисунок 6.18 – Підсистема спостерігача потікозчеплення і швидкості в системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту в ω_{oe1} нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі

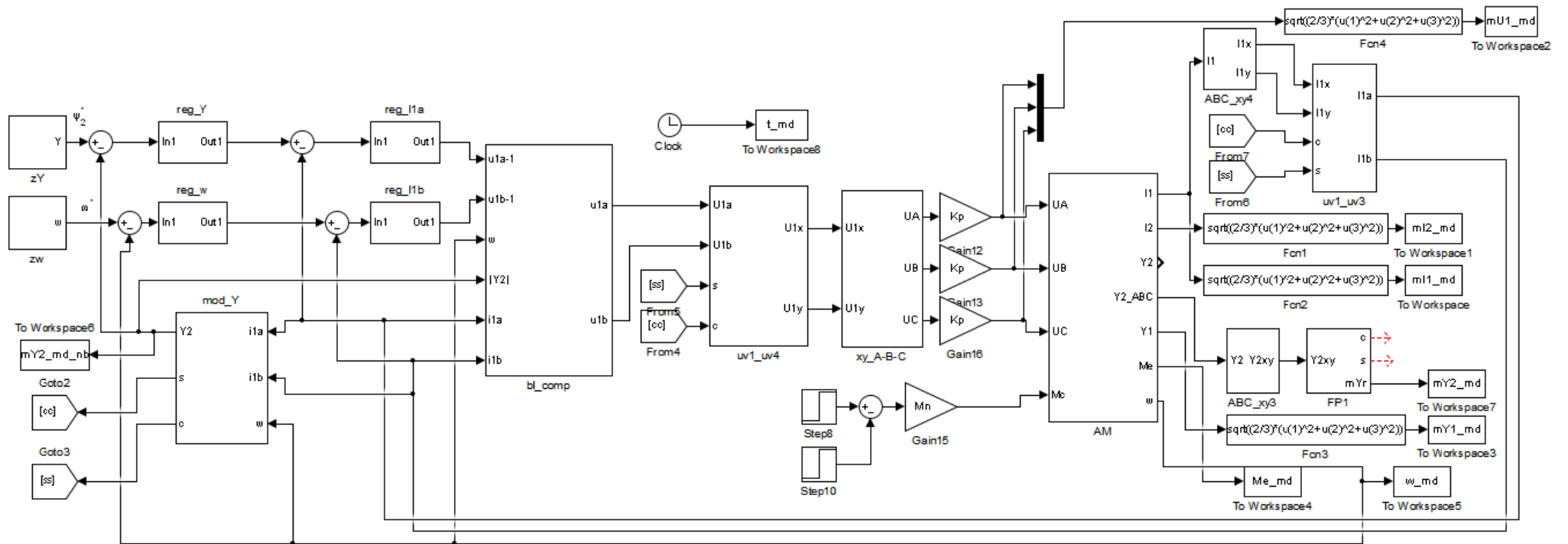


Рисунок 6.19 – Модель системи з визначенням потоку ротору

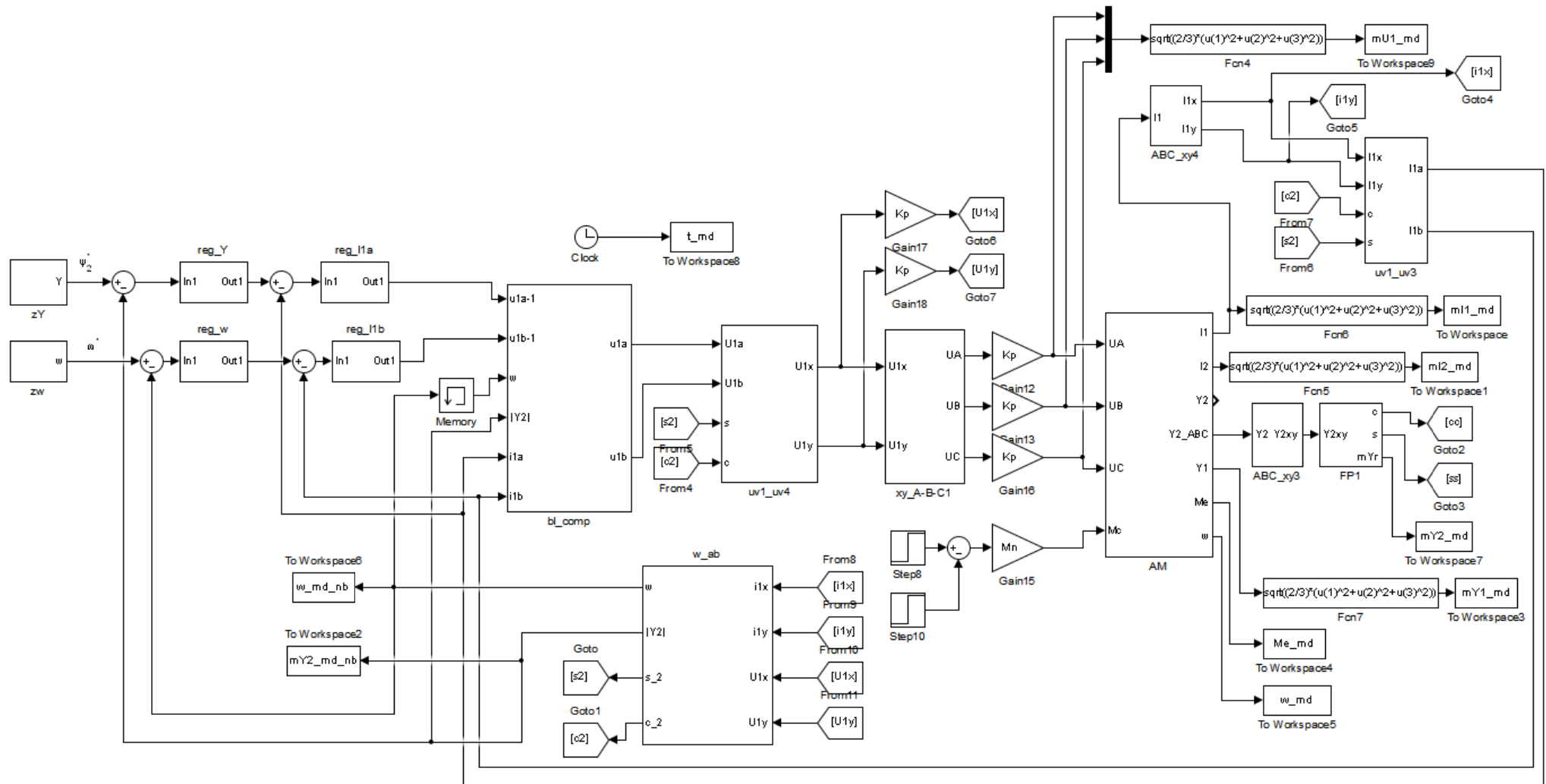


Рисунок 6.20 – Модель системи з визначенням швидкості та потоку в обертовій системі координат

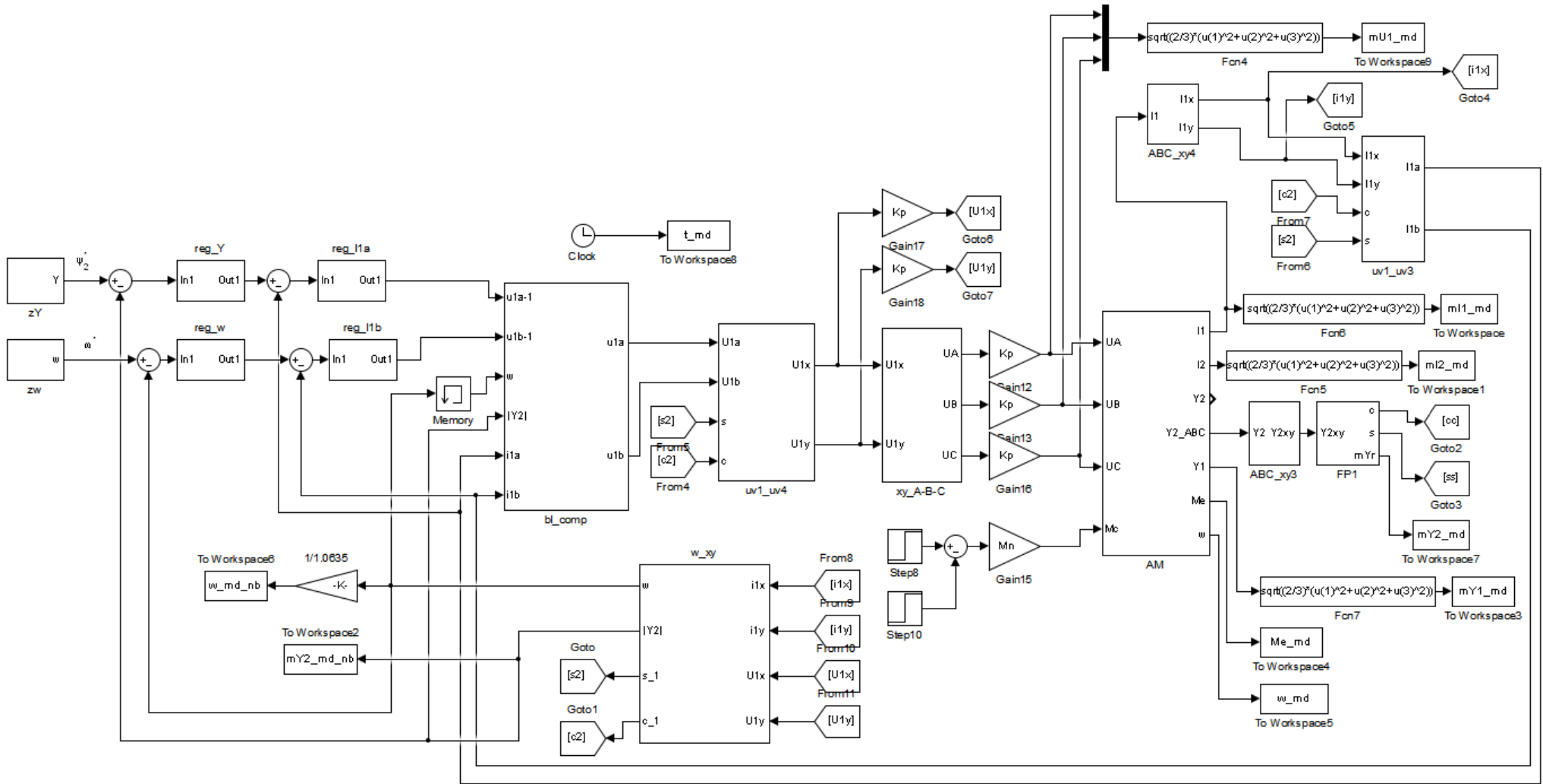


Рисунок 6.21 – Модель системи з визначенням швидкості та потоку в нерухомій системі координат

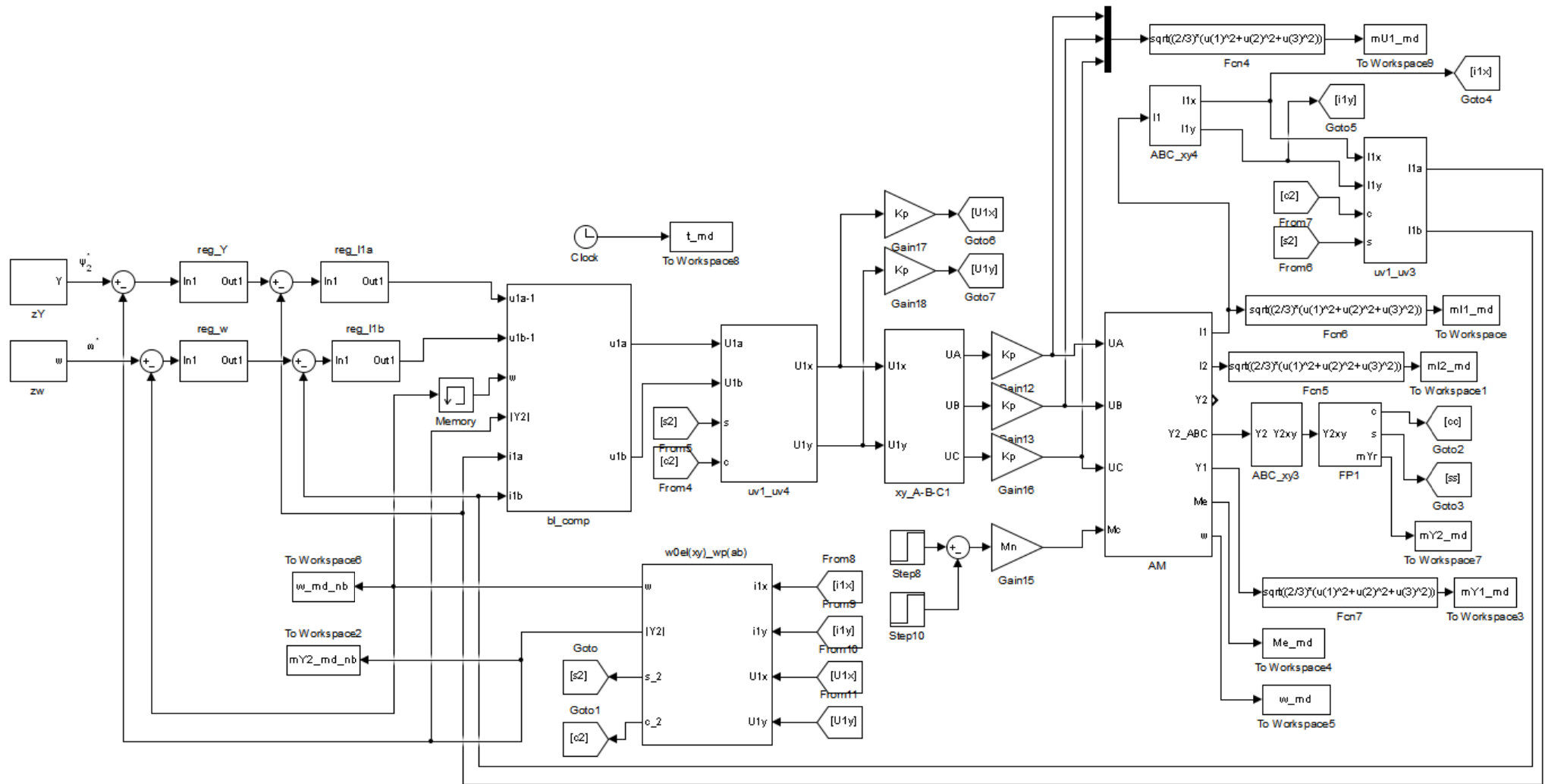


Рисунок 6.22 – Модель системи з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту ω_{0el} в нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат

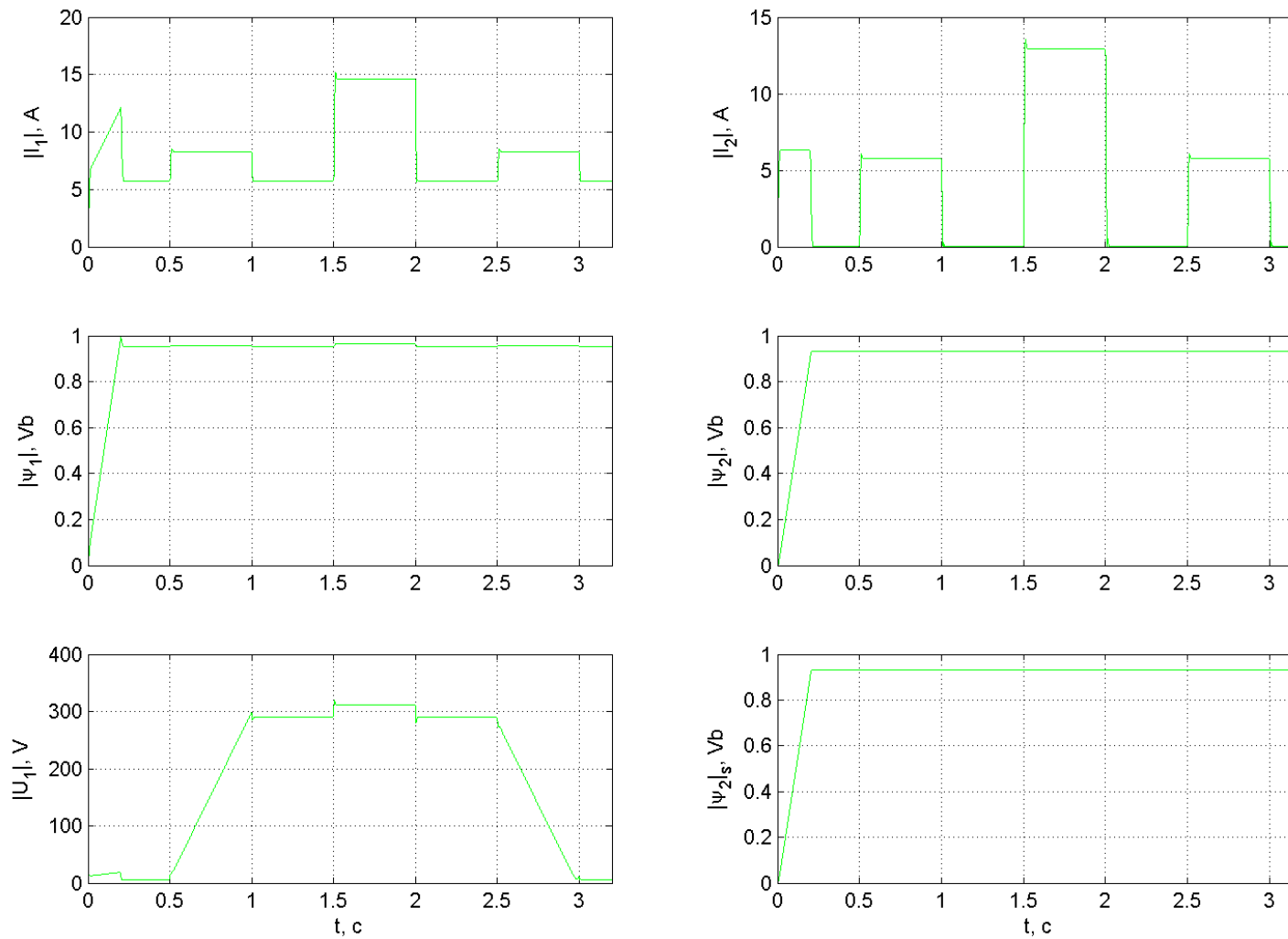


Рисунок 6.23 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням потоку ротору з моделі, при зміні R_1 (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $R_{1баз}$

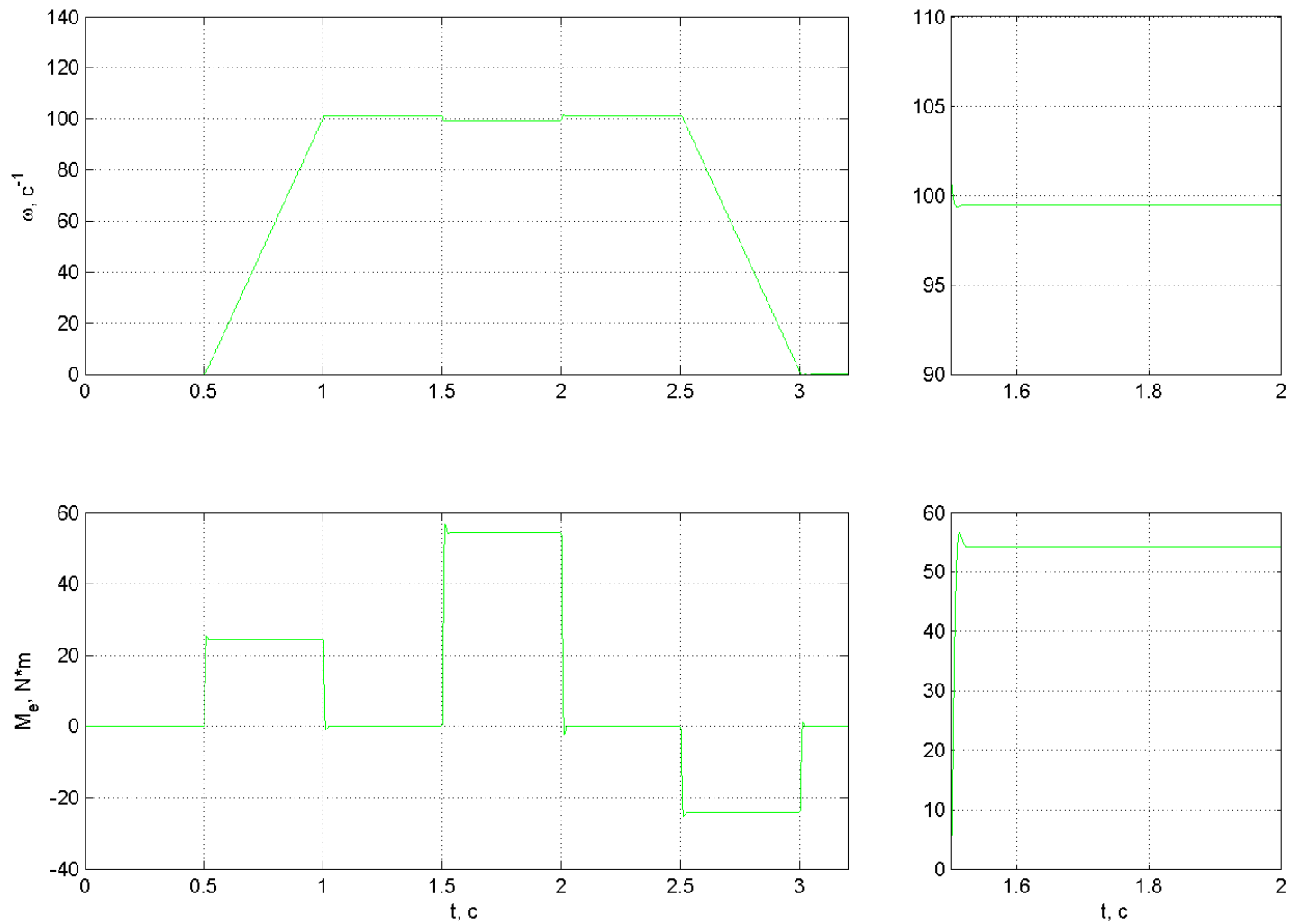


Рисунок 6.24 – Графіки перехідних процесів швидкості та моменту в системі з визначенням потоку ротору з моделі, при зміні R_1 (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $R_{1баз}$

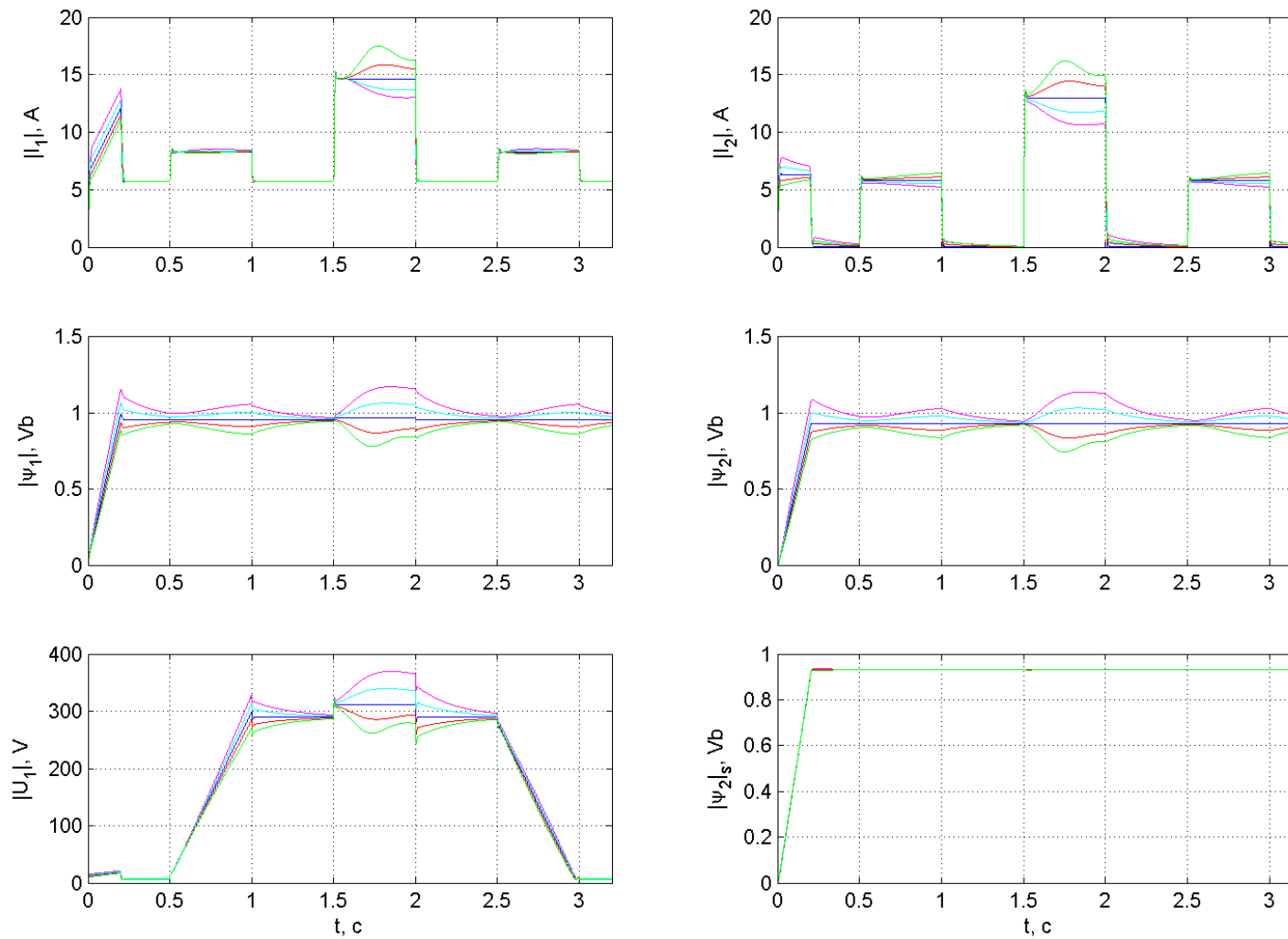


Рисунок 6.25 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням потоку ротору з моделі,
при змінненні R_2 (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $R_{2\text{баз}}$

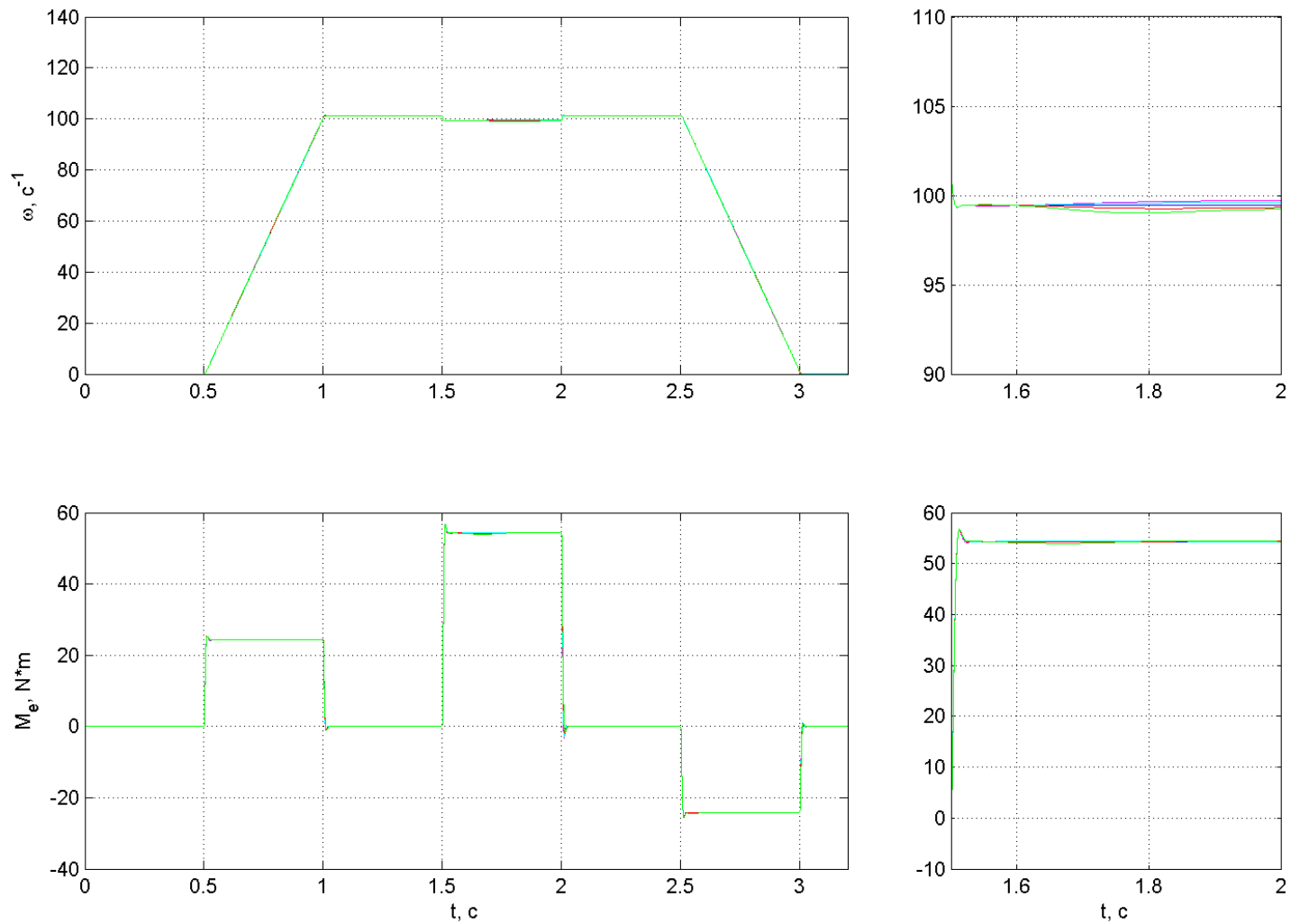


Рисунок 6.26 – Графіки перехідних процесів швидкості та моменту в системі з визначенням потоку ротору з моделі, при змінненні R_2 (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $R_{2\text{баз}}$

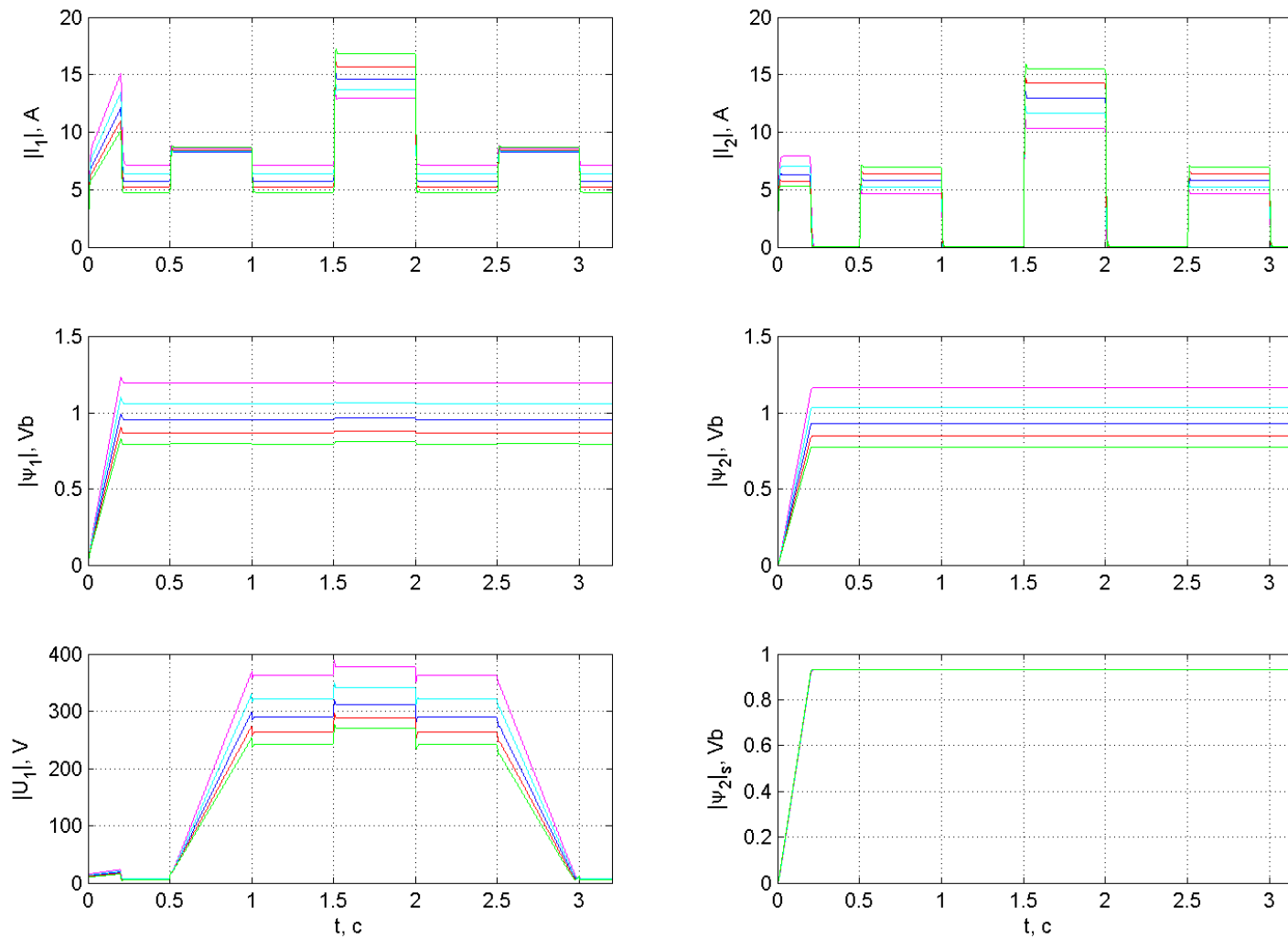


Рисунок 6.27 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням потоку ротору з моделі, при змінненні L_m (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $L_{m\text{баз}}$

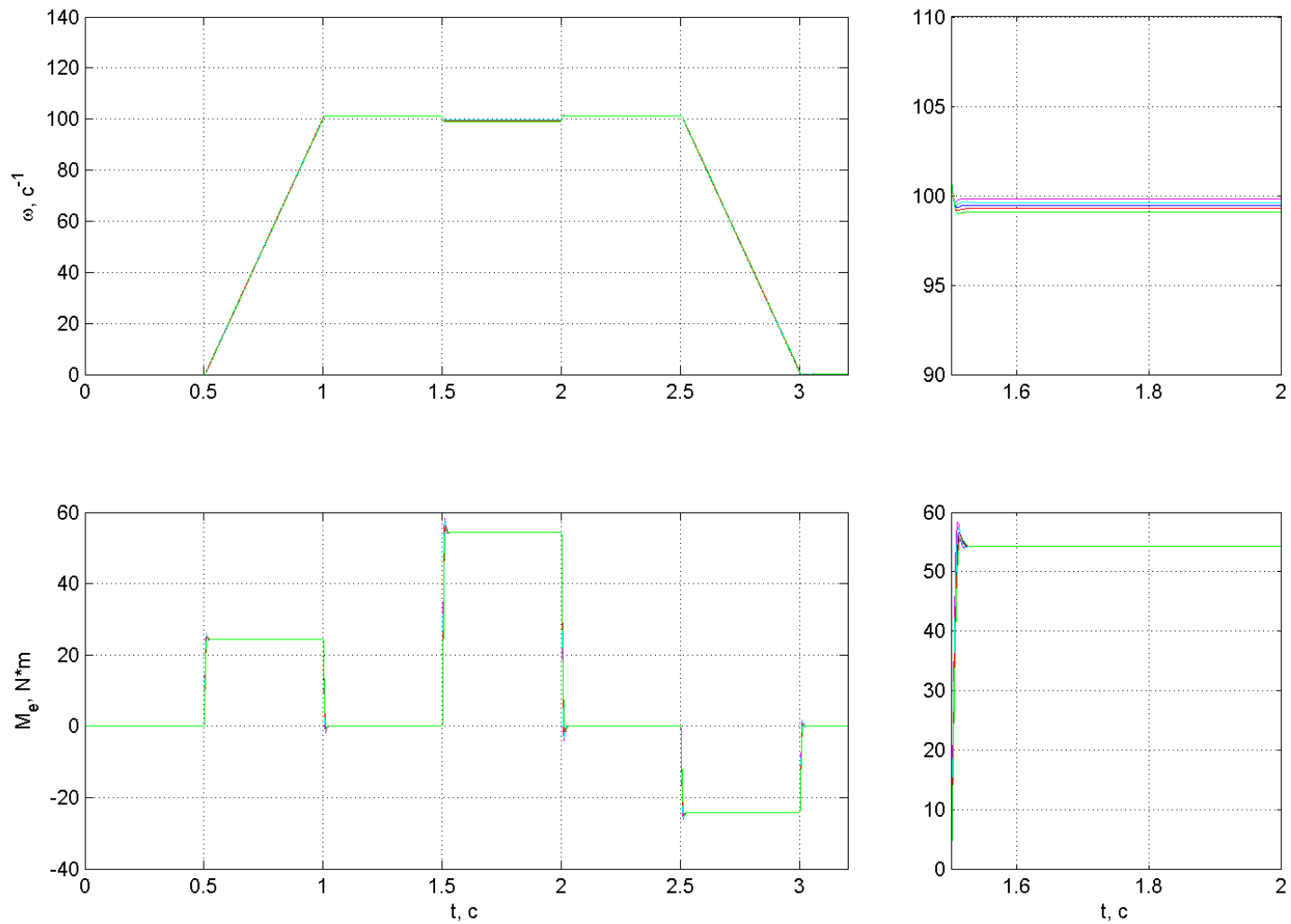


Рисунок 6.28 – Графіки перехідних процесів швидкості та моменту в системі з визначенням потоку ротору з моделі, при змінненні L_m (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $L_{m\text{баз}}$

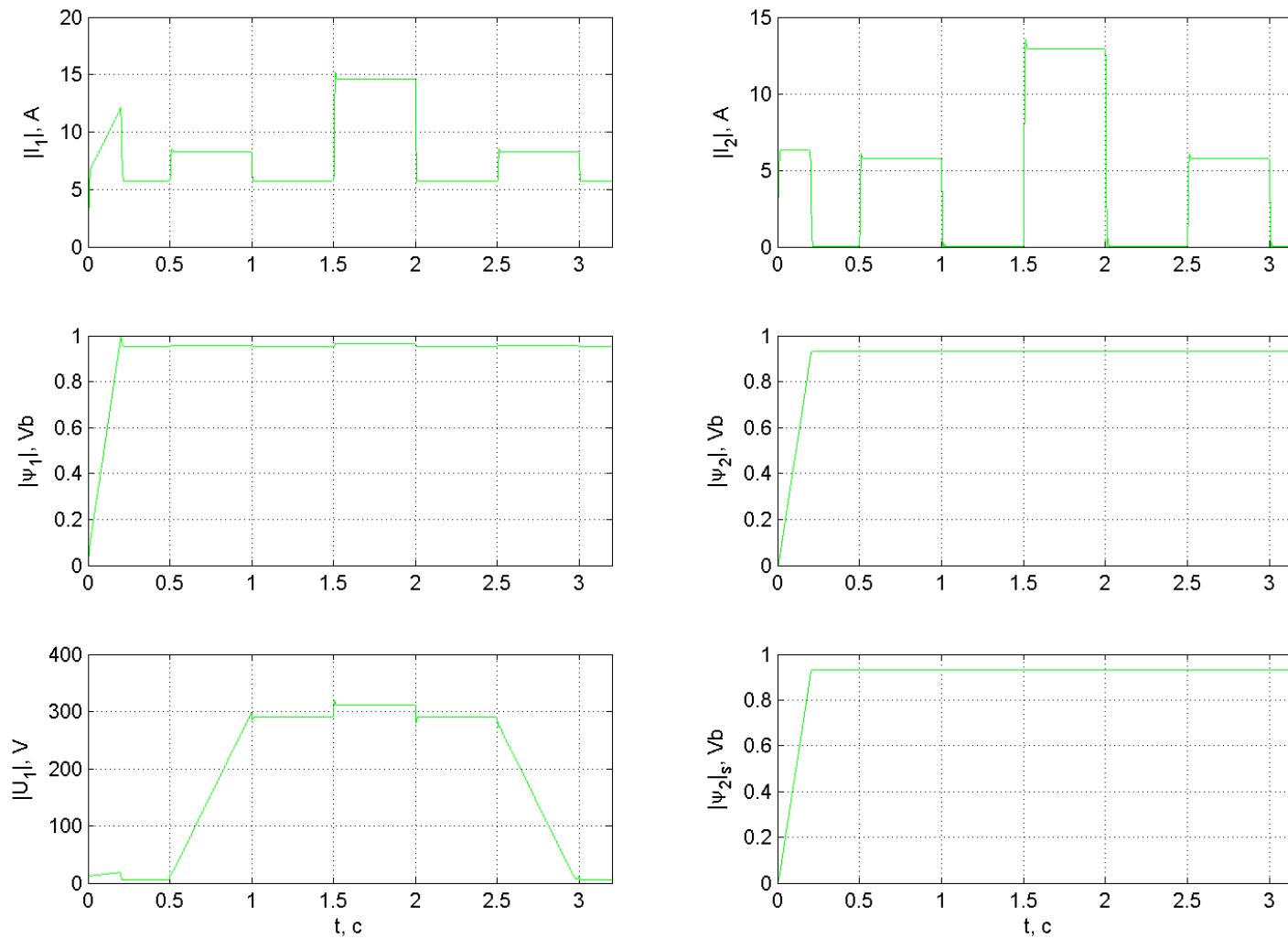


Рисунок 6.29 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням потоку ротору з моделі, при змінненні L_1 (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $L_{1баз}$

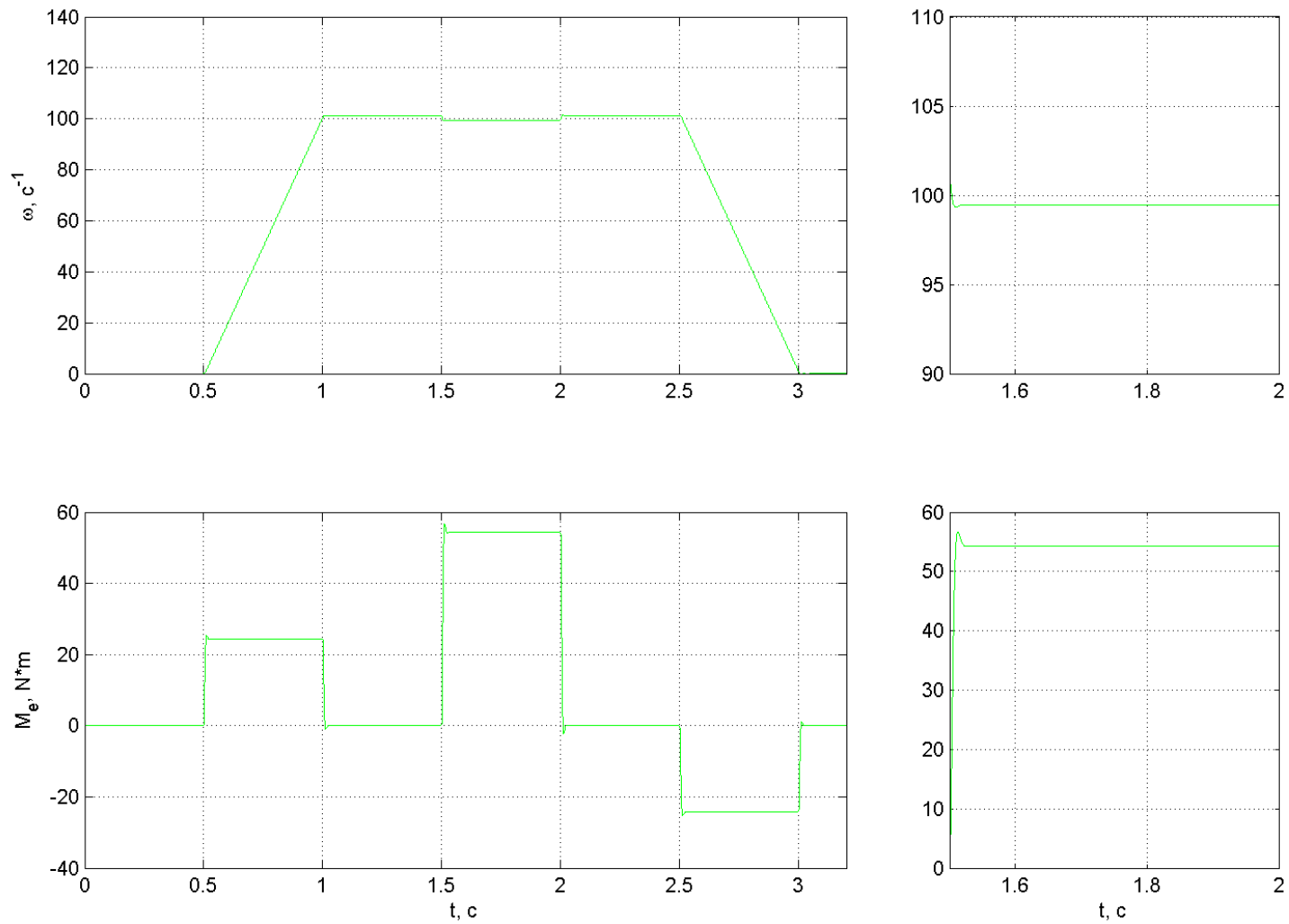


Рисунок 6.30 – Графіки перехідних процесів швидкості та моменту в системі з визначенням потоку ротору з моделі, при змінненні L_1 (1, 0.8, 0.9, 1.1, 1.2) від $L_{1\text{баз}}$

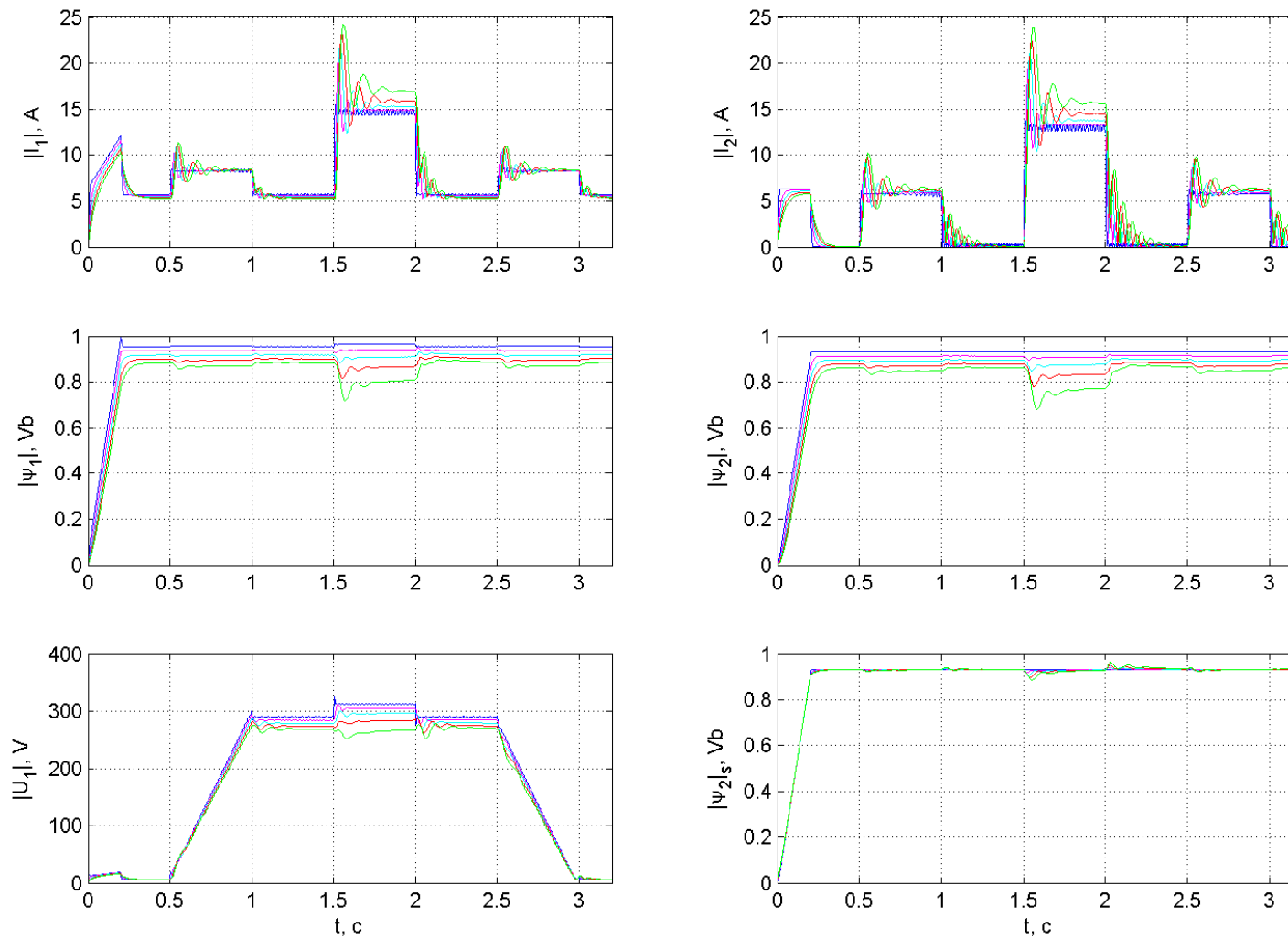


Рисунок 6.31 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку в обертовій системі координат, при зміні L_m (1, 1.02, 1.04, 1.06, 1.08) від $L_{mбаз}$

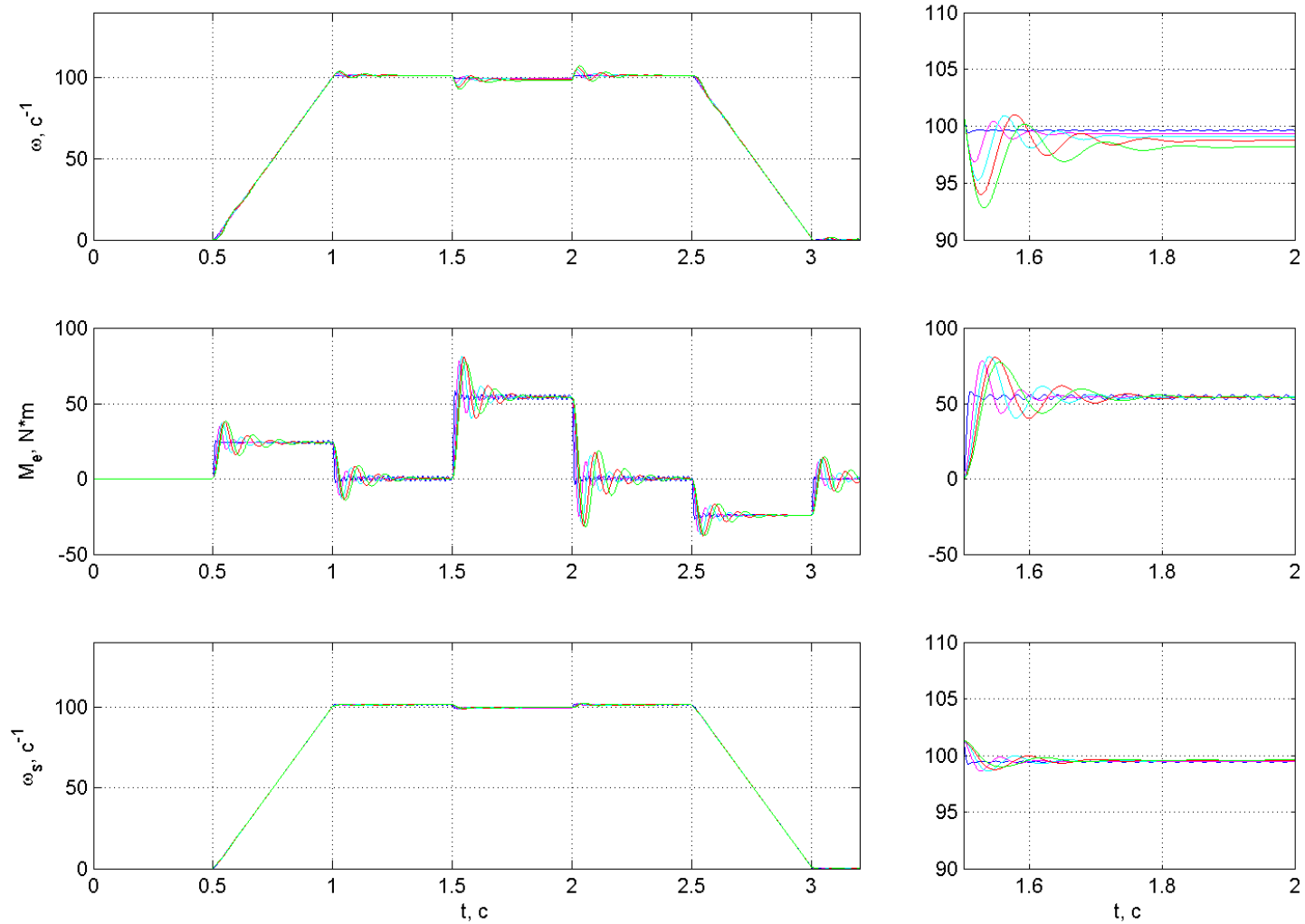


Рисунок 6.32 – Графіки перехідних процесів швидкості та моменту в системі з визначенням швидкості та потоку в обертовій системі координат, при змінненні L_m (1, 1.02, 1.04, 1.06, 1.08) від $L_{mбаз}$

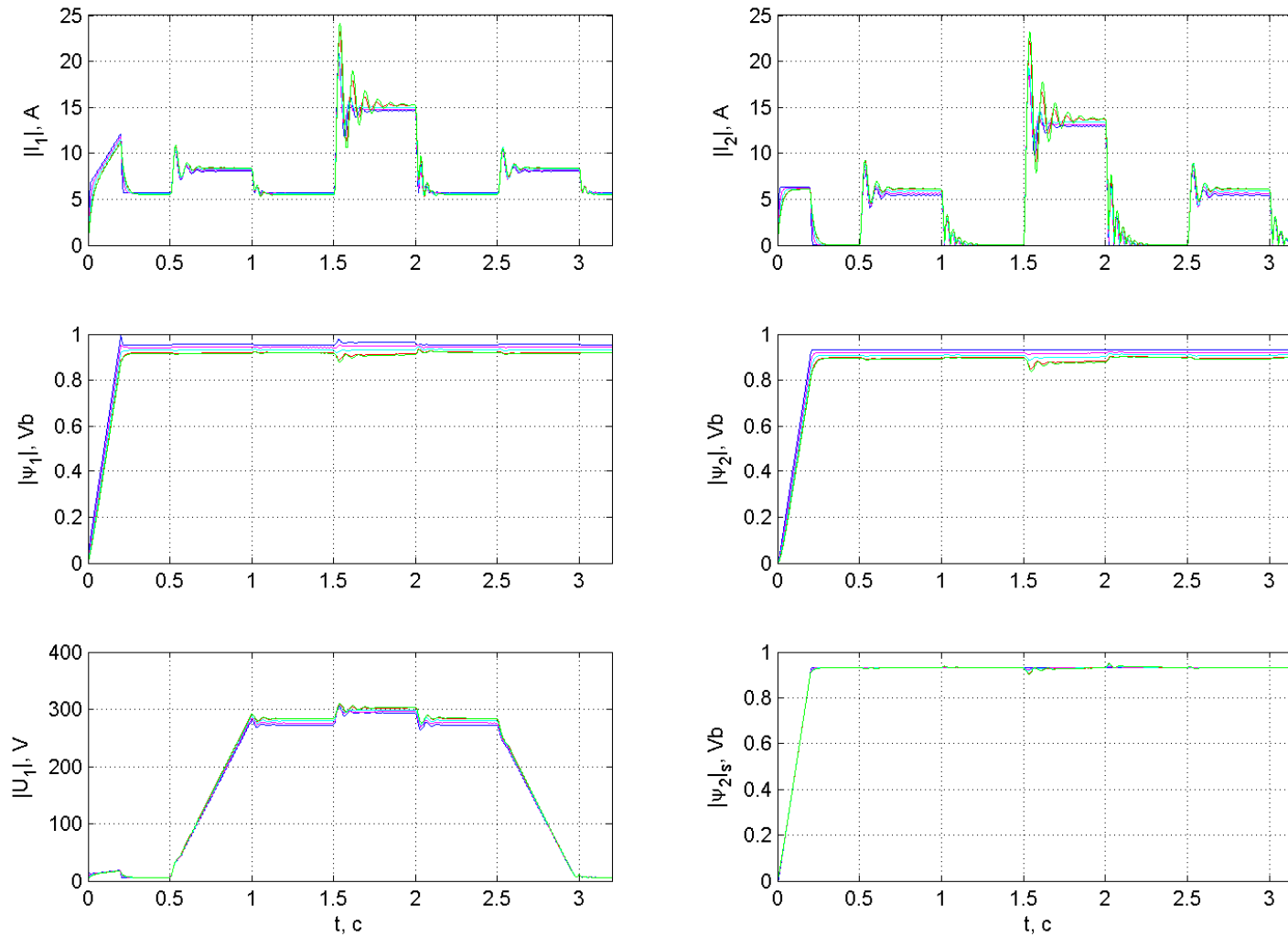


Рисунок 6.33 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку в нерухомій системі координат, при змінненні L_m (1, 1.0125, 1.025, 1.0375, 1.04) від $L_{mбаз}$

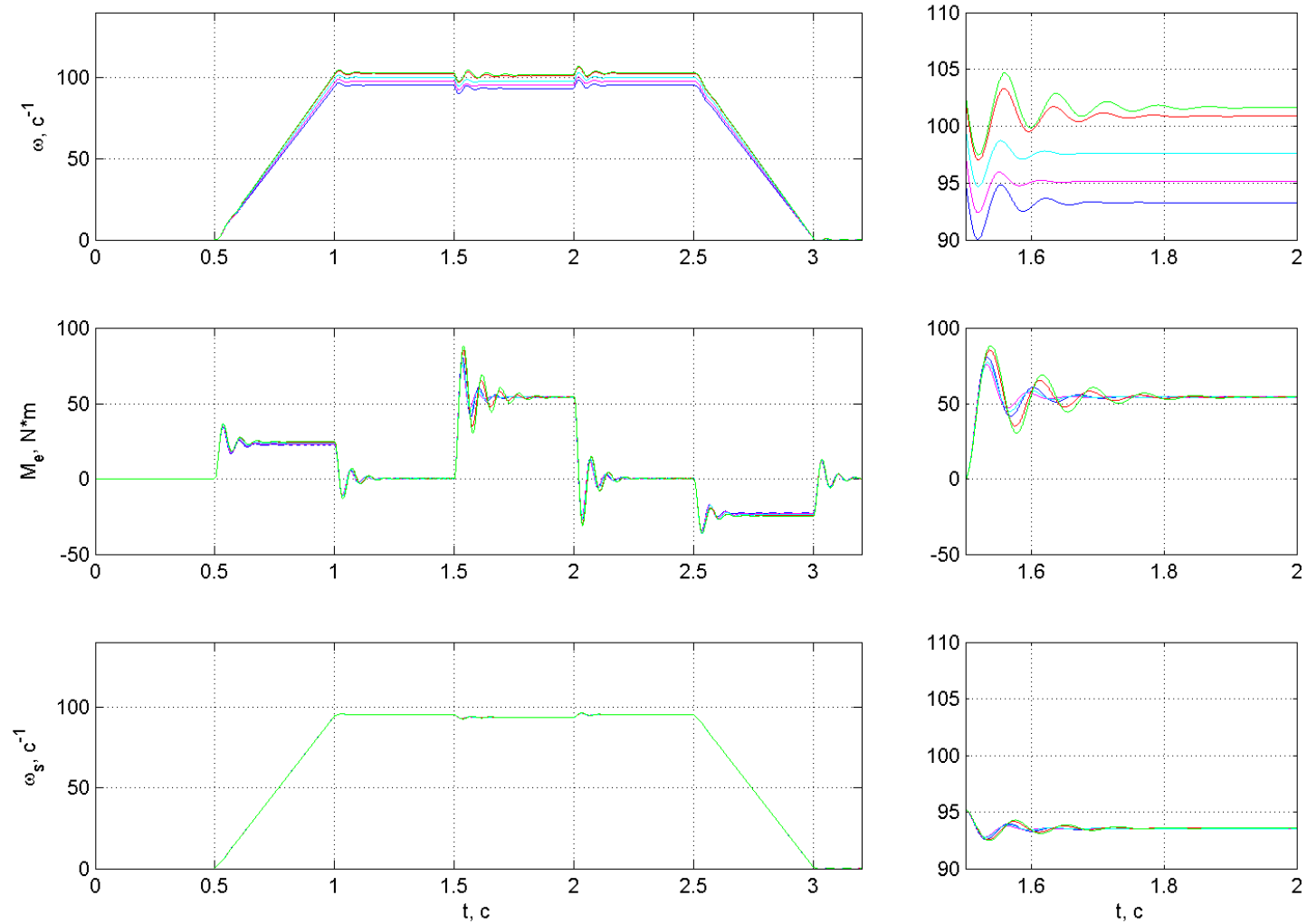


Рисунок 6.34 – Графіки перехідних процесів швидкості та моменту з визначенням швидкості та потоку в нерухомій системі координат, при змінненні L_m (1, 1.0125, 1.025, 1.0375, 1.04) від $L_{m\text{баз}}$

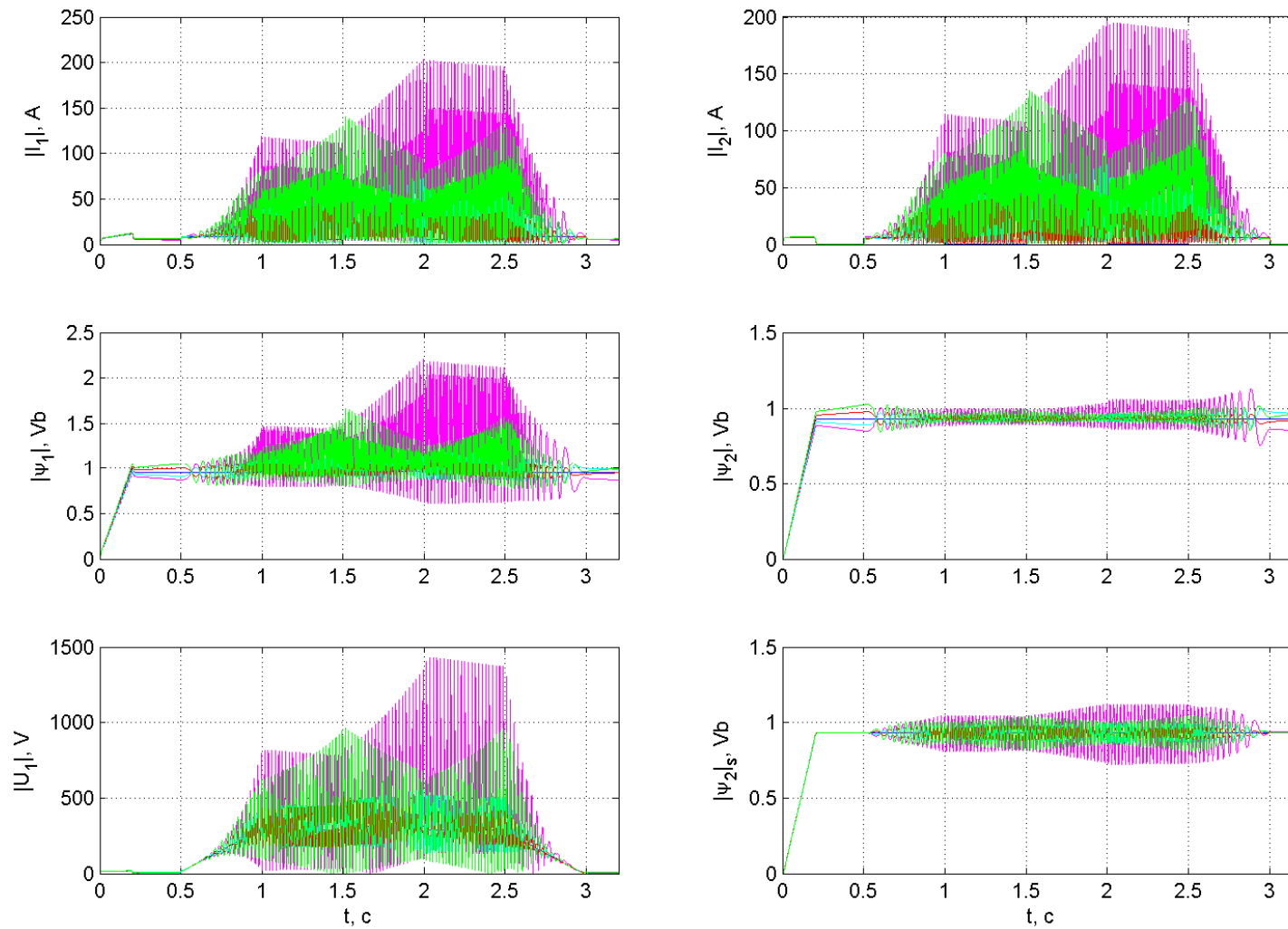


Рисунок 6.35 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту в ω_{0en} нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат, при змінненні R_1 (1, 0.98, 0.99, 1.01, 1.02) від R_{1baz}

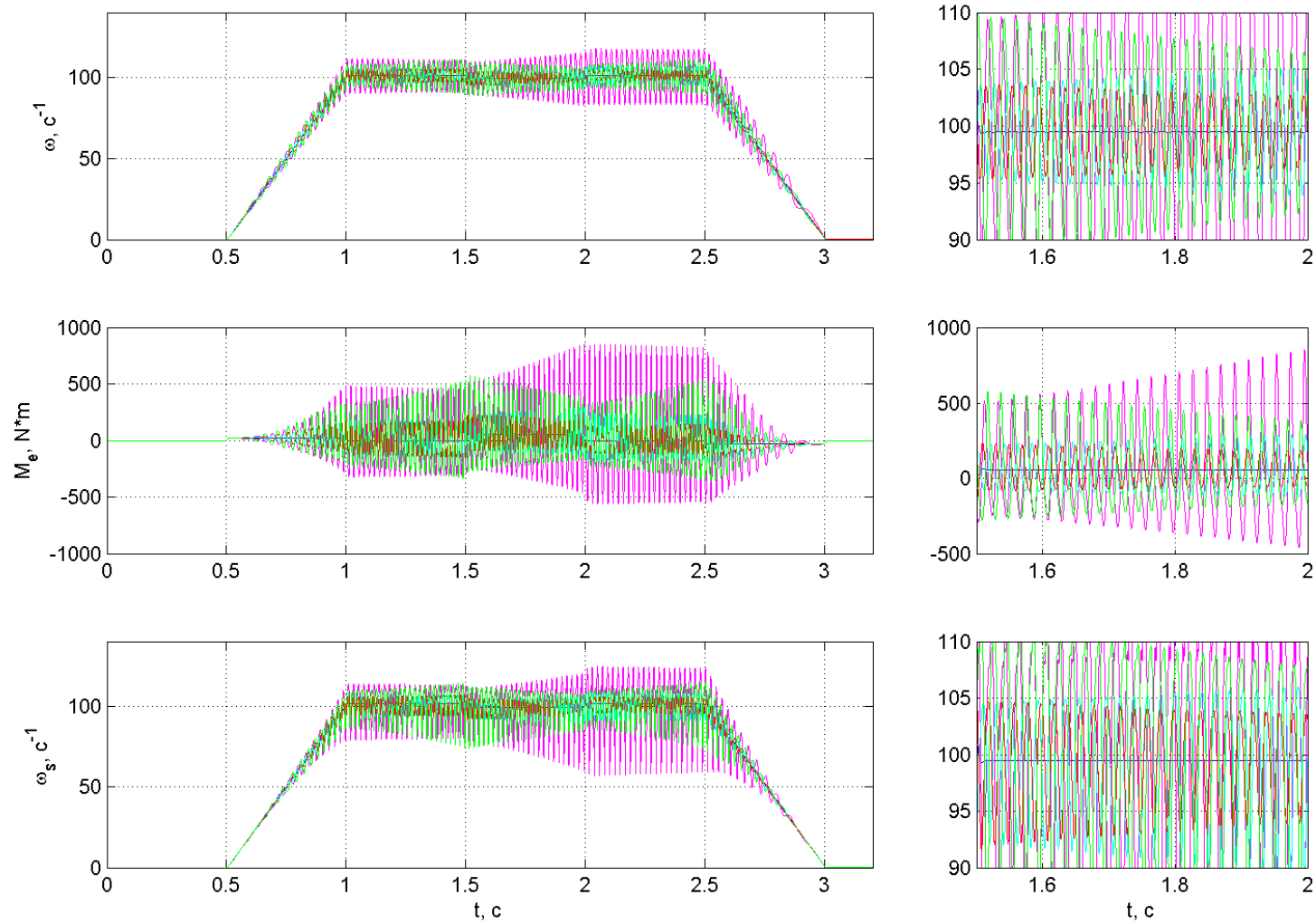


Рисунок 6.36 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту в ω_{0el} нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат, при змінненні R_1 (1, 0.98, 0.99, 1.01, 1.02) від $R_{1баз}$

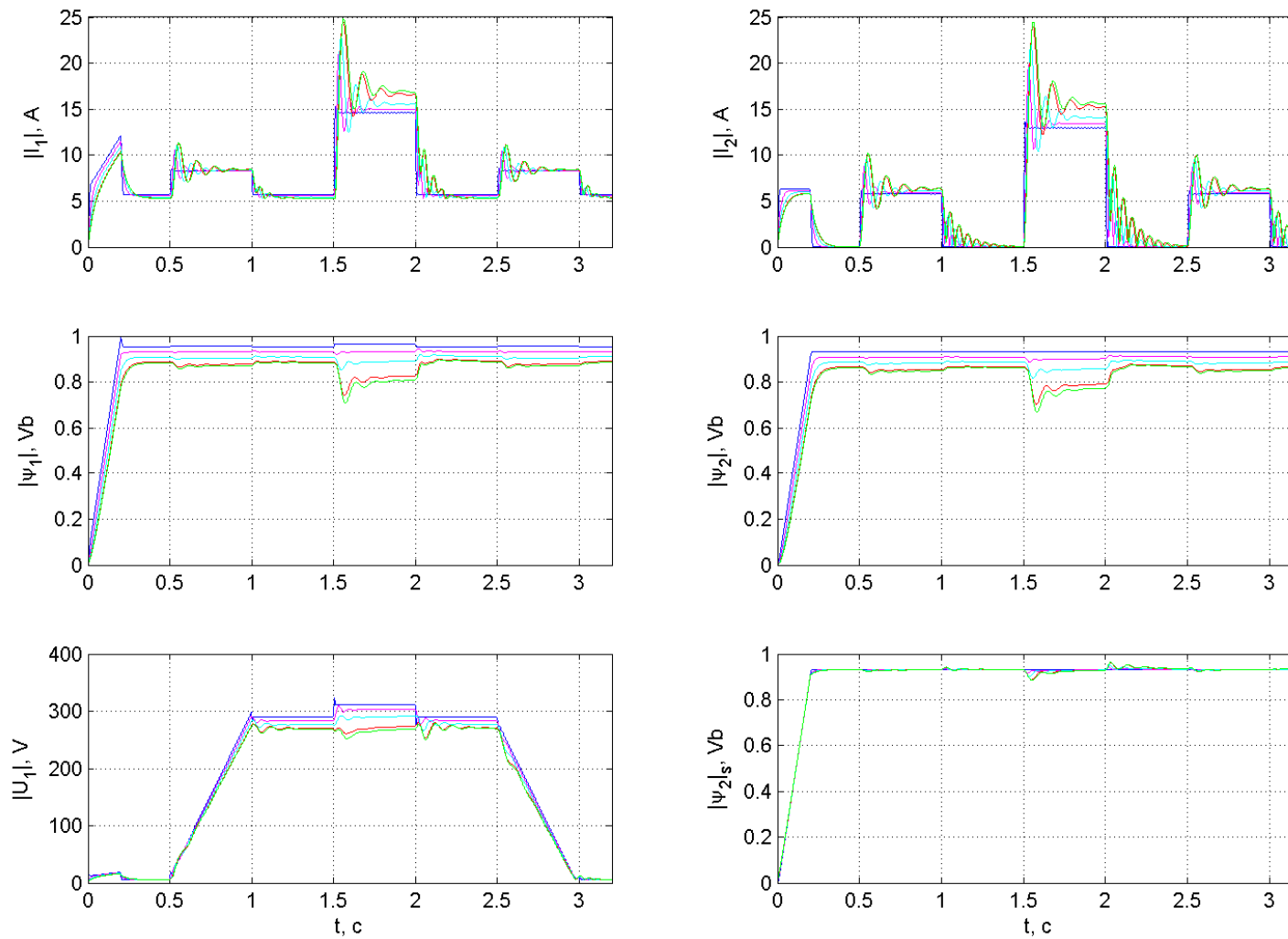


Рисунок 6.37 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту в ω_{0el} нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат, при зміні L_m (1, 1.025, 1.05, 1.075, 1.08) від $L_{mбаз}$

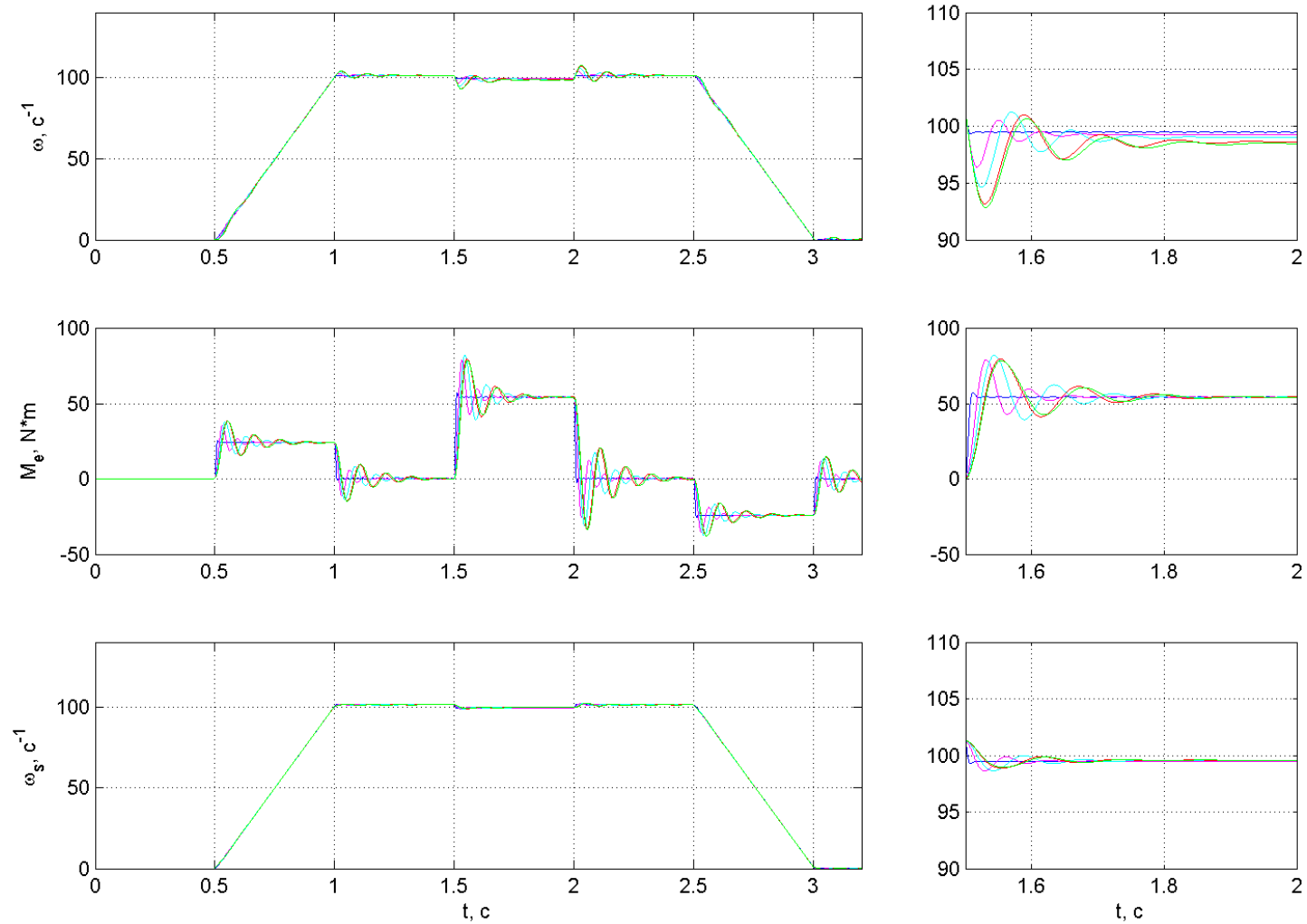


Рисунок 6.38 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту в ω_{0el} нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат, при зміні L_m (1, 1.025, 1.05, 1.075, 1.08) від $L_{mбаз}$

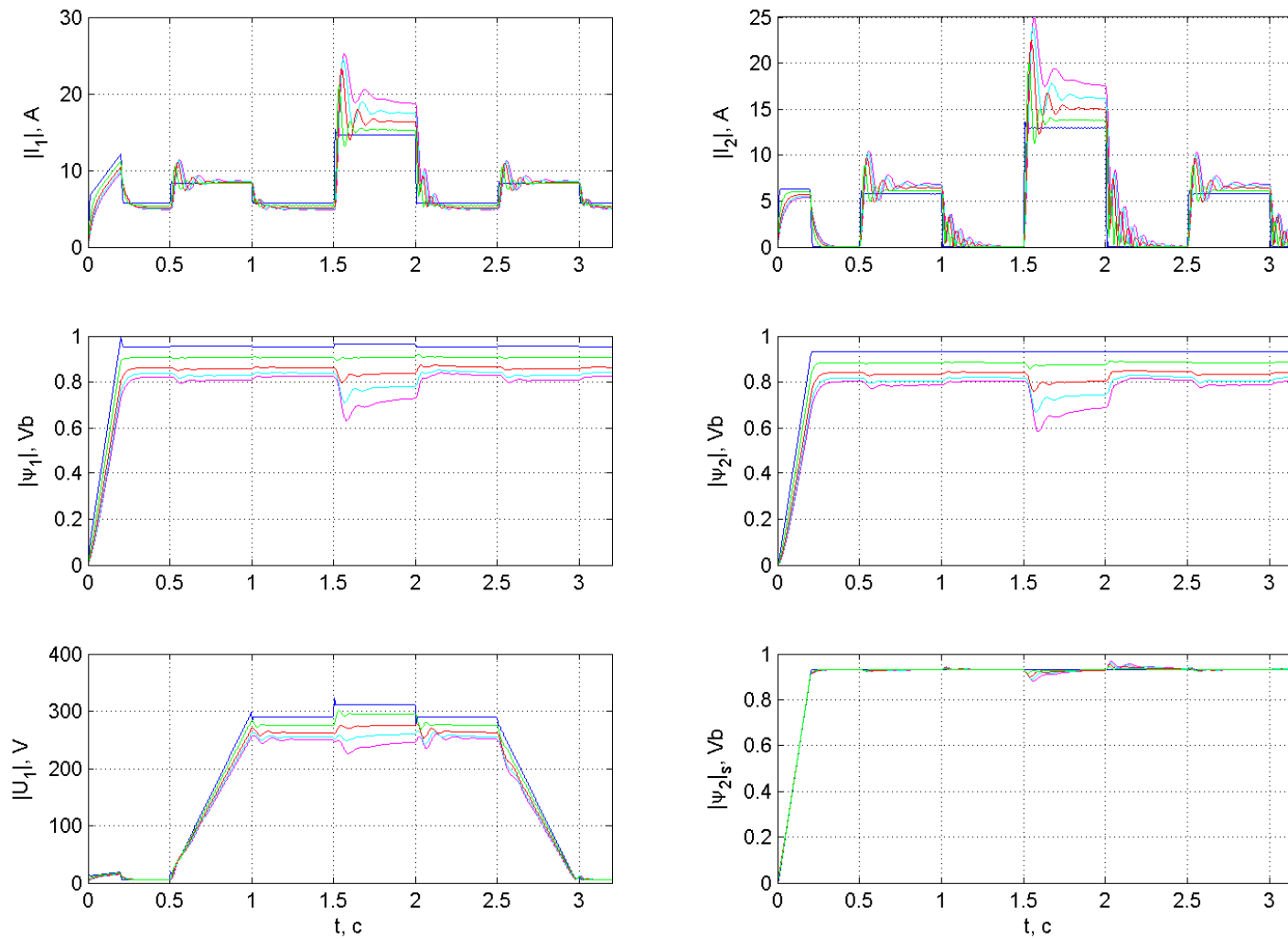


Рисунок 6.39 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту в ω_{0el} нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат, при зміні L_1 (1, 0.85, 0.87, 0.9, 0.95) від $L_{1баз}$

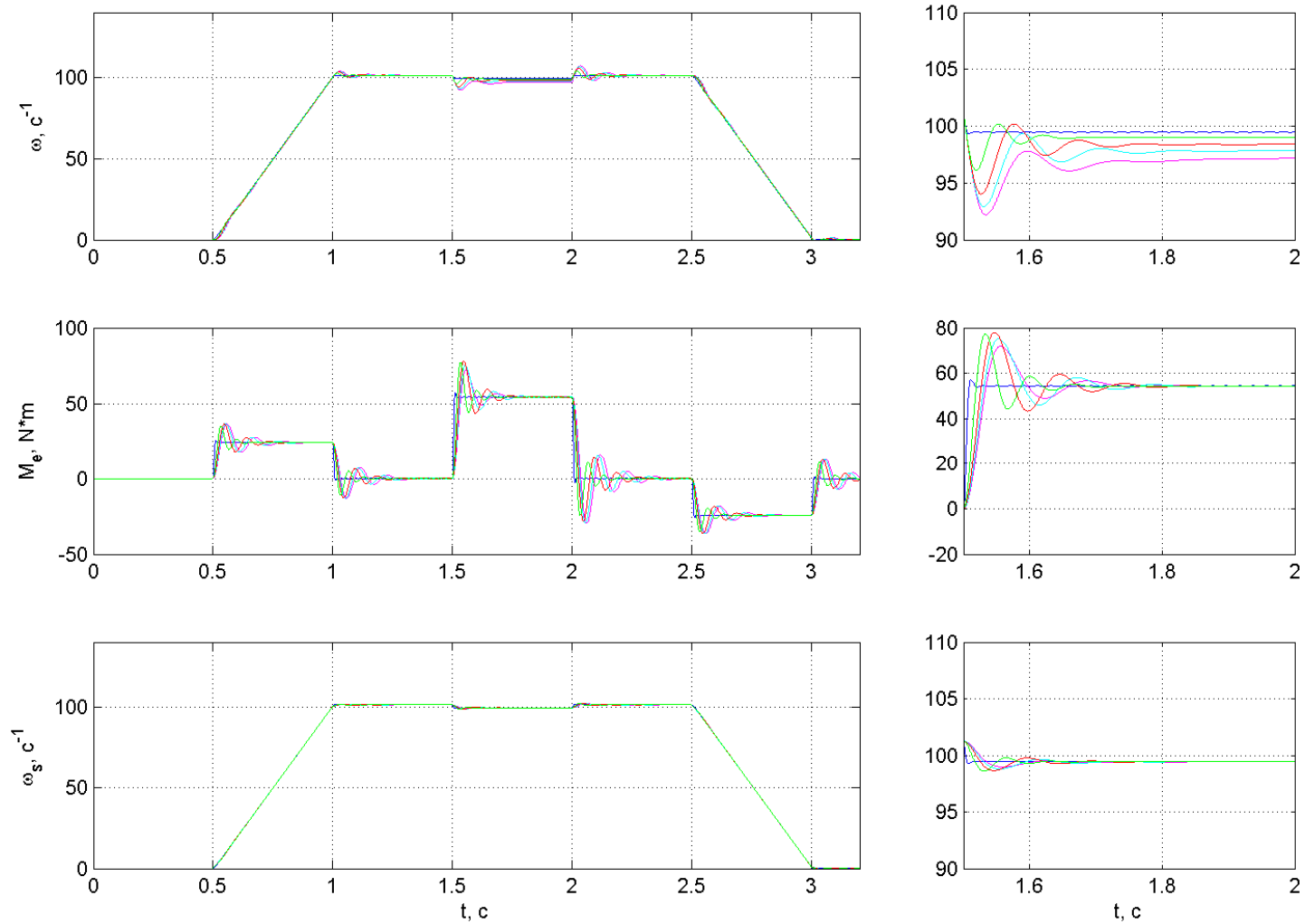


Рисунок 6.40 – Графіки перехідних процесів в системі з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту в $\omega_{0ел}$ нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат, при зміні L_1 (1, 0.85, 0.87, 0.9, 0.95) від $L_{1баз}$

6.3 Аналіз показників якості роботи систем

В ході моделювання чотирьох систем бездавачевого керування були отримані данні, які дозволили побудувати графіки показників якості роботи систем. А саме залежність показників якості від змінення параметрів машини: R_1 , R_2 , L_m , L_1 , L_2 . Нижче дамо опис показників якості систем.

Максимальна просадка по швидкості в динамічному режимі по відношенню до ω_n при наявності номінального навантаження позначена як $\Delta\omega_{din}^*$, та представлена на рисунку 6.41.

Статичне відхилення швидкості від заданої при наявності номінального навантаження позначено як $\Delta\omega_c^*$ (рис. 6.42).

Відносне відхилення модулю потоку ротора в усталеному режимі без навантаження позначено як $\Delta\psi_o^*$ (рис. 6.43).

Відносне відхилення модулю потоку ротора в усталеному режимі під навантаження позначено як $\Delta\psi_c^*$ (рис. 6.44).

Максимальне перерегулювання електромагнітного моменту при накиді навантаження позначено як $\sigma_{M_{max}}$ (рис. 6.45).

Час перехідного процесу встановлення моменту при накиді навантаження позначений як t_{ust} , під часом перехідного процесу розуміємо вхід в 5% коридор (рис. 6.46).

Параметри машини представлені в відносних одиницях. Скрипт-програма приведена в додатку А.3.

Проаналізуємо систему з давачем швидкості та визначенням потокозчеплення ротору з моделі. В системі використовуються такі параметри:

$$k_2 = \frac{L_m}{L_2}, L_m, T_2 = \frac{L_2}{R_2} \quad (4.1, б), \text{ тобто електричні параметри } L_m, L_2, R_2.$$

Параметри обмотки статора (R_1 та L_1) в моделі потоку відсутні. При змінненні R_1 , L_1 поведінка системі не змінюється.

При зміні R_2 змінюється стала часу T_2 фільтру першого порядку $W_{\psi, i_{1\alpha}}$, відповідно змінюється динаміка модулю розрахункового потокозчеплення.

При зменшенні R_2 збільшується T_2 , тобто реальний процес ψ_2 в замкненому контурі випереджує спостережуваний, що потребує підвищеного значення напруги U_1 .

При збільшенні R_2 реальні процеси змінення електричних координат сповільнюються. При зміні R_2 в будь-який бік, відбувається значне динамічне відхилення координати $|\psi_2|$ від необхідного сталого значення. Статичне відхилення швидкості під навантаженням, викликане змінням сигналу абсолютного ковзання $\hat{\omega}_p$, швидкості ω та вектору потокозчеплення ротору ψ_2 .

Сигнал $\hat{\omega}_p$ значно менше ніж ω , з цього виходить що вплив R_2 на $\Delta\omega_c^*$ несуттєвий на високих швидкостях (приблизно 2%).

На процес $M(t)$ змінення R_2 практично не впливає. Вплив L_2 дорівнює впливу R_2 , тільки діє зворотнім чином.

При зміні L_m пропорційно змінюється $\hat{\psi}_2$. Це зміння зворотне змінню реальному ψ_2 . Так само змінюються струми. Динаміка процесу практично не змінюється. Зміння статизму по швидкості викликане змінням швидкості обертання системи координат пов'язаної з $\psi_2(\hat{\omega}_{0en})$ у зв'язку з динамічним розузгодженням у сигналі $\hat{\omega}_p$, тому що в статистиці параметр L_m на $\hat{\omega}_p$ не впливає.

Аналізуючи системи без давача швидкості потрібно враховувати, що помилка в визначенні швидкості впливає, як на статичний струм, так і на динамічні властивості контуру швидкості.

Розглянемо отримані результати в системі з визначення швидкості та потоку в обертовій системі координат. Особливостями системи є диференціювання сигналів $\sigma L_1 i_{1x}$ та $\sigma L_1 i_{1y}$, використання аперіодичної ланки 1-го порядку з великою сталою часу для визначення $\hat{\psi}_{1x}$ і $\hat{\psi}_{1y}$, замість чистого інтегралу.

При зміні опорі R_1 в моделі двигуна система практично втрачає працездатність. При збільшенні R_1 фактично збільшується компенсуючий сигнал $i_1 R_1$, завдяки зворотному зв'язку за швидкістю виникає позитивний зв'язок за струмом, система буде стійкою лише при перекомпенсації R_1 до 3%. Але в такому разі в процесах змінення електричних координат будуть спостерігатись коливання, аналіз яких немає сенсу. В випадку зменшення R_1 (при недокомпенсації) на коливання буде впливати контур потокозчеплення, тому що потоки $\hat{\psi}_1$ і $\hat{\psi}_2$, швидкість вектору $\hat{\psi}_1$ будуть визначатися з помилкою. При недокомпенсації створюється нелінійний нестійкий контур по каналу $i_1 \rightarrow \hat{\psi}_1 \rightarrow \theta_c \rightarrow \omega$. Таким чином змінення R_1 є критичним в системі в обертових координатах.

При зміні R_2 визначення значень та положень потоків $\hat{\psi}_1$ і $\hat{\psi}_2$ проходить без помилок. Динаміка і статика процесів змінення потокозчеплень не змінюється, R_2 впливає на сигнал:

$$i_1 \left(R_1 + \frac{L_1}{T_2} \right) = i_1 \left(R_1 + R_2 \frac{L_1}{L_2} \right) \approx i_1 (R_1 + R_2) \quad (6.1)$$

за яким знаходиться швидкість $\hat{\omega}_p$.

Вплив R_2 на контур швидкості аналогічний впливу R_1 , але з-за того що $R_2 < R_1$ амплітуда коливань швидкості моменту і складової струму I_1 буде значно меншою ніж при зміні R_1 , коливання будуть не загасаючими, амплітуда коливань збільшується при більшій швидкості, тому що однаковому відхиленню в сигналі $u'_{1\beta}$ на різних швидкостях відповідають різні відхилення в $\hat{\omega}_p$. При номінальній швидкості і номінальному навантаженні коливання моменту становлять 7 Нм (приблизно 12% від номінального значення).

При зміні L_m з'являється статична помилка стабілізації потоку, що визиває відповідне змінення активного та реактивного струмів. При навантаженні, відхилення ψ_2 збільшується щечерез збільшення впливу складової $i_1 \sigma L_1$.

Суттєві відхилення L_m не допустимі із-за негативного зв'язку за сигналом $i_1\sigma L_1$, який сильно знижує рівень потоку, контур швидкості збільшує струм, який в свою чергу зменшує потік до нуля. Динаміка процесів в контурі швидкості визначається динамікою змінення потоку, при збільшенні L_m механічні процеси стають більш інерційними, збільшення статизму за швидкістю визначається відхиленням в швидкості обертання вектору ψ_2 .

При змінненні L_1 вплив на змінення динаміки і статички процесів створює складова $i_1\sigma L_1$, подібно змінненню L_m – змінюється рівень стабілізуемого потокозчеплення та динаміка потоку при наявності навантаження, цим визначається зміна властивостей контуру швидкості.

При змінненні L_2 спотворюються сигнали u'_{1x} та u'_{1y} при розрахунку швидкості. Тому під навантаженням виникає статизм в контурі стабілізації потоку. Тобто при наявності моменту, $\hat{\psi}_2$ відрізняється від реального значення. В цілому динаміка змінення моменту визначається динамікою змінення ψ_2 і динамікою контуру швидкості.

Розглянемо систему з моделлю в нерухомих координатах. В ній також є компенсаційний зв'язок i_1R_1 та диференціювання сигналу i_1 .

При варіації R_1 система залишається стійкою тільки при зменшенні R_1 від початкового значення. З огляду на те, що в моделі відбувається інтегрування реальних сигналів i_1 і u_1 на низьких частотах вплив спотворення сигналу i_1R_1 проявляється сильніше із-за малого значення u_1 та частоти. На низьких швидкостях бачимо суттєве відхилення в розрахунку $\hat{\psi}_2$ від початкового значення та викликане цим відхилення коливання струмів та швидкостей. На високих швидкостях вплив R_1 на сигнал несуттєвий, з-за малого значення i_1R_1 , відносно u_1 . При номінальній швидкості вплив R_1 на якість процесу відпрацювання навантаження не суттєвий.

Параметр R_2 впливає тільки на сигнал $\hat{\omega}_p$, тому при зміні R_2 потік $\hat{\psi}_2$ розраховується без спотворень від реального потокозчеплення ψ_2 .

При збільшенні R_2 зменшується статичне осідання швидкості. Частота коливаний механічних процесів при нахилі навантаження не змінюється. Перерегулювання та час встановлення моменту при збільшенні R_2 збільшуються. Хоча в даній системі σ_{\max} і t_p найменші з усіх представлених систем.

Параметр L_m впливає як на $\hat{\psi}_2$ так і на $\hat{\omega}_p$. При збільшенні L_m збільшується відхилення $\hat{\psi}_2$ і усталена швидкість. Динаміка процесів не змінюється. Показники якості механічних процесів змінюються в зв'язку з зміненням усталених рівнів ω та ψ_2 .

Параметр L_1 включений в компенсуючий сигнал $p(i_1\sigma L_1)$, відповідно стійка робота системи буде тільки при зменшенні L_1 . Разом з тим виникне недокомпенсація, усталені помилки по потоку і швидкості збільшуються, потік зменшується, а швидкість збільшується. У зв'язку з розладом контуру швидкості погіршується динамічні показники механічних перехідних процесів.

Індуктивність L_2 впливає на сигнали $\hat{\psi}_2$ і $p\hat{\psi}_2$, відповідно її вплив зворотний до впливу L_m .

Особливістю системи з моделлю АМ в нерухомій і обертовій системах є зменшена кількість операцій диференціювання (одна операція) до того ж диференціюється координата в обертовій системі – тобто в системі з неперіодичними сигналами.

Дія змінення R_1 така ж як і у системі в обертових координатах, система стає нестійкою, а аналіз показників якості системи втрачає сенс.

Опір R_2 не впливає на розрахунок ψ_2 та несуттєво впливає на статизм за швидкістю.

Вплив L_m , L_1 , L_2 в цій системі подібний до впливу цих параметрів на модель системи в нерухомій системі координат.

Зроблений аналіз показників якості систем бездавачевого векторного керування дає нам змогу зробити висновки щодо розглянутих систем в цілому. Найбільш стійкою системою до змінення параметрів машині виявилась система з давачем швидкості та визначенням потокозчеплення з моделі. Це не дивно, бо коли ми прибираємо давач швидкості, з'являються нові виклики, які можна вирішувати, користуючись або методами представленими в даній роботі, тобто відтворенням необхідної координати з моделі, або більш досконалішими та складними адаптивними методами.

Розглянемо вплив неточності параметрів на показники якості в різних системах (без давача швидкості) і відстежимо деякі закономірності.

З рисунку 6.63 бачимо, що вплив на $\Delta\omega_{din}^*$ в системі в обертових координатах та в системі в нерухомій та обертовій системах координат однаковий, але в той самий час різко відрізняється від системи з використанням нерухомої системи координат. Ця закономірність так само простежується і у зміненні $\Delta\omega_c^*$ (рис. 6.64).

Вплив на $\Delta\psi_o^*$ та $\Delta\psi_c^*$ в усіх системах без давача швидкості однаковий (рис. 6.65-6.66).

Вплив на перерегулювання процесу $M(t)$ та час встановлення моменту, як і у випадку показників швидкості, в системі з використанням нерухомої системи координат відрізняється від інших (рис. 6.67-6.68).

Рекомендуючи систему без давача швидкості, з тих що були розглянуті нами слід відзначити модель системи в нерухомій системі координат, аргументуємо це тим що ця система стійка до змінення параметру R_1 та має σ_{max} і t_p найменші з усіх представлених систем.

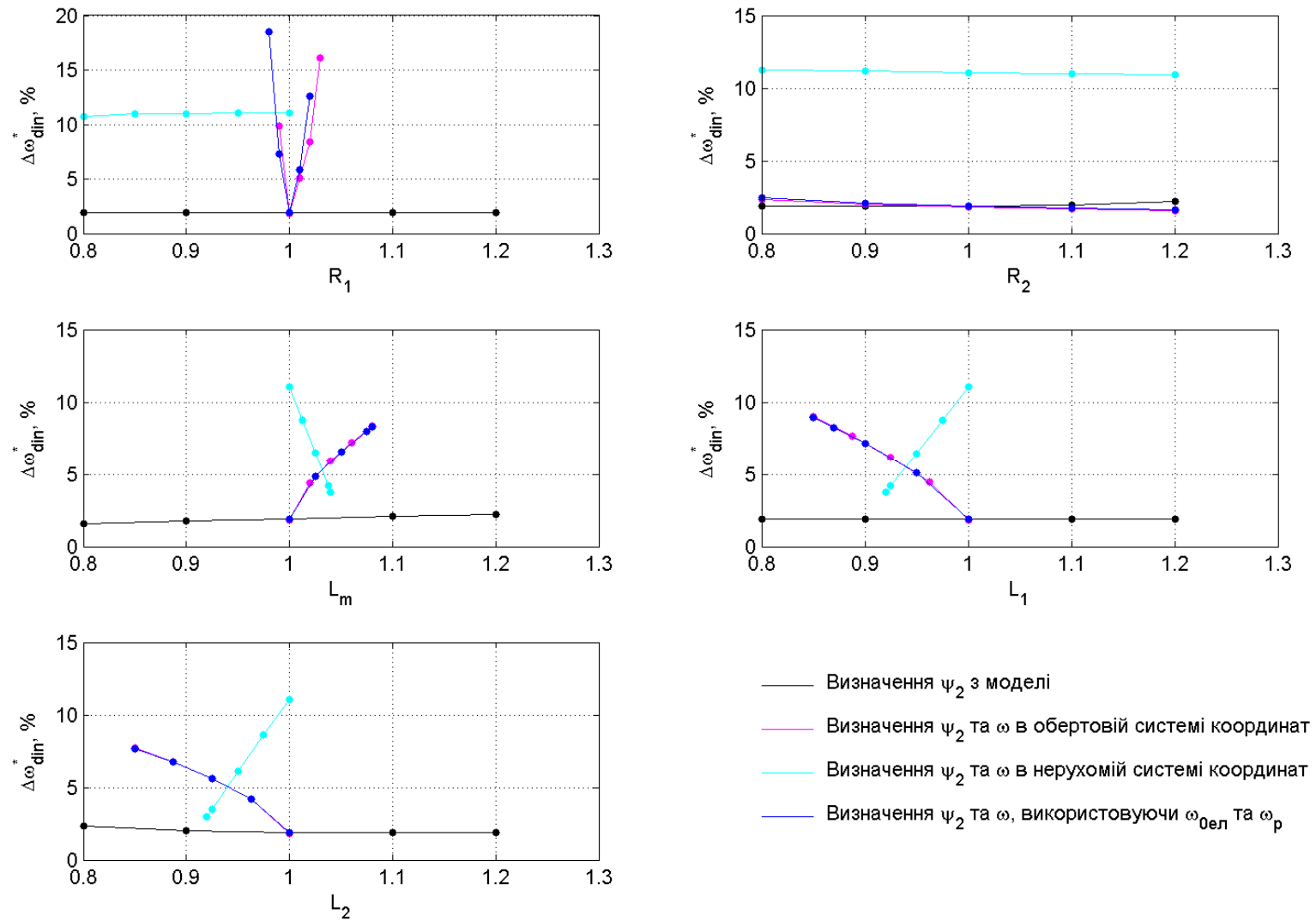


Рисунок 6.41 – Залежність $\Delta\omega_{din}^*$ від змінення параметрів

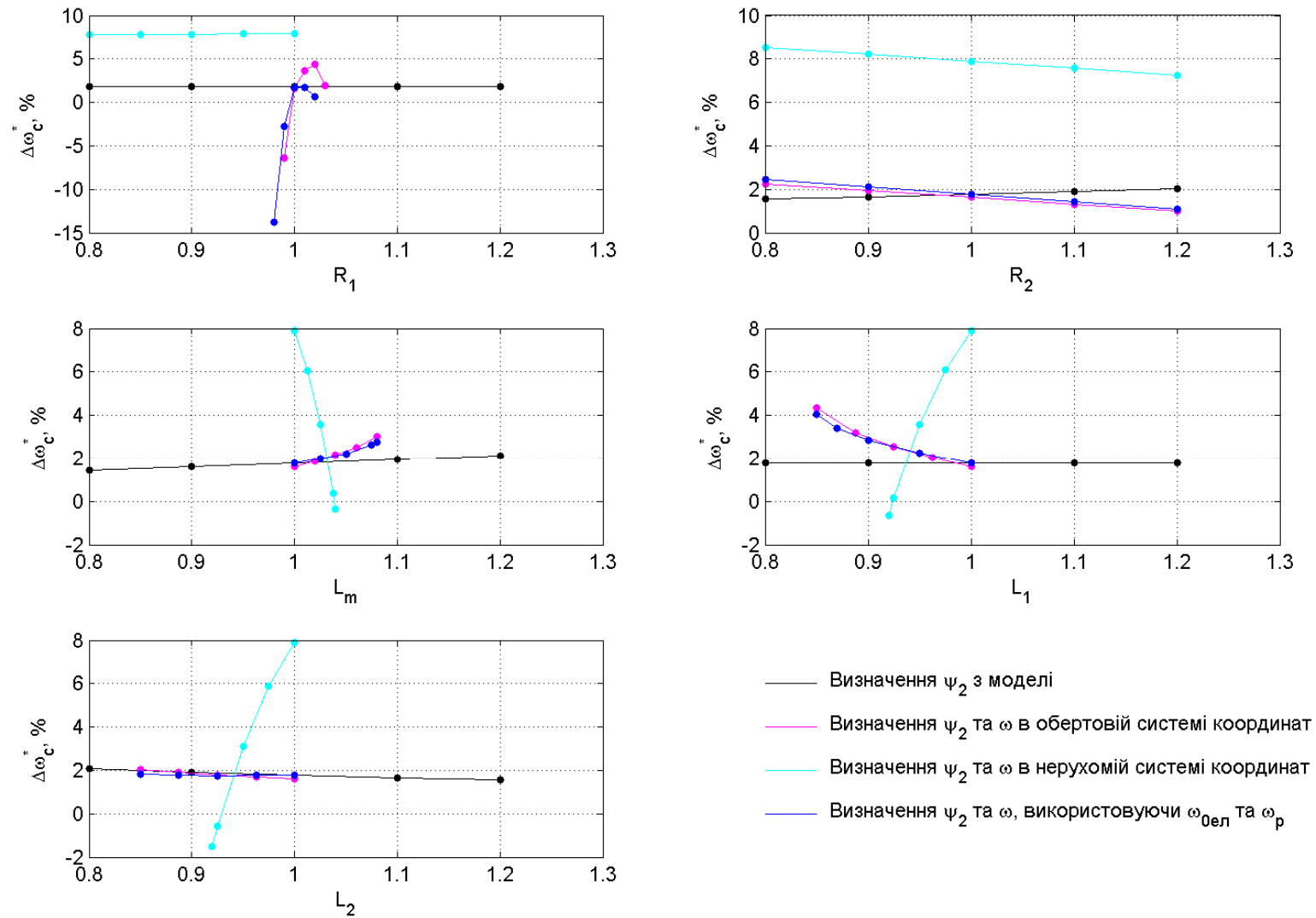
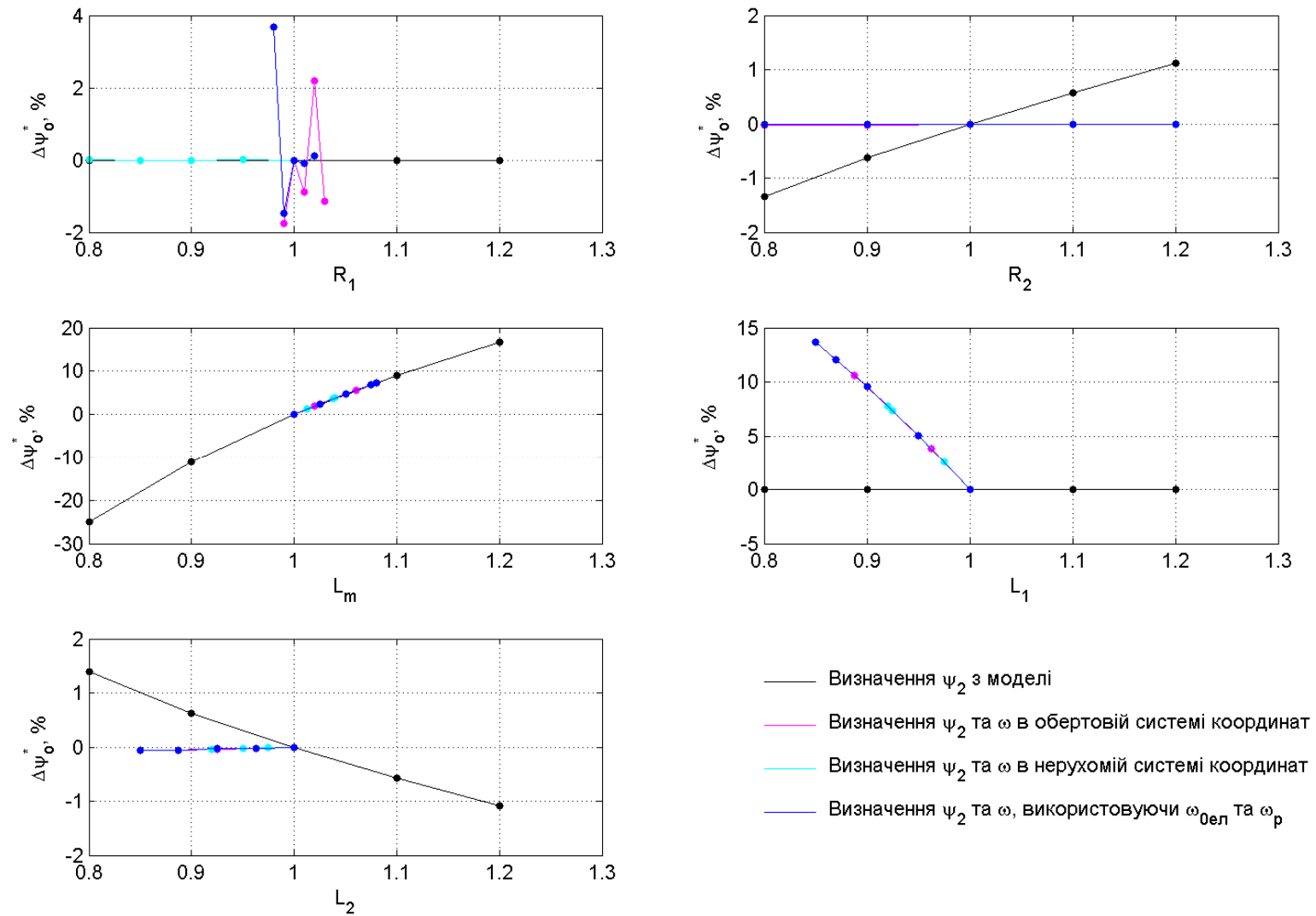
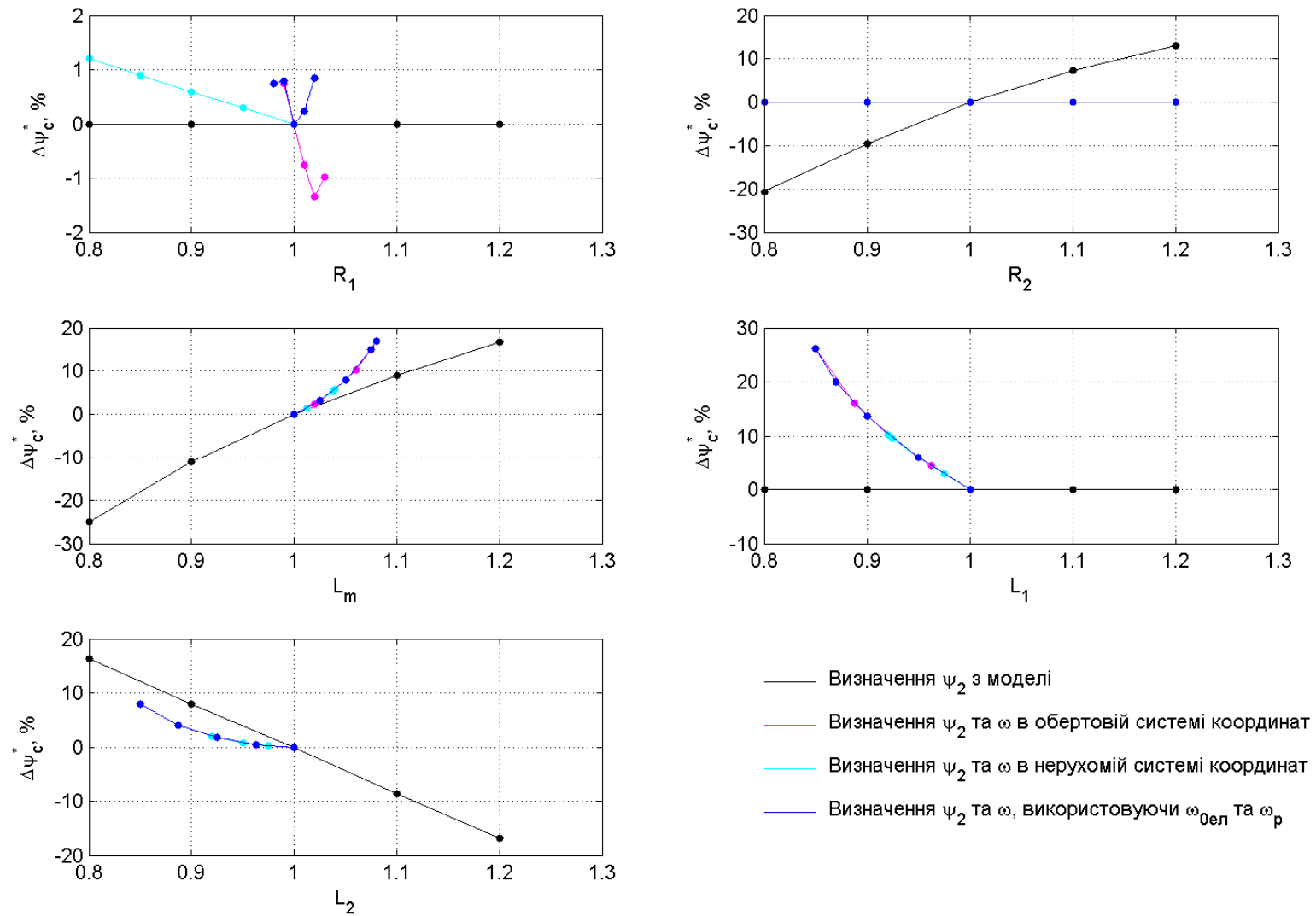


Рисунок 6.42 – Залежність $\Delta\omega_c^*$ від змінення параметрів

Рисунок 6.43 – Залежність $\Delta\psi_0^*$ від змінення параметрів

Рисунок 6.44 – Залежність $\Delta\psi_c^*$ від змінення параметрів

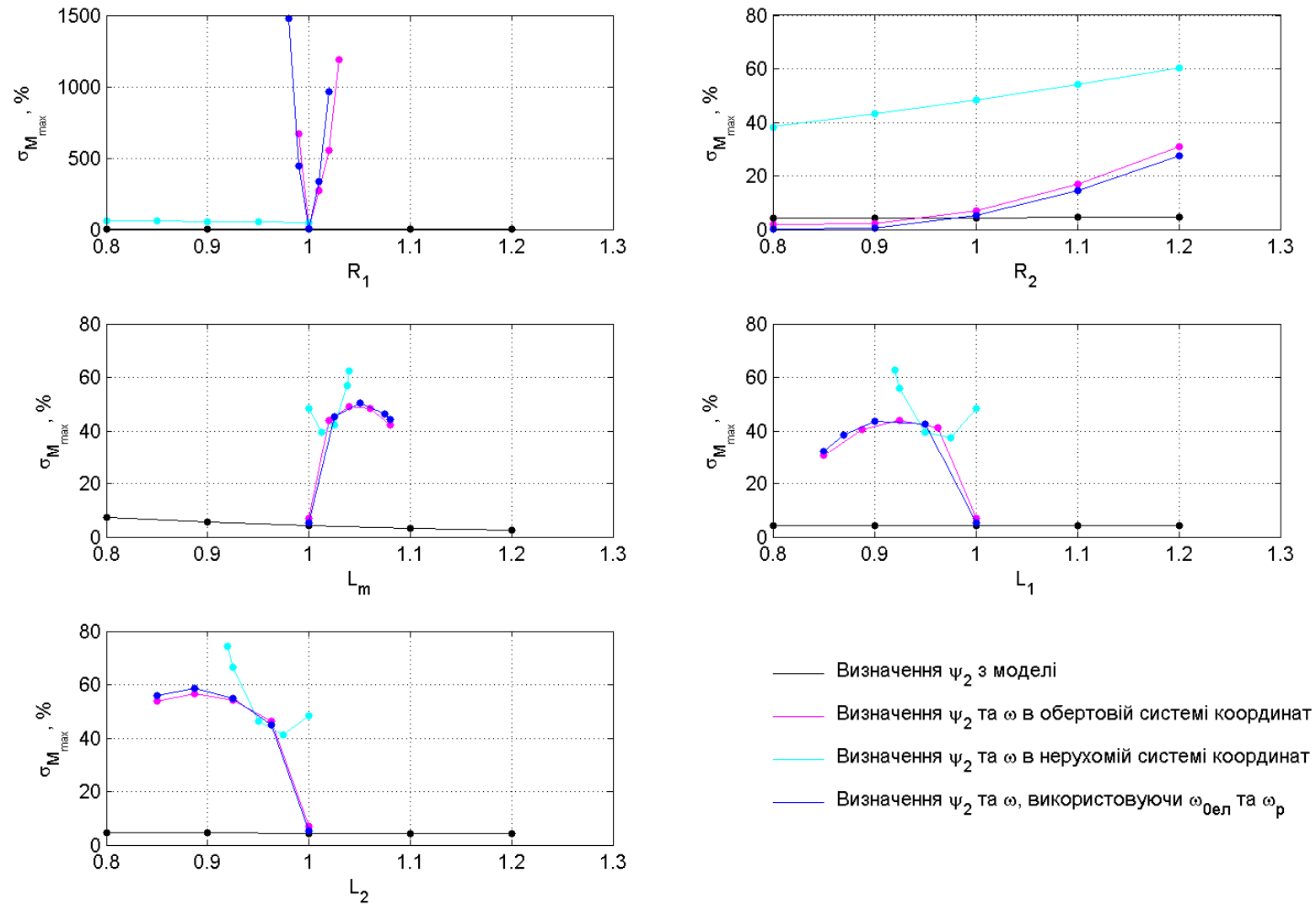


Рисунок 6.45 – Залежність перерегулювання процесу $M(t)$ при накиді навантаження від змінення параметрів

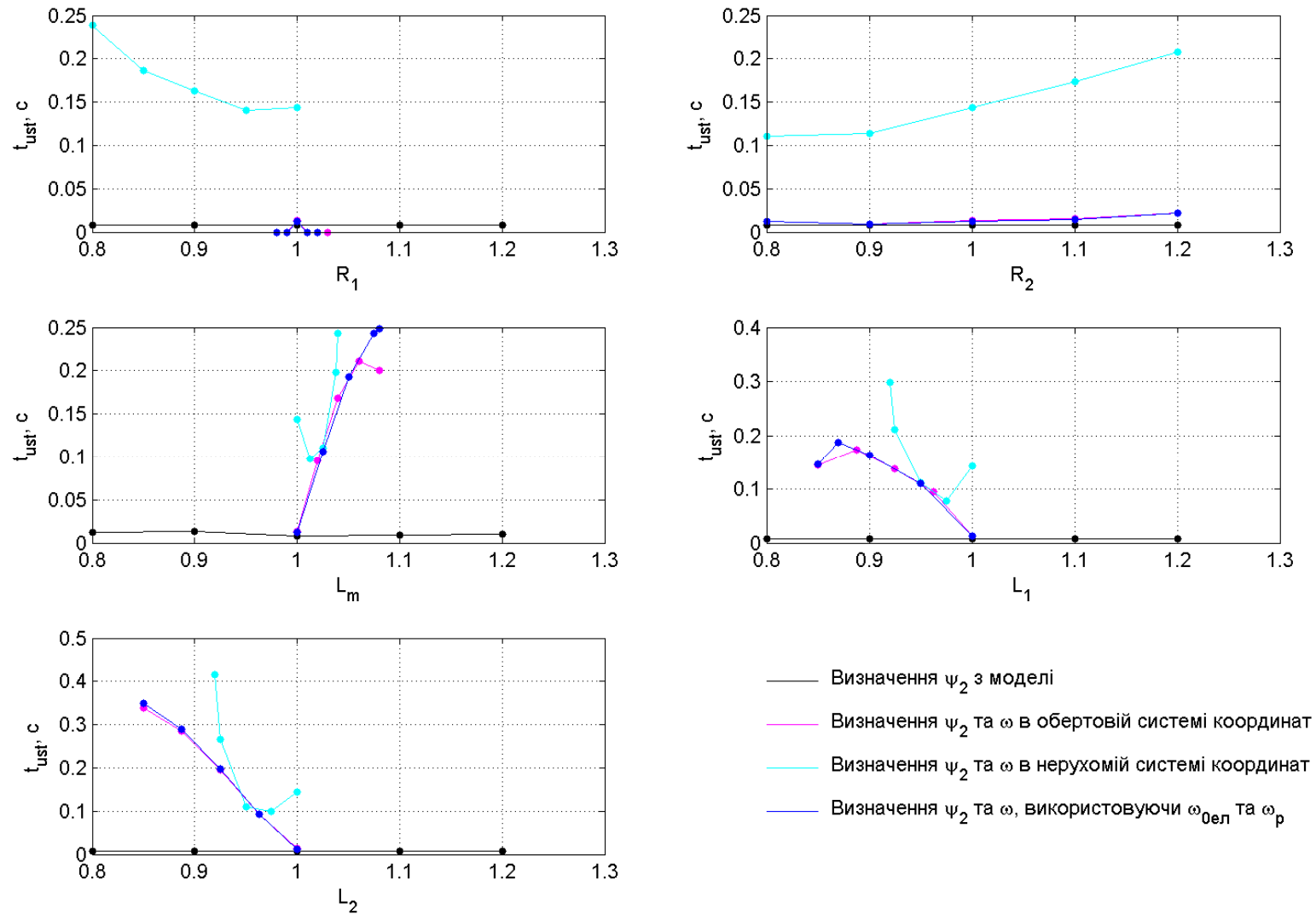


Рисунок 6.46 – Залежність часу встановлення моменту при накиді навантаження від змінення параметрів

ВИСНОВКИ

1. Створено математичну модель АМ з використанням сепаратних тривісних просторових координат та в координатах стану “ $I_1 - \psi_2$ ”.

2. Синтезовано систему векторного керування АМ за статором зі стабілізацією ψ_2 .

3. Розроблена та досліджена система векторного керування без давача потокозчеплення. Сигнал ψ_2 розраховується з моделі потоку в системі координат пов'язаній з потоком.

4. Розроблені три системи векторного керування без давачів швидкості та потоку. В яких швидкість і потокозчеплення визначається за моделлю двигуна. Варіанти реалізації моделі двигуна, які були розроблені та дослідженні:

- система з визначенням швидкості та потоку в обертовій системі координат;

- система з визначенням швидкості та потоку в нерухомій системі координат;

- система з визначенням швидкості та потоку, використовуючи частоту $\omega_{0ел}$ в нерухомій системі, та частоту ω_p в обертовій системі координат.

5. Досліджені показники якості систем векторного керування без давачів швидкості та потокозчеплення. Виявлені недоліки цих систем, а саме сильний вплив неточності параметрів АМ на якість систем, на сам перед від R_1 . Що красномовно проявляється в утраті стійкості системи в разі суттєвого відхилення цього параметру в моделі з використанням обертової системи координат та в моделі з використанням обертової та нерухомої системи координат.

Система з використанням нерухомої системи координат немає такої залежності від параметру R_1 , враховуючи цю та інші переваги даної системи, які були приведені в аналізі, саме ця система була рекомендована для використання.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006.
2. Електромеханічні процеси в асинхронному електроприводі: навчальний посібник / І. С. Шевченко, Д. І. Морозов. – Алчевськ:ДонДТУ, 2009. – 349 с.
3. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. Изд. 6-е, исправленное. – М. : «Энергия», 1977. – 432 с.
4. Пересада С.М., Серода А.Н. Новый алгоритм идентификации электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка // Техн. електродинаміка. – 2005. – № 5. – С. 32–40.
5. Пересада С. М. Робастное косвенное векторное управление скоростью асинхронного двигателя с ориентацией по вектору потокосцепления статора: теоретический анализ и результаты экспериментального тестирования / С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, А. Ю. Онанко, А. Б. Воронко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. - 2014. - Вип. 4. - С. 10-17.
6. Пересада С. М. Векторне керування моментом асинхронного двигуна, адаптивне до варіацій активних опорів статора і ротора, побудоване на основі нелінійного принципу розділення / С. М. Пересада, М. А. Коноплінський, В. М. Трандафілов // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. - 2014. - Вип. 39. - С. 44-51.
7. Пересада С. М. Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток / С. М. Пересада, С. С. Дымко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. - 2011. - № 3. - С. 28-31.
8. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Онанко А.Ю. Семейство алгоритмов отработки момента-потока асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора // Электротехнические и компьютерные системы. – 2011. – Вып. 3/2011 (79). – С. 25–27.

Додаток А

Скрипт-програми в пакеті MATLAB

А.1 Розрахунок параметрів асинхронного двигуна

```

% 4A132S6Y3
Pn=5.5e3
n0=1000
kpdn=0.85
U1f=220;
cosFn=0.80
sn=3.3/100

Xmu=1.9
R11=0.067
X11=0.072
R211=0.041
X211=0.11
Jr=0.04

p_p=3000/n0
nn=n0*(1-sn)
wn=nn*2*pi/60
Mn=Pn/wn

I1n=Pn/(3*U1f*kpdn*cosFn)
Rb=U1f/I1n
Xb=Rb

xm=1.5*Xmu*Xb
x1=(2*X11*Xmu/(Xmu+sqrt(Xmu^2+4*X11*Xmu)))*Xb
x2=X211*Xb
R1=R11*x1/X11
R2=R211*Rb

w0e=2*50*pi
xs=x1+xm
xr=x2+xm

Lm=xm/w0e
L1=xs/w0e
L2=xr/w0e
k1=Lm/L1
k2=Lm/L2

sigma=(L1*L2-(Lm^2))/(L1*L2)
J=Jr*3
Ufm=U1f*sqrt(2)
wc=w0e
Uc1=380
M12=(2/3)*Lm

T1=L1/R1
T2=L2/R2

% --- optimizacija ---
mYrn=0.9313;
Kp=Ufm*1.2;
% 1) kontur toka

```

```

Tu=0.001;
R=R1+k2^2*R2;
L=sigma*L1;
Te=L/R
Kpri=Te/(2*Tu*Kp*(1/R))
Kiri=Kpri/Te

% 2) kontur potoka
Kpry=T2/(4*Tu*k1*R1*T2)
Kiry=Kpry/T2
tpy=0.2

% 3) kontur skorosti
Kprw=J/(4*Tu*(3/2)*p_p*k2*mYrn)
Kirw=0
tpw=0.5

Ls1=x1/w0e
Ls2=x2/w0e
Tfil=1000
R1_nb=R1
R2_nb=R2
Lm_nb=Lm
L1_nb=L1
L2_nb=L2
k1_nb=Lm_nb/L1_nb
k2_nb=Lm_nb/L2_nb
sigma_nb=(L1_nb*L2_nb-(Lm_nb^2))/(L1_nb*L2_nb)
T1_nb=L1_nb/R1_nb
T2_nb=L2_nb/R2_nb

```

A.2 Побудова графіків перехідних процесів

```

clear
lim_m = [
    0 3.2;
    0 1.5;
    1.5 1.7;
    2 3.2];
filename_ar = {'full', 'razgon', 'nagruzka', 'torm'};
run('param3');
sim('vec_1');
mkdir('class_vec')
for i=1:length(lim_m)
    XL = lim_m(i, :);
    figure(1)
    set(1, 'color', 'white', 'Position', [119 134 1488 761]);
    set(1, 'PaperPosition', [1 1 28 19]);
    subplot(3,2,1)
    plot(t_md, I1_md)
    grid on
    ylabel('I_1, A')
    xlim(XL)

    subplot(3,2,2)
    plot(t_md, I2_md)
    grid on
    ylabel('I_2, A')
    xlim(XL)

    subplot(3,2,3)
    plot(t_md, Y1_md)
    grid on
    ylabel('\psi_1, Vb')
    xlim(XL)

    subplot(3,2,4)
    plot(t_md, Y2_md)
    grid on
    xlabel('t, c')
    ylabel('\psi_2, Vb')
    xlim(XL)

    subplot(3,2,5)
    plot(t_md, U1_md)
    grid on
    xlabel('t, c')
    ylabel('U_1, V')
    xlim(XL)
    save_str = ['class_vec\'e1_' filename_ar{i}];
    saveas(gcf, save_str)
    saveas(gcf, save_str, 'png')

    figure(2)
    set(2, 'color', 'white', 'Position', [119 134 1488 761]);

    subplot(2,1,1)
    plot(t_md, w_md)
    grid on
    ylabel('\omega, c^{-1}')
    xlim(XL)

    subplot(2,1,2)

```

```

    plot(t_md,Me_md)
    grid on
    xlabel('t, c')
    ylabel('M_e, N*m')
    xlim(XL)
    save_str = ['class_vec\'meh_' filename_ar{i}];
    saveas(gcf, save_str)
    saveas(gcf, save_str, 'png')
end
close all

run('classv');
clear

param_var = {
[1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 0.8 0.9 1.1 1.2]

[1 0.99 1.01 1.02 1.03;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 1.02 1.04 1.06 1.08;
1 0.85 0.8875 0.925 0.9625;
1 0.85 0.8875 0.925 0.9625]

[1 0.8 0.85 0.9 0.95;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 1.0125 1.025 1.0375 1.04;
1 0.92 0.925 0.95 0.975;
1 0.92 0.925 0.95 0.975]

[1 0.98 0.99 1.01 1.02;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 1.025 1.05 1.075 1.08;
1 0.85 0.87 0.9 0.95;
1 0.85 0.8875 0.925 0.9625]

};

alldata_s = struct;
param_title = {'R1' 'R2' 'Lm' 'L1' 'L2'};
mode_name = {'vec_2' 'vec_3' 'vec_4' 'vec_5'};
% 1 - on, 0 - off
mode_on_off = [1 1 1 1];
color_ar = {'b' 'm' 'c' 'r' 'g'};
XL =[0 3.2];

% figura dlya el proc
figure(3)
set(3,'color','white','Position',[119 134 1488 761]);
set(3,'PaperPosition', [1 1 28 19]);
% figura dlya meh proc
figure(4)
set(4,'color','white','Position',[119 134 1488 761]);
set(4,'PaperPosition', [1 1 28 19]);

% kolichestvo modeley
for ii=1:length(mode_name)

```

```

if mode_on_off(ii) == 0
continue
end

% delaem papku
mkdir([mode_name{ii} '/el'])
mkdir([mode_name{ii} '/meh'])
% kolichestvo parametrov
for jj=1:5
% varianti parametra
for zz=1:5

run('param3');
param_orig_v=[R1_nb R2_nb Lm_nb L1_nb L2_nb];
param_select = param_var{ii}(jj,:);
param_orig_v(jj)=param_orig_v(jj)*param_select(zz);
R1_nb=param_orig_v(1);
R2_nb=param_orig_v(2);
Lm_nb=param_orig_v(3);
L1_nb=param_orig_v(4);
L2_nb=param_orig_v(5);
k1_nb=Lm_nb/L1_nb;
k2_nb=Lm_nb/L2_nb;
sigma_nb=(L1_nb*L2_nb-(Lm_nb^2))/(L1_nb*L2_nb);
T1_nb=L1_nb/R1_nb;
T2_nb=L2_nb/R2_nb;
sim(mode_name{ii})

if zz == 1 && jj == 1
data_str = [mode_name{ii} '_nom'];
alldata_s.(data_str) = {mY2_md(15000), mY2_md(20000),
w_md(15001:20000,1), Me_md(15001:20000,1)};
elseif zz > 1
data_str = [mode_name{ii} '_' param_title{jj} '_' num2str(zz)];
alldata_s.(data_str) = {mY2_md(15000), mY2_md(20000),
w_md(15001:20000,1), Me_md(15001:20000,1)};
end

xstr2 = 't, c';
ss = 2;

if ii > 1
figure(4)

subplot(3,3,[7 8])
plot(t_md,w_md_nb, color_ar{zz})
grid on
xlabel('t, c')
ylabel('\omega_s, c^{-1}')
xlim(XL)
ylim([0 140])
hold on

subplot(3,3,9)
plot(t_md,w_md_nb, color_ar{zz})
grid on
xlabel('t, c')
xlim([1.5 2])
ylim([90 110])
hold on

xstr2 = '';
ss = 3;
end

figure(3)

```

```

subplot(3,2,1)
plot(t_md,mI1_md, color_ar{zz})
grid on
ylabel('|I_1|, A')
xlim(XL)
hold on

subplot(3,2,2)
plot(t_md,mI2_md, color_ar{zz})
grid on
ylabel('|I_2|, A')
xlim(XL)
hold on

subplot(3,2,3)
plot(t_md,mY1_md, color_ar{zz})
grid on
ylabel('|psi_1|, Vb')
xlim(XL)
hold on

subplot(3,2,4)
plot(t_md,mY2_md, color_ar{zz})
grid on
ylabel('|psi_2|, Vb')
xlim(XL)
hold on

subplot(3,2,5)
plot(t_md,mU1_md, color_ar{zz})
grid on
xlabel('t, c')
ylabel('|U_1|, V')
xlim(XL)
hold on

subplot(3,2,6)
plot(t_md,mY2_md_nb, color_ar{zz})
grid on
xlabel('t, c')
ylabel('|psi_2|_s, Vb')
xlim(XL)
hold on

figure(4)
subplot(ss,3,[1 2])
plot(t_md,w_md, color_ar{zz})
grid on
ylabel('\omega, c^{-1}')
xlim(XL)
ylim([0 140])
hold on

subplot(ss,3,3)
plot(t_md,w_md, color_ar{zz})
grid on
xlim([1.5 2])
ylim([90 110])
hold on

subplot(ss,3,[4 5])
plot(t_md,Me_md, color_ar{zz})
grid on

```

```
    xlabel(xstr2)
    ylabel('M_e, N*m')
    xlim(XL)
    hold on

    subplot(ss,3,6)
    plot(t_md,Me_md, color_ar{zz})
    grid on
    xlabel(xstr2)
    xlim([1.5 2])
    hold on
end

save_str1 = [mode_name{ii} '\' 'el' '\' param_title{jj}];
save_str2 = [mode_name{ii} '\' 'meh' '\' param_title{jj}];
saveas(3, save_str1)
saveas(3, save_str1, 'png')
saveas(4, save_str2)
saveas(4, save_str2, 'png')
clf(3)
clf(4)
end
end
% sohranyaem dannie
save('alldata.mat', 'alldata_s')
close all
```

A.3 Побудова графіків показників якості систем

```

% step size 0.0001
% vrema nabrosa 1.5
% vrema sbrosa 2

clear
load('alldata.mat')

mYrn=0.9313;
wn=101.2640;
Mn=54.3135;

param_title = {'R1' 'R2' 'Lm' 'L1' 'L2'};
mode_name = {'vec_2' 'vec_3' 'vec_4' 'vec_5'};
save_struct = struct;
%mode
for ii=1:4
%param
for jj=1:5
    save_ar = zeros(5,6);
%param variation
for zz=1:5
    get_str = [mode_name{ii} '_nom'];
if zz > 1
    get_str = [mode_name{ii} '_' param_title{jj} '_' num2str(zz)];
end

% |Y2| pusk ust
    mYrn_pu = (mYrn - alldata_s.(get_str){1}) / mYrn * 100;
% |Y2| nagruzka ust
    mYrn_nu = (mYrn - alldata_s.(get_str){2}) / mYrn * 100;
% w nagruzka ust
    w_nu = (wn - alldata_s.(get_str){3}(end)) / wn * 100;
% w nagruzka min
    w_nm = (wn - min(alldata_s.(get_str){3})) / wn * 100;
% M nagruzka max
    M_nm = -(Mn - max(alldata_s.(get_str){4})) / Mn * 100;

% t ust
    M_v = alldata_s.(get_str){4};
    M_v_c = M_v(end) < Mn*0.95 || M_v(end) > Mn*1.05;
for i=length(M_v):-1:1
if M_v_c == 1
% 0 - ne ustanovilsya
    t_ust = 0;
break
elseif M_v(i) >= Mn*0.95 && M_v(i) <= Mn*1.05;
continue
end
    ind_ust = i + 1;
    time_t = ind_ust - 1;
    t_ust = time_t * 0.0001;
break
end

    save_ar(zz, :) = [mYrn_pu mYrn_nu w_nu w_nm M_nm t_ust];
end

    get_var_str = [mode_name{ii} '_' param_title{jj}];
    save_struct.(get_var_str) = save_ar;
end
end

```



```

% Stroim grafiki

param_var = {
%vec_2
[1 0.8 0.9 1.1 1.2; %R1
1 0.8 0.9 1.1 1.2; %R2
1 0.8 0.9 1.1 1.2; %Lm
1 0.8 0.9 1.1 1.2; %L1
1 0.8 0.9 1.1 1.2] %L2
%vec_3
[1 0.99 1.01 1.02 1.03;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 1.02 1.04 1.06 1.08;
1 0.85 0.8875 0.925 0.9625;
1 0.85 0.8875 0.925 0.9625]
%vec_4
[1 0.8 0.85 0.9 0.95;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 1.0125 1.025 1.0375 1.04;
1 0.92 0.925 0.95 0.975;
1 0.92 0.925 0.95 0.975]
%vec_5
[1 0.98 0.99 1.01 1.02;
1 0.8 0.9 1.1 1.2;
1 1.025 1.05 1.075 1.08;
1 0.85 0.87 0.9 0.95;
1 0.85 0.8875 0.925 0.9625]

};

param_title2 = {'Y2_pusk_ust', 'Y2_nagr_ust', 'w_nagr_ust', 'w_nagr_min'...
'M_nagr_max', 't_ust'};

color_ar = {'b' 'm' 'c' 'g'};
y_label_ar = {'\Delta\psi_{o}^{*}', %'\Delta\psi_{c}^{*}', %'...
'\Delta\omega_{c}^{*}', %'\Delta\omega_{din}^{*}', %'...
'\sigma_{M_{max}}', %'t_{ust}', c'};

mkdir('grafiki_p2')

for ii=1:6
    figure(1)
    set(1, 'color', 'white', 'Position', [119 134 1488 761]);
    set(1, 'PaperPosition', [1 1 28 19]);
for jj=1:4

        R1_vec = sort(param_var{jj}(1,:));
        R1_ind = find(R1_vec==1);
if R1_ind == 1
            vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_R1'])(:,ii)';
            vec_y = vec_orig;
else
            vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_R1'])(:,ii)';
            vec_y = [vec_orig(2:R1_ind) vec_orig(1)
vec_orig(R1_ind+1:length(vec_orig))];
end
            subplot(3,2,1)
            plot(R1_vec, vec_y, color_ar{jj}, R1_vec, vec_y, ['. ' color_ar{jj}],
'MarkerSize', 14)
            grid on
            xlabel('R_1')

```

```

        ylabel(y_label_ar{ii})
        hold on

        R2_vec = sort(param_var{jj}(2,:));
        R2_ind = find(R2_vec==1);
    if R2_ind == 1
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_R2'](:,ii));
        vec_y = vec_orig;
    else
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_R2'](:,ii));
        vec_y = [vec_orig(2:R2_ind) vec_orig(1)
vec_orig(R2_ind+1:length(vec_orig))];
    end

        subplot(3,2,2)
        plot(R2_vec, vec_y, color_ar{jj}, R2_vec, vec_y, ['. ' color_ar{jj}],
'MarkerSize', 14)
        grid on
        xlabel('R_2')
        ylabel(y_label_ar{ii})
        hold on

        Lm_vec = sort(param_var{jj}(3,:));
        Lm_ind = find(Lm_vec==1);
    if Lm_ind == 1
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_Lm'](:,ii));
        vec_y = vec_orig;
    else
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_Lm'](:,ii));
        vec_y = [vec_orig(2:Lm_ind) vec_orig(1)
vec_orig(Lm_ind+1:length(vec_orig))];
    end

        subplot(3,2,3)
        plot(Lm_vec, vec_y, color_ar{jj}, Lm_vec, vec_y, ['. ' color_ar{jj}],
'MarkerSize', 14)
        grid on
        xlabel('L_m')
        ylabel(y_label_ar{ii})
        hold on

        L1_vec = sort(param_var{jj}(4,:));
        L1_ind = find(L1_vec==1);
    if L1_ind == 1
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_L1'](:,ii));
        vec_y = vec_orig;
    else
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_L1'](:,ii));
        vec_y = [vec_orig(2:L1_ind) vec_orig(1)
vec_orig(L1_ind+1:length(vec_orig))];
    end

        subplot(3,2,4)
        plot(L1_vec, vec_y, color_ar{jj}, L1_vec, vec_y, ['. ' color_ar{jj}],
'MarkerSize', 14)
        grid on
        xlabel('L_1')
        ylabel(y_label_ar{ii})
        hold on

        L2_vec = sort(param_var{jj}(5,:));
        L2_ind = find(L2_vec==1);
    if L2_ind == 1
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_L2'](:,ii));
        vec_y = vec_orig;
    else
        vec_orig = save_struct.([mode_name{jj} '_L2'](:,ii));

```

```

        vec_y = [vec_orig(2:L2_ind) vec_orig(1)
vec_orig(L2_ind+1:length(vec_orig))];
end
        subplot(3,2,5)
        plot(L2_vec, vec_y, color_ar{jj}, L2_vec, vec_y, ['. ' color_ar{jj}],
'MarkerSize', 14)
        grid on
        xlabel('L_2')
        ylabel(y_label_ar{ii})
        hold on
end
        subplot(3,2,6)
        xx = [0 0.4];
        plot(xx, [4 4], color_ar{1}, xx, [3 3], color_ar{2}, xx, [2 2],
color_ar{3}, xx, [1 1], color_ar{4})
        text(0.5, 4, 'Визначення \psi_{2} з моделі')
        text(0.5, 3, 'Визначення \psi_{2} та \omega в обертовій системі координат')
        text(0.5, 2, 'Визначення \psi_{2} та \omega в нерухомій системі координат')
        text(0.5, 1, 'Визначення \psi_{2} та \omega, використовуючи \omega_{0ел} та
\omega_{p}')
        xlim([0 4]);
        ylim([0 5]);
        set(gca, 'Visible', 'off')
        save_str = [ 'grafiki_p2'\ ' param_title2{ii}];
        saveas(1, save_str)
        saveas(1, save_str, 'png')
        clf(1)
end
close all

```