

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ФІЛОМЕНКО АНТОН АНАТОЛІЙОВИЧ

УДК 621.313.8

ДИСЕРТАЦІЯ
БЕЗКОНТАКТНИЙ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИЙ ДВИГУН
ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

05.09.01 – електричні машини і апарати

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

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



А.А. Філоменко

Науковий керівник – Антонов Олександр Євгенович, доктор технічних наук

Петухов Ігор Сергійович, доктор технічних наук

Київ – 2021

АНОТАЦІЯ

Філоменко А.А. Безконтактний магнітоелектричний двигун зворотно-обертального руху. – Кваліфікаційна робота на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.01 «Електричні машини і апарати». – Інститут електродинаміки Національної академії наук України, Київ, 2021 р.

У дисертаційній роботі вирішується важлива наукова задача розробки принципів побудови безконтактних магнітоелектричних двигунів (БМД) зворотно-обертального руху малої потужності, а також принципів активної компенсації реактивного знакозмінного моменту основного ротора БМД зворотно-обертального руху шляхом формування синхронного і протифазного моменту за допомогою допоміжного компенсуючого ротора, що дозволяє мінімізувати негативний вплив механічних вібрацій на корпус електромеханічного приладу.

Важливими факторами, що визначають раціональний вибір електромеханічних структур для реалізації зворотно-обертального руху, є задані діапазони у яких необхідно змінювати амплітуду кута та частоту механічних коливань виконавчого елемента. При цьому розробка таких структур передбачає, з однієї сторони, розробку спеціальних структур електричних двигунів, з іншої сторони, необхідно забезпечити реалізацію режимів формування траєкторій зворотно-обертального руху. Раціональне рішення для реалізації такого руху в обмеженому діапазоні механічних коливань, не більше як 40 градусів та їхньої частоти до 100 Гц за умови мінімізації маси, габаритних розмірів двигуна та енергоспоживання, досягається шляхом створення спеціалізованого безконтактного магнітоелектричного двигуна з пружним зв'язком між статором і ротором. Завдяки реалізації коливального руху ротора, виконавчий елемент встановлюється безпосередньо на вал двигуна, що дозволяє змінювати амплітуду та частоту механічних коливань ротора шляхом зміни ам-

плітуди та частоти струму статорних обмоток без застосування допоміжних механічних перетворювачів руху.

Розроблено структуру БМД зворотно-обертального руху, що складається з корпусу, у якому встановлюється циліндричний безпазовий магнітопровід, а також два підшипники, в яких встановлюється вал ротора з двополюсним постійним магнітом та виконавчим елементом. На внутрішній поверхні магнітопроводу у повітряному зазорі розташовані дві симетричні котушки статорної обмотки, а у проміжку між ними встановлюється допоміжний постійний магніт таким чином, щоб його вісь намагнічування і вісь намагнічування ротору лежали в одній площині. Через взаємодію магніту статора з магнітом ротора реалізується пружний зв'язок між статором та ротором, крім того, ротор примусово орієнтується в положенні, коли його полюси розташовуються навпроти активних частин обмотки. При відсутності струму в обмотці статора ротор знаходиться у положенні стійкої рівноваги, а при підключенні її до джерела живлення виникає електромагнітний момент, який виводить ротор з положення стійкої рівноваги і відхиляє його на кут при якому електромагнітний момент обмотки врівноважить момент магнітної взаємодії ротора з магнітом статора.

Одним із основних питань при створенні нових структур електромеханічних систем з висококоерцитивними постійними магнітами, до якої належить БМД зворотно-обертального руху, є вибір такої геометрії постійних магнітів, довжини повітряного проміжку та просторового положення токових контурів при яких досягається максимум електромагнітного моменту на одиницю споживаної електроенергії. Тому для обраної структури БМД було проведено структурну та параметричну оптимізацію геометрії двигуна. З метою узагальнення отриманих результатів всі розрахунки проводились у відносних одиницях, що дозволяє використовувати їх не тільки до розглянутої структури БМД, але і для інших аналогічних структур електромеханічних систем. В результаті проведеної процедури оптимізації було встановлено аналітичні співвідношення між геометричними параметрами елементів магнітної систе-

ми БМД зворотно-обертального руху при забезпеченні максимуму електромагнітного моменту на одиницю споживаної електроенергії. Зокрема, отримано оптимальний кутовий параметр активної фазної зони статорної обмотки керування статора в залежності від співвідношення довжини магніту ротора до його діаметру та встановлено значення оптимального повітряного проміжку залежно від діаметру ротора при відсутності центрального отвору в магніті для валу двигуна та його наявності.

Принциповою особливістю пристроїв із зворотно-обертальним рухом виконавчого елемента є механічний вплив реактивних знакозмінних моментів основного виконавчого ротора на статорну систему та корпус приладу. Якщо такий пристрій утримується в руках, вібрації корпусу передаються на руки людини, яка з ним працює, створюючи небезпеку отримання професійного захворювання. Для усунення негативного впливу вібрацій запропоновано і реалізовано спосіб, суть якого полягає в активному придушенні коливань корпусу шляхом введення до складу приладу другої структурно ідентичної приводної системи, ротор якої коливається синхронно, але протифазно до першого ротора. В результаті взаємного віднімання знакозмінних реактивних моментів сумарний вплив на корпус приладу зникає. У такий спосіб інколи вдається не тільки покращити ергономічні характеристики ручного інструменту, але і розширити їх можливості, встановивши на валу другого ротору додатковий виконавчий елемент.

БМД зворотно-обертального руху є спеціальною електричною машиною, живлення якої відбувається від нестандартного перетворювача електричної енергії і його параметри безпосередньо впливають на вихідні характеристики двигуна. Тому в роботі частково розглянуті питання формування керуючої напруги обмоток статора та вплив форми сигналів на вихідні параметри БМД. Для дослідження режимів роботи двигуна розроблено математичну модель його динамічного стану, побудовану з використанням інтегрального принципу Гамільтона, наслідком якого є диференціальне рівняння Ейлера-Лагранжа. Модель дає можливість досліджувати електромеханічні характе-

ристики двигуна на основній частоті змінного струму і отримати частотні залежності амплітуди кута коливань ротора та діючого значення струму статора.

В результаті дослідження електромеханічної характеристики БМД зворотно-обертального руху, було виявлено нелінійний характер залежностей амплітуди коливань ротора, діючого значення струму та амплітуди змінної напруги статора від значення частоти механічних коливань. Встановлено, що БМД може функціонувати або в режимі обмеження амплітуди кута коливань ротора у низькочастотній частині робочого діапазону, або в режимі обмеження струму в високочастотній частині цього діапазону. Для оцінки якості режимів роботи БМД запропоновано використовувати такий показник ефективності, як відношення амплітуди коливань до квадрату діючого значення струму статора, а також амплітуду кутової швидкості. Це дозволило обирати режими зворотно-обертального руху або за умов мінімальних втрат в обмотці, або шляхом реалізації форсованого режиму. Організацію таких режимів можна, як показали дослідження, здійснити шляхом формування напруги статора синусоїдальної або прямокутної форм.

Розроблено підхід до формування функціональних частотних залежностей амплітуди та параметрів форми змінної напруги статора. При цьому стає можливою реалізація режимів зворотно-обертального руху ротора за умови забезпечення максимуму одного з показників ефективності режимів роботи двигуна у розімкненій системі, без будь якого контролю параметрів руху двигуна, що дозволило мінімізувати апаратну частину системи керування.

Досліджено амплітудні та фазові частотні характеристики БМД зворотно-обертального руху, що працює на частоті живлення змінного струму. З урахуванням частотних характеристик встановлено співвідношення для розрахунку параметрів регуляторів амплітуди кута коливань ротора та діючого значення струму статора в залежності від величини частоти струму живлення, що дозволяє підвищити точність реалізації режимів зворотно-обертального руху із заданими параметрами.

Розроблено структури двороторного БМД зворотно-обертального руху та, за аналогією з однороторним двигуном, створено математичну модель його динамічного стану з урахуванням взаємодії між роторами. Запропоновано принципи векторного керування допоміжним ротором шляхом зміни амплітуди та фазового зсуву змінного струму статора допоміжної обмотки відносно струму статора основної обмотки для реалізації режиму активної компенсації реактивного знакозмінного моменту основного ротора в заданому діапазоні частоти механічних коливань та механічного навантаження, що змінюється.

З метою перевірки адекватності математичних моделей та польових розрахунків отриманих за результатами досліджень, проведених з використанням програмного комплексу «COMSOL», також були створені фізичні моделі БМД та поставлено ряд дослідів для уточнення параметрів БМД і встановлення рівня адекватності математичного моделювання. Обробка отриманих дослідним шляхом результатів підтвердила збіг з розрахунковими показниками вихідних параметрів двигуна в межах 5 - 10 %.

Отримані результати є науковою основою для практичної побудови спеціалізованих БМД зворотно-обертального руху і їх застосування в різних типах електромеханічних приладів та інструментів. Запропоновані принципи побудови та структури зазначених двигунів, а також принципи регулювання величини компенсуючого моменту у двороторному двигуні були впроваджені при створенні приладів медичного призначення, що серійно випускаються Науково-виробничою фірмою «Елерон».

Ключові слова: магнітоелектричний безконтактний двигун, зворотно-обертальний рух, пружний зв'язок, компенсуючий ротор, електромеханічна характеристика, частотна характеристика.

Список публікацій здобувача

1. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Оптимизация геометрии беспазовых двигателей магнитоэлектрического типа с цилиндрическим ротором. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2010. Вип. 25. С. 54-58. (Особистий внесок – автором отримано аналітичні вирази оптимальних геометричних співвідношень системи збудження без пазового магнітоелектричного двигуна).
2. Антонов А.Е., Петухов И.С., Филоменко А.А. Магнитоэлектрический двигатель возвратно-вращательного движения с упругой связью ротора. *Технічна електродинаміка*. 2013. №1. С. 49–55. (Особистий внесок – побудована узагальнена математична модель варіаційним методом на основі рівнянь Лагранжа другого роду).
3. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Порошковые магнитопроводы для магнитоэлектрических машин. *Технічна електродинаміка*. 2014. №2. С. 44-46. (Особистий внесок – експериментально досліджено частотні залежності втрат на вихрові струми та гістерезис у магнітороводах, виготовлених з різних матеріалів).
4. Филоменко А.А. Двухроторная магнитоэлектрическая система возвратно-вращательного движения и её математическая модель. *Технічна електродинаміка*. 2014. №4. С. 114-116. (Особистий внесок – побудована узагальнена математична модель двигуна двороторної конструкції на основі рівнянь Лагранжа другого роду).
5. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Активная компенсация реактивных моментов в электрических машинах магнитоэлектрического типа. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 39. С. 20-24. (Особистий внесок – розроблено принцип роздільного керування двома роторами для компенсації негативної реакції на корпус двигуна).
6. Антонов А.Е., Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А. Компенсация реактивных моментов в электроприводе возвратно-вращательного движения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 51. С. 54-60

(Особистий внесок – брав участь у дослідженні системи керування двомотною системою для активної компенсації негативної реакції на корпус двигуна).

7. Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А., Лавриненко В.А., Михайлик Е.М. Исследование электромеханических характеристик бесконтактных магнитоэлектрических двигателей возвратно-вращательного движения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 47–51. (Особистий внесок – розрахунок електромеханічних характеристик двигуна).

8. Akinin K.P., Antonov A.E., Kireyev V.G., Filomenko A.A. Return-rotary motion control system of rotor of brushless magnetoelectric motor. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 55. С. 67–71. (Особистий внесок – досліджено метод розрахунку системи керування амплітудою коливання ротора двигуна на основі частотних характеристик розімкненої системи).

9. Akinin K.P., Kireyev V.G., Petukhov I.S., Filomenko A.A., Mihailik E.M. Frequency characteristics of brushless magnetoelectric motors of return-rotary motion. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 57. С. 73–80. (Особистий внесок – виконано розрахунок перехідних процесів регулювання амплітуди кута повороту ротора та діючого струму двигуна при різних формах керуючої напруги).

10. Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Филоменко А.А. Масажний пристрій: пат. 108726 Україна: МПК А61Н 23/00. № а201409696; заявл. 04.09.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10.

11. Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Филоменко А.А. Масажний пристрій: пат. 108725 Україна: МПК А61Н 23/00. № а201409695; заявл. 04.09.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10.

12. Филоменко А.А. Магнитоэлектрический двигатель возвратно-вращательного движения. *Проблеми підвищення ефективності електромеханічних перетворювачів в електроенергетичних системах*: зб. матеріалів конф. XII Міжнародної наук.-техн. конф., 23–27 вересня 2013 р. Севастополь, 2013. С. 120-122.

13. Филоменко А.А. Особенности двигателей возвратно-вращательного движения для привода ручного инструмента [Электронный ресурс]: Статті та тези доповідей за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. *Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики*. – Київ: ФЕА КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. С. 363-366. Режим доступу: <http://jour.fea.kpi.ua/issue/view/11926> – Міжнародний науково-технічний журнал молодих учених, аспірантів і студентів «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики».

14. Petukhov I.S., Akinin K.P., Filomenko A.A.. Influence of the Magnetic Field of the Overhang Parts of the Micromotor Winding on the Rotor Position Sensor. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, p.1-4.

ABSTRACT

Filomenko A.A. Brushless magnetoelectric motor of return-rotary motion. – Manuscript.

Thesis for a candidate of sciences degree of electrical engineering in the specialty 05.09.01 «Electric machines and apparatuses». – Institute of Electrical Dynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2021.

The dissertation addresses the important scientific task of developing principles for the construction of low-power brushless magnetoelectric motor (BMM) for return-rotary motion, as well as the principles of active compensation of the reactive alternating moment of the main rotor of the BMM by forming a synchronous and opposite phase moment with the aid of an auxiliary compensating rotor, which makes it possible to minimize the negative effect of mechanical vibrations on the body of the electromechanical device.

Important factors determining the rational choice of electromechanical structures for the realization of return-rotary motion are the specified ranges in which it is necessary to change the amplitude of the angle and the frequency of mechanical oscillations of the actuating element. At the same time, the development of such structures presupposes, on the one hand, the designing of special structures of electric motors, and, on the other hand, it is necessary to ensure the realization of the modes of formation of the trajectories of return-rotary motion. A rational solution for realizing such movement in a limited range of mechanical oscillations, not exceeding 40 degrees and their frequency up to 100 Hz, while minimizing the mass, overall dimensions of the motor and energy consumption, is achieved by creating a special BMM with an elastic connection between the stator and the rotor. In such a case, the actuating element is mounted directly on the motor shaft and makes it possible to modify the amplitude and frequency of the mechanical oscillations of the rotor by changing the amplitude

and the frequency of the stator windings current without the use of auxiliary mechanical converters.

The structure of the return-rotary motion BMM is developed, consisting of a body in which a cylindrical slotless magnetic circuit is mounted, and also two bearings in which a rotor shaft with a bipolar permanent magnet and an actuating element are mounted. Two symmetric coils of the stator winding are arranged on the internal surface of the magnetic circuit in an air gap, and an auxiliary permanent magnet is mounted in the space between said coils in such a way that its magnetization axis and the magnetization axis of the rotor lie on the same plane. The interaction of the stator magnet with the rotor magnet is used for elastic connection between the stator and the rotor, in addition the rotor is forced to orient itself in a position where the poles of the stator magnet are positioned opposite the active parts of the winding. If there is no current in the stator winding, the rotor is in a stable equilibrium position, and when it is connected to a power supply, an electromagnetic moment occurs, which takes the rotor out of the stable equilibrium position and deflects it into an angle at which the electromagnetic moment of the winding equalizes the moment of magnetic interaction of the rotor with the magnet of the stator.

One of the main issues in the design of electromechanical systems with high-energy permanent magnets, to which the BMM of return-rotary motion belongs, is the choice of such a geometry of permanent magnets, the length of the air space and the spatial position of the current circuits in which the maximum electromagnetic moment is achieved per unit of consumed electricity. Therefore, structural and parametric optimization of the engine geometry was carried out for the selected BMM design. To generalize the results, all calculations were carried out in relative units, which makes it possible to apply them not only to the considered BMM design, but also to other similar designs of electromechanical systems. As a result of the optimization procedure, analytical relationships were established between the geometric parameters of the elements of the magnetic system of the reciprocating and rotational motion of the BMP with the maximum

value of the electromagnetic moment per unit of consumed electricity. In particular, the optimal angular parameter of the active part of the stator control winding was obtained depending on the ratio of the length of the rotor magnet along the shaft to its diameter, as well as the optimal air gap was established depending on the rotor diameter in the absence of a central hole in the magnet on the motor shaft and its presence

The principal feature of the devices with a return-rotary motion of the actuating element is the mechanical action of the reactive alternating moments of the main executive rotor on the stator system and the instrument body. If such a device is held in hand, the vibrations of the body shall be placed in the hands of the person working with it, thereby creating a risk of occupational disease. In order to eliminate the negative effect of vibrations, a method is proposed, the essence of which consists in actively suppressing the oscillations of the housing by introducing into the apparatus a second structurally identical drive system, the rotor of which oscillates synchronously but counter-phase to the first rotor. As a result of the mutual subtraction of alternating jet moments, the total effect on the body of the instrument disappears. In this way it is possible not only to improve the ergonomic characteristics of the hand tool, but also to extend their possibilities by installing an additional working member on the shaft of the second rotor.

The BMM of return-rotary motion is a special electric machine which is powered by a non-standard converter of electrical energy and its parameters directly affect the output characteristics of the motor. Therefore, part of the work has been considered the issues of forming the control voltage of stator windings and the influence of the signal shape on the output parameters of the BMP. A mathematical model of the dynamic state of the motor has been developed for the study of motor modes using the Hamilton integral principle, which results in the Euler-Lagrange differential equation. The model makes it possible to investigate the electromechanical characteristics of the motor at the carrier AC frequency and to obtain frequency dependencies of the amplitude of the rotor oscillation angle on the effective value of the stator current.

As a result of the study of the electromechanical characteristic of the BMM of the return-rotary motion, the nonlinear nature of the dependencies of the oscillation amplitude of the rotor was discovered, the current value and the amplitude of the stator alternating voltage from the value of the frequency of mechanical oscillations. It is established that the BMD can operate either in the mode of limiting the amplitude of the rotor oscillation angle in the low-frequency part of the operating range, or in the mode of limiting the stator current in the high-frequency part. In order to assess the quality of the modes of operation of the BMP, it is proposed to use the ratio of the amplitude of oscillations to the square of the effective value of the stator current as well as the amplitude of the angular velocity as indicators of their efficiency. This allowed the selection of return-rotary motion modes, either with minimal losses in the winding, or by implementing the forced mode. These modes can be arranged by forming a sinusoidal or rectangular stator voltage.

The approach to the formation of functional frequency dependencies of the amplitude and the parameters of the form of the alternating voltage of the stator has been developed, wherein it is possible to implement the return-rotary motion of the rotor, provided that the maximum of one of the efficiency indicators of the motor operating modes is achieved in an open-loop system without measuring the motor parameters, that allowed to minimise the hardware part of the structure.

The amplitude and phase frequency characteristics of the BMM of return-rotary motion operating on the carrier frequency of the AC are investigated. Taking into account the frequency characteristics, formulae were obtained for calculating the parameters of regulators of the rotor oscillations amplitude and the stator current effective value according to the value of the carrier frequency, which makes it possible to increase the accuracy of the implementation of the return-rotary motion with specified parameters. The structures are developed on the basis of two-rotor BMM of return-rotary motion and, analogous to the one-rotor motor, a mathematical model of its dynamic state is created taking into account the interaction between the rotors. The principles of active compensation of the

reactive alternating moment of the main rotor in a given range of frequency of mechanical oscillations and changing mechanical load are proposed. In this case, the vector control of the auxiliary rotor is realized by changing the amplitude and phase shift of the alternating current of the stator auxiliary winding relative to the stator current of the main winding.

In order to check the adequacy of mathematical models and field models obtained from the results of the research conducted using the software complex «Comsol», physical models of BMM were created and a number of experiments were carried out. The experimental processing of the results was confirmed by the agreement of 5-10 per cent with the calculated output parameters of the motor.

The results obtained are the scientific basis for the practical construction of the specialized BMM of return-rotary motion and their application in various types of electromechanical instruments. The proposed development principles and structure of the above-mentioned motor, as well as the principles of the control of the value of the compensating moment in the two-rotor motor, have been introduced in the creation of medical devices serially produced by the Scientific-Production Company «Eleron».

Keywords: magnetoelectric brushless motor, return-rotary motion, flexible communication, compensating rotor, electromechanical performance, frequency characteristic.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	17
ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1 ОСОБЛИВОСТІ І ПРОБЛЕМИ ПОБУДОВИ МАГНІТО- ЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ	26
1.1 Аналіз сучасного стану і тенденції розвитку систем зворотно- обертального руху	26
1.1.1. Узагальнена електрична машина зворотно-обертального руху.	33
1.2 Вимоги до двигунів зворотно-обертального руху залежно від об- ласті застосування	37
1.3 Умови і принципи побудови безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху	39
Висновки по розділу 1	43
РОЗДІЛ 2 ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРИ МАГНІТОЕЛЕКТРИ- ЧНОГО ДВИГУНА ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ	44
2.1 Схема побудови і конструкція магнітоелектричного двигуна зво- ротно-обертального руху	44
2.2 Структура привода зворотно-обертального руху з активною компенсацією реактивних моментів	46
2.3 Оптимізація геометрії двигуна	50
2.3.1 Оптимальний кутовий розмір обмотки БМД	57
Висновки по розділу 2	59
РОЗДІЛ 3 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ПРОЦЕСІВ І МАГНІТНИХ ПОЛІВ У МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОМУ ДВИГУНІ ЗВОРОТНО- ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ	60
3.1 Математична модель БМД зворотно-обертального типу одноро- торної конструкції	60
3.2 Моделювання магнітного поля в активній зоні однороторного БМД зворотно-обертального руху	69

3.3 Математична модель двороторного БМД зворотно-обертального руху	78
Висновки по розділу 3	85
РОЗДІЛ 4 ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ	87
4.1 Електромеханічні характеристики безконтактних магнітоелектричних двигунів. Способи формування траєкторій зворотно-обертального руху	87
4.2 Частотні характеристики безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху	92
Висновки до розділу 4	100
РОЗДІЛ 5 РЕЖИМИ РОБОТИ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ	102
5.1 Формування функціональних залежностей для формування траєкторій зворотно-обертального руху ротора	102
5.2 Режими стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження струму статора безконтактного магнітоелектричного двигуна	106
5.3 Дослідження режиму активної компенсації реактивного моменту двороторного безконтактного магнітоелектричного двигуна	123
5.4 Приклади практичної реалізації безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху	136
Висновки до розділу 5	137
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	139
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	142
ДОДАТОК А	155
ДОДАТОК Б	158
ДОДАТОК В	159

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

B_r	- залишкова індукція магніту;
D	- зовнішній діаметр циліндричного елемента;
J_x, J_y, J_z	- осьові моменти інерції;
$I_{об}$	- амплітудне значення струму в обмотці обертаня;
L_u	- відношення довжини зазору до довжини магніту у циліндричній магнітній системі;
W	- число витків обмотки;
X, Y, Z	- координати, координатні осі;
Ψ_x, Ψ_y, Ψ_z	- потокозчеплення обмоток, що співвісні осям X, Y, Z ;
d	- внутрішній діаметр циліндричного магніту;
q	- електричний заряд;
j	- щільність струму;
k	- коефіцієнт заповнення міддю;
r	- радіус, плече прикладання сили;
s	- площа поперечного зазору, яку займає обмотка;
γ	- кут повороту ротора навколо координатної осі Y ;
δ	- довжина повітряного зазору
φ	- кутовий розмір обмотки, кутова координата;
ρ	- питомий опір;
σ	- електрична провідність;
R	- активний опір;
БМД	- безконтактний магнітоелектричний двигун;
ЗОР	- зворотно-обертальний рух;
ОП	- обмотка пружного зв'язку;
ОР	- обмотка збудження ротора;
ОС	- обмотка статора;

ВСТУП

Електромеханічні системи на основі безконтактних магнітоелектричних двигунів широко розповсюджені в таких галузях народного господарства, як медицина, космічна та військова галузь, авіапромисловість, виробництво механізмів автотранспорту. Деякі виробничі процеси вимагають від устаткування реалізації зворотно-обертального руху, наприклад у спеціальних ручних інструментах для медицини, техніки вимірювання та контролю, металообробки. При створенні подібних систем важливим напрямком є підвищення енергоефективності, зниження габаритів та маси, зменшення вартості виробництва.

Значний внесок у теоретичне та експериментальне дослідження електромеханічних систем на основі безконтактних магнітоелектричних машин, у тому числі для систем зворотно-обертального руху, внесли Барабанов В.А., Антонов О.Е., Кіреєв В.Г. Петухов І.С., Акинін К.П., Афонін А.А., Гребеніков В.В., Пересада С.М., Римша В.В., Радімов І.Н., Лозинський О.Ю., Щур І.З., Ткачук В.І., Макачук О.В., Луковніков В.І., Кудараускас С.Ю., Арістов А.В., Копейкін А.І., Балагуров В.А., Бут Д.А., Денисов Ю.О., Ледовський А.Н., Овчинніков І.Е., Лебедєв Н.І., Шимчак П., Кеніо Т., Нагаморі С., Bose V.K., Leonhard W. та інші відомі вчені.

Обґрунтування вибору теми дослідження. Формування траєкторій зворотно-обертального руху виконавчих органів механізмів є одним із завдань, що виникає при розробці ручних електроінструментів, медичних приладів, а також у будівельній техніці. При цьому важливими факторами, що визначають вибір раціональних структур систем зворотно-обертального руху, є діапазони регулювання амплітуди кута і частоти механічних коливань виконавчого елемента пристрою. Відомі технічні рішення ґрунтуються на використанні перетворювача обертового руху валу виконавчого двигуна у зворотно-обертальний рух валу механізму або ефекту механічного резонансу і характеризуються недоліками, обумовленими використанням додаткової

ланки перетворення механічної енергії або обмеженим частотним діапазоном.

Розробка спеціалізованих електромеханічних систем зворотно-обертального руху припускає, з одного боку, побудову спеціальних структур виконавчих двигунів, з іншого боку, необхідна реалізація ефективних способів керування параметрами режимів їх роботи. Застосування безконтактного магнітоелектричного двигуна (БМД) із пружним магнітним зв'язком між статором і ротором є найбільш раціональним розв'язком завдання керування зворотно-обертальним рухом виконавчого елемента, при якому досягаються мінімальні масогабаритні показники і енергоспоживання.

У такому випадку виконавчий елемент пристрою встановлюється безпосередньо на вал двигуна, що дає можливість прямого регулювання частоти та амплітуди механічних коливань шляхом керування змінним струмом статора.

Принципова особливість роботи пристроїв зі зворотно-обертальним рухом робочого органу полягає у впливі реактивних моментів виконавчого двигуна на його статорну систему. Якщо пристрій утримується в руках, то вібрація передається на руки працюючої людини. Відомі підходи до розв'язку цієї проблеми не забезпечують ефективного придушення вібрацій у всьому частотному діапазоні, а, крім того, пов'язані зі збільшенням масогабаритних показників пристроїв.

Тому розробка принципів побудови, структур, математичних моделей і методів розрахунків спеціалізованого БМД зворотно-обертального руху, у тому числі з активною компенсацією негативної дії реактивних знакозмінних моментів, що прикладаються до корпусу пристрою, є актуальним науковим завданням.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами. Дисертаційна робота виконувалась в Інституті електродинаміки НАН України відповідно до планів Держбюджетних НДР, затверджених Президією НАН України, та пов'язана з наступними НДР: «Розробка принципів під-

вищення ефективності електромеханічних перетворювачів енергії магнітоелектричного типу та створення приводних і генеруючих систем на їх основі» (шифр «Магнетон», Постанова Бюро ВФТПЕ НАН України від 13.10.2008 р. протокол № 13, 2009-2013 рр., № ДР 0108U010769); «Створити методи активної компенсації реактивних зусиль, моментів та просторових переміщень в електромеханічних системах магнітоелектричного типу та розробити принципи побудови пристроїв на їх основі» (шифр «Індем», Постанова Бюро ВФТПЕ НАН України від 15.10.2013 р. протокол № 14, 2014 –2018 рр., № ДР 0113U006532); «Створення науково-технічних основ інтелектуалізації технологічних процесів та засобів вимірювання, керування, моніторингу й діагностування в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр «ІНТЕХЕН», Постанова Бюро ВФТПЕ НАН України від 10.07.2018 р. протокол № 12, 2018-2019 рр., № ДР 0118U005367); «Розробити наукові засади та принципи побудови керованих n-ступеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» (шифр «Екстремум», Постанова Бюро ВФТПЕ НАН України від 29.05.2018 р. протокол №9, 2019-2023 рр., № ДР 0119U001279); Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування й вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах (ІНТЕХЕН-2, Постанова Бюро ВФТПЕ НАН України від 18.12.2019 р. протокол № 12, 2020-2021 рр., № ДР 0118U005367).

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розробка принципів побудови, структур, математичних моделей спеціалізованих безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху, що забезпечує їхню реалізацію з однороторною, а також двороторною конструкцією при активній компенсації негативної дії реактивних знакозмінних моментів.

Досягнення поставленої мети передбачало розв'язок таких завдань:

- розробити принципи побудови і обґрунтувати раціональну структуру електромеханічного перетворювача для реалізації зворотно-обертального ру-

ху виконавчого елемента в обмеженому діапазоні зміни кута механічних коливань;

- визначити оптимальні співвідношення між складовими частинами системи збудження ротора і елементів пружного магнітного зв'язку, а також оптимальну геометрію статорної обмотки керування за умов мінімізації маси, габаритних розмірів і енергоспоживання;

- розробити математичну модель динамічного стану, що описує електромеханічні процеси в БМД зворотно-обертального руху та дозволяє досліджувати електромеханічні і частотні характеристики;

- розробити критерії оцінки ефективності режимів зворотно-обертального руху ротора двигуна;

- обґрунтувати і розробити принципи ефективного управління зворотно-обертальним рухом БМД;

- розробити принципи побудови і структури пристроїв з активною компенсацією реактивних знакозмінних моментів, що виникають при зворотно-обертальному русі основного виконавчого ротора електромеханічного перетворювача;

- розробити і впровадити БМД у комплексі електромеханічних приладів зі зворотно-обертальним рухом виконавчого елемента.

Об'єкт дослідження – процеси електромеханічного перетворення енергії в безконтактних магнітоелектричних машинах зворотно-обертального руху з пружним магнітним зв'язком між статором і ротором.

Предмет дослідження – структури, математичні моделі, характеристики, принципи керування і побудови безконтактних магнітоелектричних двигунів зі зворотно-обертальним рухом ротора.

Методи дослідження. При виконанні поставлених у роботі завдань використовувалися теорія електромеханічних систем і машин, методи математичного і фізичного моделювання, теорія автоматичного керування, методи скінчених елементів на основі ліцензованих програмних комплексів

COMSOL і MATLAB для розрахунку електромагнітного поля у двовимірній постановці задачі.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Уперше встановлені аналітичні співвідношення між параметрами елементів структури безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху, використання яких дозволяє одержати оптимальні геометричні пропорції обмотки керування, а також магнітної системи із циліндричним магнітопроводом, двополюсним намагніченим ротором і допоміжним постійним магнітом на статорі для реалізації ефекту магнітної пружини при забезпеченні максимуму електромагнітного моменту, що створюється обмоткою на одиницю споживаної електроенергії.

2. Розроблено математичну модель БМД зворотно-обертального руху, яка на відміну від існуючих моделей, враховує пружний магнітний зв'язок між статором і ротором, що дає можливість досліджувати електромеханічні характеристики двигуна на частоті напруги живлення і одержати частотні залежності амплітуди кута коливань ротора, діючого значення струму статора і показників ефективності режиму роботи, а саме відношення амплітуди кута коливань до квадрата діючого значення струму і амплітуду кутової швидкості коливань ротора, при різних варіантах формування керуючої напруги статора.

3. Вперше розроблено принцип активної компенсації реактивного знакозмінного моменту основного ротора безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху двороторної структури шляхом формування синхронного і протифазного моменту за допомогою допоміжного компенсуючого ротора, що дозволяє мінімізувати негативний вплив механічних вібрацій на корпус електромеханічного приладу.

4. Вперше розроблені структура двороторного БМД зворотно-обертального руху та принцип векторного керування допоміжним ротором шляхом зміни амплітуди і фазового зсуву змінного струму допоміжного статора, що дозволяє забезпечити активну компенсацію знакозмінних реактив-

них моментів основного ротора в заданому діапазоні частоти механічних коливань і змінного навантаження.

5. З урахуванням амплітудних та фазових частотних характеристик безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху, що отримані за умови формування змінної напруги статора довільної форми, встановлено нові співвідношення для розрахунку параметрів регуляторів амплітуди кута коливань ротора та діючого значення струму статора в залежності від величини частоти механічних коливань, що дозволяє підвищити точність реалізації режимів зворотно-обертального руху із заданими параметрами в умовах навантаження, що змінюється.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Отримані теоретичні результати і рекомендації є основою для розробки спеціалізованих безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху, застосовуваних у різних типах електромеханічних приладів і інструментів.

2. Аналіз результатів досліджень електромеханічних характеристик БМД дозволив визначити принципи керування зворотно-обертальним рухом виконавчого елемента в розімкненій системі шляхом формування частотних функціональних залежностей параметрів керуючої змінної напруги, що дозволило мінімізувати апаратну частину структури.

3. Реалізація принципу активної компенсації реактивних знакозмінних моментів виконавчого елемента і створених двороторних структур БМД зворотно-обертального руху дозволяють проектувати ручний інструмент, позбавлений негативного впливу механічних вібрацій на руки оператора.

4. Результати роботи у вигляді оптимальних геометричних співвідношень між елементами магнітної системи, структура двороторного двигуна зі скомпенсованими реактивними моментами, принципи керування режимами зворотно-обертального руху впроваджені в конструкціях електромеханічних приладів, що випускаються Науково-виробничою фірмою «Елерон», м. Київ.

Особистий внесок здобувача. Безпосередньо автором здійснено:

- за результатами огляду науково-технічної літератури та наукових праць проведено аналіз існуючих методів створення зворотно-обертального руху основними типами електричних машин та реалізації їх у приводах зворотно-обертального руху в залежності від сфери застосування;
- автором отримано аналітичні вирази оптимальних геометричних співвідношень системи збудження безпазового магнітоелектричного двигуна за умови сталості потужності, що втрачається у обмотці двигуна;
- розроблено математичні моделі двигунів однороторної та двороторної конструкції варіаційним методом Гамільтона на основі рівнянь Лагранжа другого роду;
- експериментально досліджено частотні залежності втрат на вихрові струми та гістерезис у магнітороводах;
- автором розроблено принцип роздільного керування двома роторами для компенсації негативної реакції на корпус та досліджена система керування двигуном;
- проведено розрахунок електромеханічних характеристик двигуна;
- досліджено метод розрахунку системи керування амплітудою коливання ротора двигуна на основі частотних характеристик розімкненої системи та розраховані перехідні процеси параметрів регулювання;
- запропоновано заміну зосередженої обмотки еквівалентним намагніченим середовищем.

Співавторами наукових праць є науковий керівник та науковці, спільно з якими проведені дослідження, а саме: Антонов О.Є., Акинін К.П., Кіресєв В.Г. Петухов І.С.

У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належить фактичний матеріал і основний творчий доробок.

Постановка мети та завдань проведені разом з науковим керівником. Наукові та практичні результати, які висвітлено у дисертаційній роботі, оде-

ржано здобувачем особисто під керівництвом доктора технічних наук Антонова О.Е.

Апробація результатів дисертації. Основний зміст дисертаційної роботи викладено та обговорено на: міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми підвищення ефективності електромеханічних перетворювачів в електроенергетичних системах» (Севастополь, 2013 р.), міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми сучасної електротехніки (ПСЕ-2014)» (Київ, 2014 р.), міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених, аспірантів і студентів «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики» (Київ, 2019 р.) та міжнародній науково-технічній конференції «25th International Conference on Problems of automated electric drive. Theory and practice (PAEP-2020)» (Кременчук, 2020 р.). Основні положення та результати дисертаційної роботи доповідались та обговорювались на Вченій раді Інституту електродинаміки НАН України (14 березня 2019 р.).

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота викладена на 164 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, 5 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 3 додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 136 сторінки друкованого тексту. Робота ілюстрована 9 таблицями та 38 рисунками. Список використаних джерел містить 117 найменувань, із них 88 кирилицею та 29 латиницею.

РОЗДІЛ 1

ОСОБЛИВОСТІ І ПРОБЛЕМИ ПОБУДОВИ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

1.1 Аналіз сучасного стану і тенденції розвитку систем зворотно-обертального руху

Існує особливий клас виконавчих електромеханічних пристроїв, призначених для реалізації зворотно-обертального руху виконавчого елемента у деяких типах приладів.

Реалізувати зворотно-обертальний рух виконавчого елемента можна різними способами. Класичний традиційний спосіб – використання двигуна односпрямованого обертання, ротор якого кінематично зв'язаний з особливим важільним механізмом. Механізми, у яких обертовий рух перетворюється у зворотно-обертальний, широко поширені в машинобудуванні, наприклад механізми кулачкового типу (рис. 1.1, а) або кулісного (рис.1.1, б) [48]. Наприклад шарнірний чотирьохланковий і планетарний механізми із еліптичними зубчастими колесами при відповідному виборі розмірів ланок перетворюють обертовий рух у зворотно-обертальний. Застосування зубчастої передачі і передачі із гнучким зв'язком дозволяє створити безліч структурних схем, які відрізняються кількістю робочих органів і їх розташуванням [64, 65, 71]. Також у якості перетворювачів зворотно-обертального руху застосовують редукторні двигуни, які не позбавлені властивостей підвищеної маси і габаритів у порівнянні безредукторним приводом [116].

Основними недоліками використання механічних або редукторних передач є неможливість регулювання амплітуди коливань виконавчого елемента, що обумовлено параметрами механізмів, підвищена гучність роботи через наявність третєвих частин більші габаритні розміри і підвищена маса, малий

коефіцієнт використання об'єму привода. Для досягнення безшумності роботи приладів і підвищення безпеки їх застосування необхідно реалізувати керування положенням і швидкістю руху виконавчого елемента, не вдаючись до додаткових механічних передач. Зворотно-обертальний рух може бути організовано на основі безредукторних електромеханічних перетворювачів енергії, керованих в обмеженому кутовому діапазоні повороту ротора по частоті і амплітуді. Через відсутність додаткових механічних передач, елементів які труться або подовжньо переміщуються, такий пристрій не створює шуму при роботі, може бути виконаним більш компактним і легшим.

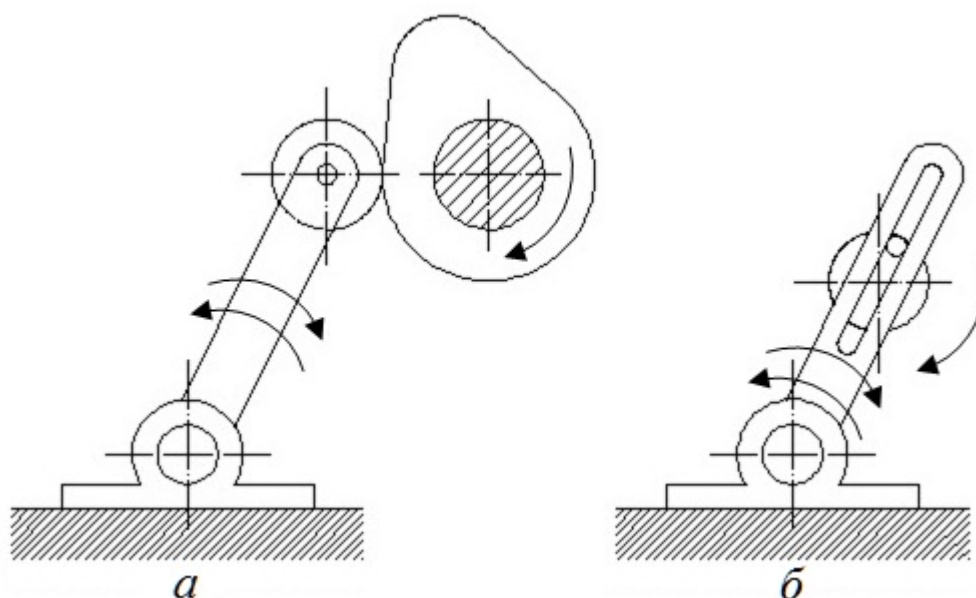


Рис. 1.1 Схеми реалізації зворотно-обертального руху за допомогою механічної передачі

Класифікація електроприводів з електродвигунами обертального руху, що працюють у коливальних режимах без механічних перетворювачів була виконана Луковниковим В.І. [50], відповідно до якої привод зворотно-обертального руху може бути побудований у замкненій або розімкненій системі.

Привод зворотно-обертального руху може бути побудований у замкненій системі на основі електродвигуна будь-якого типу, положення ротора якого регулюється по сигналах датчиків положення [78, 86]. Створення висо-

коточних систем вимагає розробки слідкуючих електроприводів зворотно-обертального руху за значенням однієї з вихідних координат. Вибір того або іншого типу слідкуючого привода повинен визначатися конкретним застосуванням розроблювальної установки. Ефективний розв'язок цих завдань вимагає чіткого розуміння принципів роботи основних елементів системи і їх спільної взаємодії і умов застосування. В електроприводі зворотно-обертального руху можуть бути використані електродвигуни постійного, змінного струму (асинхронний і синхронний двигуни), електродвигуни з явнополюсними роторами і роторами з постійних магнітів.

Для збудження і регулювання авторезонансних коливань у замкненій системі на кожному напівперіоді коливань вимірюють швидкість коливань ротора. У моменти часу переходу кривої швидкості коливань ротора відносно статора через нульове значення на обмотки електродвигуна подають напругу, що формує електромагнітний момент, який змінюється синфазно зі швидкістю коливань ротора відносно статора. Задане значення амплітуди коливань ротора відносно статора регулюють зміною напруги за допомогою від'ємного зворотного зв'язку за амплітудним значенням швидкості коливань на кожному напівперіоді коливань. У результаті на кожному півперіоді коливань забезпечуються резонансні фазові співвідношення між кутом коливань, швидкістю коливань ротора відносно статора і моментом електродвигуна [72].

В електроприводі на основі крокового двигуна [75, 88, 93, 110] зворотно-обертальний рух формується шляхом перемикання вентилів, включених у фазні обмотки двигуна. До недоліків даного класу приводів слід віднести, погані кінематичні і динамічні властивості, викликані наявністю ривків і ударів. Виникаючі в момент перемикання значні ударні струми і моменти викликають збільшені динамічні втрати, а сам привод характеризується низьким ККД. Крім того, двигун працює у важкому динамічному режимі, що значно знижує надійність системи в цілому.

Замкнені системи можуть найбільш повно реалізувати задані режими руху вала за періодичним законом, забезпечити широкий діапазон їх плавного регулювання. Але, тому що замкнені системи електропривода зобов'язані містити в собі керований перетворювач для формування періодичних сигналів заданої форми і датчик зворотного зв'язку, їх виготовлення не завжди економічно виправдане через складність реалізації та налагодження.

Простіші у виконанні розімкнені системи, які можуть бути з м'яким змушеним періодичним реверсом, жорстким змушеним реверсом або самореверсом. Електродвигуни коливального руху із самореверсом дуже прості у виконанні, але забезпечувані ними діапазони регулювання параметрів коливань невеликі.

Зворотно-обертальний рух можна реалізувати в системах при наявності автоколивальних процесів. Це, наприклад, приводи з послідовно з'єднаними генератором і двигуном постійного струму; в асинхронних двигунах при живленні через конденсатори; у двигунах виконаних із двох частин, де створюються зустрічно діючі моменти (вал двигуна з'єднаний з механічною або електричною пружиною) [50]; при роботі асинхронного двигуна на нестійкій механічній характеристиці [37, 102].

Так, автоколивальна електромеханічна система «двигун – пружний елемент» з асинхронним двигуном створюється за наявності пружного елемента навантаження у вигляді маятника або пружини. Необхідною умовою роботи асинхронного двигуна в автоколивальному режимі є створення в його повітряному зазорі пульсуючого магнітного поля [51, 52, 68]. Автоколивальний асинхронний електропривод надзвичайно простий у реалізації, оскільки для нього на відміну від традиційних коливальних приводів не потрібні досить складні силові електронні блоки модуляції напруги для електроживлення обмоток, а достатньо статорні обмотки загальнопромислового асинхронного електродвигуна підключити до однофазної електромережі.

Введення пружинного або маятнікового елемента хоч і спрощує коливальний електропривод, але приводить до біфуркацій його руху: не стійкий

нульовий стан рівноваги; граничний нестійкий автоколивальний цикл; зсув нейтралі коливань; наявність обертання [53]. Вирішення проблеми нестійкості нульового стану можна реалізувати в електроприводі, який містить джерело живлення, що встановлено на опорі статора трифазного електродвигуна, укомплектованого ротором з однієї парою явно виражених полюсів. Тут пружний елемент жорстко зв'язаний з опорою, з однієї сторони, і ротором електродвигуна з іншої сторони, і фіксує ротор зі статором у початковому положенні, при якому поздовжня вісь симетрії ротора збігається з поздовжньою віссю симетрії електромагнітного поля збудження. Однофазна статорна обмотка, що задає початкове положення ротора і пружного елемента, повинна бути послідовно увімкнена початком з позитивним полюсом джерела живлення із трифазним мостовим випрямлячем, а кінцем підключена до з'єднаних двох інших фаз статорної обмотки [21, 22, 87, 115].

Привода в яких реалізований автоколивальний процес працюють, як правило, на одній робочій частоті, або мають можливість регулювання частоти в невеликому діапазоні [33, 74].

Вимушений періодичний реверс електромагнітного зусилля реалізується шляхом спеціального живлення двигуна [73].

Реверс може бути м'яким, коли електромагнітне зусилля істотно не змінюється. У ряді електроприводів коливального руху з м'яким вимушеним реверсом використовуються ті ж принципи, що і у слідкуючих електроприводах зворотно-обертального руху: живлення змінною напругою обмоток якоря або збудження двигуна постійного струму, застосування різних видів модуляції напруг живлення первинного елемента двигуна змінного струму. Використовуються чотири основні види модуляції напруги: амплітудна, фазова лінійно-фазова і частотна [50, 59, 84, 115]. Асинхронні двигуни з живленням постійною і модульованою по амплітуді змінною напругою прості, надійні, легко реалізуються за допомогою почергового перемикання керованих вентилів і придатні як для двофазних, так і для трифазних приводів за умови живлення як від однофазної, так і від трифазної мережі.

Зворотно-обертальний рух в електродвигунах із жорстким періодичним реверсом найбільш просто реалізувати за допомогою контактних або безконтактних перемикачів полярності або фази напруги живлення [42, 50, 76].

Жорсткий реверс в електроприводах коливального руху на основі крокового режиму асинхронного двигуна [20, 23] здійснюється внаслідок періодичної зміни положення осі магнітного поля шляхом перемикання вентилів, включених у фазні обмотки по одному або по два, з'єднаних зустрічно-паралельно. В обмотках можуть протікати як постійні так і змінні струми. У випадку змінних струмів по фазних обмотках тече пульсуючий струм, внаслідок ефекту динамічного гальмування наприкінці кроку, присутня більш жорстка фіксація кроків. Надійність таких електродвигунів дискретних коливань знижена через виникнення в момент перемикання вентилів більших ударних струмів і моментів.

Приводи зворотно-обертального руху на основі машин подвійного живлення, у яких є на роторі дві взаємно перпендикулярні обмотки, підключені паралельно обмоткам на статорі, стають дедалі популярними. Такі двигуни працюють у синхронному коливальному режимі, що підвищує їх ККД [15, 16, 17, 18, 19, 24, 58]. У синхронному режимі миттєві значення швидкості зміни коливального електромагнітного поля і рухомого елемента двигуна співпадають, ковзання відсутнє, що приводить до зниження втрат на нагрівання, покращенню динамічних показників коливальної системи. Узгоджена взаємодія електромагнітних полів статора і ротора дозволяє формувати в тих же габаритах виконавчого двигуна підвищене електромагнітне зусилля.

Зворотно-обертальний рух може бути реалізований і на основі синхронного двигуна [47, 74, 94, 97, 101, 103, 104, 106, 111]. У цьому випадку одна з обмоток статора електричної машини, у якості якої використовується серійний двофазний або трифазний двигун або спеціальний електродвигун, підключена до виходу регульованого джерела постійного струму. Інша обмотка, що має просторовий зсув відносно першої на кут $\pi/2$, підключена до виходу підсилювача гармонійних коливань, що регулюється задаючим при-

строєм. При такому включенні обмоток електричної машини змінного струму, у зазорі статор – ротор виникає коливальне магнітне поле. Активний ротор створює постійне магнітне поле. Взаємодія хитного і постійного полів приводить до утворення знакозмінного моменту, що викликає коливальний рух ротора. Обмотка статора, підключена до джерела постійного струму, виконує функцію «електричної пружини», що встановлює активний ротор у початкове положення при відсутності змінного струму в іншій обмотці статора. «Жорсткість» електричної пружини визначається величиною постійного струму в обмотці, який створює пропорційний синхронізуючий момент, що повертає ротор у початкове положення.

Таким чином, параметри коливального руху ротора визначаються амплітудою і частотою задаючого генератора і величиною постійного струму в першій обмотці (жорсткість електричної пружини). Регулювання постійного струму дає можливість простим способом керувати жорсткістю електричної пружини і, отже, параметрами коливань [34, 46].

Отримали розповсюдження приводи зворотно-обертального руху і на основі вентильно-індукторних двигунів (SRM) (у різних джерелах вони можуть бути названі, як реактивні індукторні двигуни – РІД, вентильно-індукторні реактивні двигуни – ВІРД, вентильно-реактивні – ВРД) [32].

З огляду значного розширення технологічних можливостей зворотно-обертальних приводів і одержання значного економічного ефекту вигідним є застосування вентильно-індукторних приводів. Було показано, що внаслідок простоти конструкції, низької вартості, швидкодії керування і живучості в умовах значних знакозмінних навантажень, ударних, а іноді і резонансних найбільш підходящими можуть бути віброприводи, створені на основі вентильно-індукторних двигунів [69, 92, 93, 103, 105, 107].

Зважаючи на значну кількість технічних рішень для реалізації зворотно-обертального руху безпосередньо за допомогою електричної машини, доцільно розглянути узагальнену модель деякої множини можливих структур такої машини.

1.1.1 Узагальнена електрична машина зворотно-обертального руху

Загальні закономірності електромеханічного перетворення енергії обертальних електричних машин дозволяють побудувати узагальнену модель двигуна обертального руху яка, має дві взаємно перпендикулярні обмотки на статорі і роторі із взаємно перпендикулярними осями. Магнітні поля статора і ротора такої машини взаємно не рухомі, але хоча б одне з них обертається щодо повітряного зазору, тому що обмотки підключені до джерел синусоїдальних напруг (струмів) однакової частоти [91].

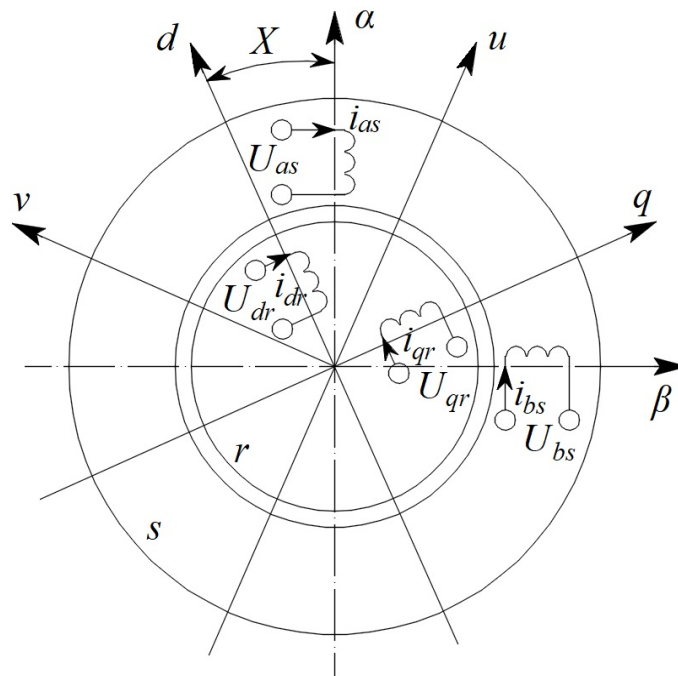


Рис. 1.2 Схема узагальненої електричної машини зворотно-обертального руху

Для опису електродвигунів зворотно-обертального руху використовується модель (рис. 1.2) у вигляді двополюсної двофазної несиметричної ідеалізованої електричної машини, що має по парі обмоток на первинному (статорі) і вторинному елементах, підключених до джерел напруги (струму), що представляються у вигляді добутків двох періодичних функцій різних частот.

Обрана система координат статора α, β , нерухома щодо ротора d, q , при загальноприйнятих допущеннях - магнітне коло машини ненасичене, явища гістерезису, втрати в сталі і крайові ефекти не враховуються, магніторушійні сили і магнітна індукція розподілені в просторі синусоїдально, коефіцієнт занурення вторинного елемента (ротора) в первинний дорівнює одиниці (статор) [16, 50, 57].

Модель узагальненої електричної машини зворотно-обертального руху (Рис. 1.2.) у фазних не перетворених координатах можна описати системою диференціальних рівнянь.

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha s} &= i_{\alpha s} R_{\alpha s} + \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt}; \\ u_{\beta s} &= i_{\beta s} R_{\beta s} + \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt}; \\ u_{dr} &= i_{dr} R_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt}; \\ u_{qr} &= i_{qr} R_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt}; \\ q_{EM} &= \frac{dW_{EM}}{dX} = q_H \left(q_0, \int \Omega dt, \Omega, \frac{d\Omega}{dt} \right), \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

де $U_{\alpha s}, U_{\beta s}, U_{dr}, U_{qr}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{dr}, i_{qr}$ - миттєві значення напруг і струмів відповідних обмоток статора і ротора; $\Psi_{\alpha s}, \Psi_{\beta s}, \Psi_{dr}, \Psi_{qr}$ - миттєві значення фазних потокочеплень; $R_{\alpha s}, R_{\beta s}, R_{dr}, R_{qr}$ - активні опори обмоток статора і ротора; q_{EM}, q_H, q_0 - узагальнені електромагнітний момент, момент навантаження і момент внутрішніх зв'язків двигуна; W_{EM} - енергія магнітного поля; X, Ω - узагальнені координати положення і швидкості рухомого елемента двигуна.

При роботі електричної машини в режимі періодичного руху взаємне положення обмоток статора і ротора змінюється за законом $X(t) = \sum_j^{\infty} X_j \sin(\Omega t + \alpha)$, що призводить до змін значень власних і взаємних індуктивностей обмоток. Оскільки характер руху поля обумовлює закон руху ротора, то для одержання періодичних коливань ротора необхідно, щоб об-

мотки, підключені до джерел напруги або струму, створювали в повітряному проміжку машини хитне магнітне поле. Магнітне поле називають хитним, якщо кутове переміщення просторового результуючого вектора потокозчеплення можна описати періодичним законом. Реалізувати хитне магнітне поле в електричній машині можна шляхом живлення обмоток періодичною напругою (струмом) у вигляді добутку двох функцій різної частоти [50, 84].

Таблиця 1.1

Способи завдання модуляції в коливальному електроприводі

Вид модуляції	Струмове керування	Потенційне керування
Амплітудна	$i_{\alpha s} = I_m \gamma(t) \sin[\omega t + \varphi]$ $i_{\beta s} = I_m \gamma(t) \cos[\omega t + \varphi]$	$u_{\alpha s} = U_m \gamma(t) \sin[\omega t + \varphi]$ $u_{\beta s} = U_m \gamma(t) \cos[\omega t + \varphi]$
Фазова	$i_{\alpha s} = I_m \sin[\omega t + \varphi]$ $i_{\beta s} = I_m \sin[\omega t + \varphi + \beta(t)]$	$u_{\alpha s} = U_m \gamma(t) \sin[\omega t + \varphi]$ $u_{\beta s} = U_m \sin[\omega t + \varphi + \beta(t)]$
Лінійна фазова	$\beta(t) = \Omega t$	
	$i_{\alpha s} = I_m \sin[\omega t + \varphi]$ $i_{\beta s} = I_m \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi]$	$u_{\alpha s} = U_m \gamma(t) \sin[\omega t + \varphi]$ $u_{\beta s} = U_m \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi]$
Частотна	$i_{\alpha s} = I_m \sin[\omega \int \alpha(t) dt + \varphi]$ $i_{\beta s} = I_m \cos[\omega \int \alpha(t) dt + \varphi]$	$u_{\alpha s} = U_m \sin[\omega \int \alpha(t) dt + \varphi]$ $u_{\beta s} = U_m \cos[\omega \int \alpha(t) dt + \varphi]$
Позначення	$i_{\alpha s}, i_{\beta s}, u_{\alpha s}, u_{\beta s}$ - струми і напруги фазних обмоток; I_m, U_m - амплітуда струму і напруги; ω, φ - основна частота і фаза джерела; Ω - частота періодичного руху; $\gamma(t), \alpha(t), \beta(t)$ - закон амплітудної, частотної і фазової модуляції	

Таблиця складена на основі принципу створення хитного магнітного поля в повітряному зазорі електричної машини. За аналогією може бути складена таблиця законів модуляції напруг і струмів для коливального режиму роботи трифазних двигунів [84].

Побудова привода з використанням фазової модуляції найбільше просто у виконанні, однак наявність некругового, у тому числі і пульсуючого, магнітного поля у проміжку електричної машини різко знижує енергетичні показники таких систем.

При амплітудній модуляції зменшення амплітуди напруг у моменти повторного пуску приводить до різкого зниження критичного моменту і зменшенню жорсткості механічної характеристики електропривода. Таке зменшення моменту в свою чергу призводить до неможливості контролювання швидкості при низьких частотах, а отже, до зниження точностних і енергетичних характеристик привода.

Привод із частотною модуляцією технічно реалізується складніше, але має більш високі енергетичні показники. Причиною цього є наявність кругового магнітного поля в зазорі електричної машини у всьому діапазоні регулювання частоти обертання. Однак постійне значення амплітуди керуючих напруг призводить до виникнення більших пускових струмів у моменти зміни знака швидкості. Це викликає необхідність обмежувати амплітуду напруги обмоток статора в моменти реверсу двигуна при побудові таких систем. Даний тип модуляції є найбільш перспективним при побудові високоточних і економічних систем коливального електроприводу [50, 84].

Лінійно-фазова модуляція реалізується: при різночастотному живленні фаз; за рахунок безперервного фазового зсуву між напругами фаз; при живленні однієї фази постійним струмом, а іншої – змінним. Істотним недоліком подібних приводів є наявність великої кількості ланок перетворення енергії, що негативно впливає на енергетичні показники.

Основні типові схеми розімкнених коливальних електроприводів забезпечують або синусоїдальний, або близький до синусоїдального закон коливань обертання вала електродвигуна. Їхнє застосування для одержання складних законів періодичного руху можливе при використанні ідеї формування необхідного періодичного закону з набору гармонійних складових певних частот, амплітуд і фаз [84]. Однак розімкнені системи не забезпечують контролю положення нейтралі коливань у процесі запуску, а також при зміні навантаження в процесі роботи системи. Розв'язок даної проблеми можливо при створенні замкнених систем спостереження за положенням нейтралі або особливих структур двигунів.

1.2. Вимоги до двигунів зворотно-обертального руху залежно від області застосування

У промисловості зворотно-обертальний рух застосовний досить широко. Основними галузями народного господарства, де застосовується зворотно-обертальний рух виконавчого органу інструмента, є машинобудування, будівництво, гірничодобувна промисловість, сільське господарство, хімічна промисловість, текстильна промисловість, техніка вимірів і контролю, побутова техніка і медицина [16, 50, 67]. Операції з використанням зворотно-обертального руху виконавчого елемента інструмента також є міжгалузевими, а саме вібротранспортування (сортування і перекладання виробу), віброперемішування, віброподріблення, вибросушка, шліфування і т.п. У таблиці 1.2 представлені граничні технічні вимоги, запропоновані до електродвигунів зворотно-обертального руху залежно від галузі застосування.

У машинобудуванні зворотно-обертальний рух використовується у складальному виробництві, в операціях транспортування деталей, у металообробному виробництві, у поліруванні оптичних лінз [45], в операціях віброверління, віброфрезерування, віброшліфовки, віброхонінгування, віброгалтовки, вібронакатки, а також у вібраційному гасінні коливачів. Рух виконавчого елемента повинен бути обов'язково регульованим, як по частоті і амплітуді, так і за формою. Для досягнення високої якості обробки необхідно забезпечувати плавність, безступінчатість і точність регулювання.

У будівництві зворотно-обертальний рух може використовуватися у перемішуванні і ущільненні бетонів. У гірничодобувній промисловості такий вид руху виконавчого елемента застосовується для буріння льодовиків електромеханічними колонковими буровими снарядами, сейсмозвідці, відділенні руди. У сільському господарстві для вібросортування, збирання плодів, віброподріблення, вибросушці.

У текстильній промисловості зворотно-обертальний рух виконавчого елемента використовується у механізмах розкладки нитки при намотуванні її

на бобіну і має трикутну або трапецеїдальну форму. Стабільність амплітуди і положення нейтралі повинні бути при цьому не менш 3%, а точність відтворення закону руху не гірше 0,5%. Особливі вимоги пред'являються до застою механізму нитководіння в крайніх положеннях при переміщеннях його з ниткою і намотуванні на бобіну.

Таблиця 1.2

Області застосування зворотно-обертального руху

Галузі виробництва	Частота, Гц	Амплітуда, радий	Прискорення, радий/з ²	Момент інерції, Г*див/з ²	Закон руху
Машинобудування	0.1 - 50	10-3 - 104	0.5 - 104	10-5 - 10-3	Г, ГН
Будівництво	1 - 300	10-3 - 3	2 - 104	-	ГП, ГН
Гірничодобувна промисловість	15 - 100	0.1 - 0.2	10 - 300	10 ² - 10 ⁴	Г
Сільське господарство	25 - 50	0.1 - 0.2	40 - 400	-	-
Хімічна промисловість	25 - 100	10-2 - 2	5 - 500	-	-
Текстильна промисловість	0.1 - 0.5	2*10-1 - 3	0.8 - 15	2*10-2 - 10-1	ТР
Техніка виміру, контролю й керування	10-2 - 10 ²	10-4 - 10 ³	2*10-5 - 10-4	1.2*10-4 - 10-3	Г
Побутова техніка, реклама	0.5 - 5	2*10-2 - 10-1	2*10-2 - 5	10-4 - 10-2	Г, ТР

Примітка: Г -гармонійний, ГН -гармонійний зі зрушенням нейтралі, ТР- трикутний, ГП- гармонійний пилкоподібний.

У машинобудуванні зворотно-обертальний рух застосовується для шліфування і зварювання тертям, у кабельній продукції при намотуванні на котушки, у вимірвальній техніці зворотно-обертальний рух застосовується у каліброваних стендах [41, 55].

У системах радіолокації застосовують приводи, що забезпечують зворотно-обертальний рух переміщення антени в межах заданої зони спостереження, у пристроях сканування, приводах оптичних каналів системи орієнтації космічного апарата, тепловізорах, в ультразвукових сканерах [39, 60, 79, 112] такий рух дуже розповсюджений.

Відомий приклад створення реометра з використанням зворотно-обертального руху тіла циліндричної форми і методики контролю з його допомогою сичугового згортання молока[40].

Це далеко не повний перелік областей техніки, де застосовуються такий тип руху виконавчого елемента. Різноманітність використання зворотно-обертального руху у господарстві можна було б доповнити спеціальним ріжучим, шліфувальним і полірувальним ручним інструментом, приладами медичної практики для обробки післяопераційних рубців і швів, для проведення процедур лімфодренажа, дерматонії і мікрошліфування шкіри, а також у багатофункціональних засобах апаратної косметології. Такі прилади найчастіше мають виконання у вигляді ручного інструмента, до якого висуваються особливі вимоги за масогабаритними параметрами і ергономіці. Тому, виконавчий двигун, в такому випадку, доцільно будувати по безконтактній магнітоелектричній схемі, що дозволяє мінімізувати габарити і енергоспоживання привода [49, 113].

1.3 Умови і принципи побудови безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху

Найкращий результат у сенсі мінімізації енергоспоживання і габаритів електромеханічного пристрою дає використання магнітоелектричної схеми побудови двигуна, особливість якої полягає в збудженні магнітного поля ротора постійними магнітами, що автоматично виключає витрати електроенергії на його збудження. Така схема побудови двигуна в комбінації з використанням сучасних енергоємних магнітотвердих матеріалів дозволяє досягати

найвищого ККД серед електромеханічних перетворювачів інших типів [25, 26, 29, 66].

Найбільш перспективним на сьогоднішній день магнітотвердим матеріалом є інтерметалічна композиція NdFeB [63, 77, 81, 109], номенклатура марок і типорозмірів якої сьогодні достатньо широка, що дозволяє підібрати матеріал, який найбільш задовольняє потребу у формі заготовки з урахуванням заданих умов експлуатації пристрою. При збудженні ротора постійними магнітами двигун зворотно-обертального руху стає безконтактним, оскільки відпадає необхідність у колекторно-щітковому вузлі для передачі електроенергії на обертову частину. Як результат зникають не тільки втрати на збудження потоку ротора, але і втрати на тертя в колекторному вузлі.

Структура магнітоелектричного привода зворотно-обертального руху була запатентована ще в 2006-2010 рр. [54], однак не була створена математична модель такого пристрою і не розроблені принципи його побудови, що дозволяють у найбільш повній мірі використовувати переваги магнітоелектричної схеми з метою мінімізації маси, габаритів і енергоспоживання пристрою при заданих характеристиках потужності. Зокрема, не були визначені оптимальні співвідношення між елементами активної зони електромагнітного перетворення, не досліджені особливості і закономірності роботи такого привода, включаючи залежності керуючих моментів від кута повороту ротора, залежності амплітуди коливань від частоти струму керування в обмотці, наявність резонансів у робочому діапазоні частот коливань ротора і деякі інші. Тобто, була відсутня теоретична основа для проектування і розрахунків параметрів двигуна зворотно-обертального руху.

Принципова особливість роботи інструментів зі зворотно-обертальним рухом робочого елемента полягає в реактивному впливі обертального віброприскорення на статорну систему привода. Якщо інструмент утримується в руках, то вібрація передається на руки працюючого з інструментом фахівця. Вібраційний вплив викликає швидку стомлюваність працівника, зниження продуктивності праці і, в решті, призводить до професійних захворювань.

Для боротьби з вібрацією і захисту працівника в промисловості застосовуються динамічні віброгасники, які представляють собою коливальну систему, що з'єднана з пасивною масою та корпусом за допомогою пружного зв'язку. Добором маси і жорсткості пружного зв'язку досягається рівність частоти власних коливань системи і частоти коливань робочого елемента інструмента. Недолік такого віброгасника очевидний: він працює тільки на одній частоті налаштування, відповідної до резонансного режиму роботи. У випадку ручного інструмента, за такого способу віброгасіння, ще і росте утримувана в руках маса, оскільки гасник коливань жорстко кріпиться на вібруючому корпусі приладу. Питаннями віброзахисту при роботі з інструментом, що створюють вібрацію, займаються в багатьох країнах, однак системи з активним придушенням вібрації ще не створені [1, 99, 100, 114].

Тому дослідження зі створення принципів побудови привода зворотно-обертального руху нерозривно зв'язані і з пошуком ефективних способів захисту фахівця від негативного впливу вібрації. У рамках виконання досліджень розглядається принцип активного придушення вібрації, суть якого полягає в створенні компенсуючих моментів, що діють синхронно і протифазно моментам, створюваним основним приводом інструмента у всьому діапазоні робочих частот.

Відзначимо важливі особливості, що визначають специфіку створення безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху:

- вихідним регульованим параметром, що визначає режим роботи двигуна, є амплітуда кута коливань основного ротора відносно корпусу двигуна;
- додатковою вимогою до режиму роботи двигуна може бути умова одержання максимальної амплітуди кутової швидкості на кожному напівперіоді коливань;
- діапазон регулювання частоти коливань робочого елемента – до 100 Гц;
- регулювання амплітуди кута коливань основного ротора в діапазоні не більше ± 20 градусів;

- контрольованою координатою системи є діюче значення струму статора за умовами охолодження двигуна;
- керуючою координатою можуть бути змінні струм або напруга статорної обмотки [95, 96, 98];
- максимальна споживана потужність двигуна – не більш 1000 Вт;
- коливання основного ротора з робочим органом викликають небажану знакозмінну реакцію корпусу приладу на руку оператора, для компенсації якої в структуру двигуна необхідно вводити додатковий ротор.

Визначимо принципи побудови ефективних безконтактних магнітоелектричних двигунів (БМД) зворотно-обертального руху, як основу підходу при їхній розробці:

- Встановлення корисного навантаження безпосередньо на вал двигуна без застосування яких-небудь проміжних механічних, магнітних або інших передач;

- основою для побудови БМД зворотно-обертального руху будемо вважатися структуру, що складається з безпазового статора з однофазною обмоткою, зовнішнім нешихтованим (масивним) магнітопроводом і додатковим постійним магнітом для реалізації ефекту магнітної пружини [38, 81, 82, 83], а також рухливого ротора на підшипникових опорах з основним постійним магнітом циліндричної форми і встановленим безпосередньо на його валу виконавчим елементом [54];

- для компенсації негативного впливу знакозмінних реактивних моментів на корпус двигуна в структуру електромеханічної системи додатково вводиться компенсуючий ротор з постійним магнітом і відповідні йому магнітопровід, обмотка керування і допоміжний магніт.

На підставі викладеного визначимо загальні напрямки передбачуваних у роботі досліджень:

- аналіз структури БМД зворотно-обертального руху, вибір критеріїв оптимізації і визначення оптимальних параметрів структурних елементів двигуна;

- обґрунтування структури БМД зворотно-обертального руху, у якій забезпечується активна компенсація впливу знакозмінних реактивних моментів на корпус;
- обґрунтування і розробка математичних моделей БМД зворотно-обертального руху;
- дослідження електромеханічних і частотних характеристик БМД зворотно-обертального руху;
- дослідження режимів роботи БМД зворотно-обертального руху.

Посилання [1, 15 - 26, 29, 32 - 34, 37, 38 - 42, 45 - 55, 57 - 60, 63 - 69, 71 - 84, 86 - 88, 91 - 107, 109 - 116] див. список використаних джерел стор. 142 - 150.

Висновки по розділу 1

1. У результаті аналізу наукових публікацій обґрунтована доцільність побудови системи зворотно обертального руху на підставі структури, що складається з безпазового статора з однофазною обмоткою, зовнішнім масивним нешихтованим магнітопроводом і додатковим постійним магнітом для реалізації ефекту магнітної пружини, а також рухливого ротора на підшипникових опорах з постійним магнітом циліндричної форми і встановленим безпосередньо на його валу виконавчим елементом;

2. Оскільки БМД зворотно обертального руху є вузькоспеціалізованою електромеханічною системою, основною функцією якої є здійснення коливань вала і робочого елемента із заданими частотою і амплітудою в широкому діапазоні значень, доцільне проведення комплексу досліджень у напрямку вибору структур двигунів, оптимізації їх структурних елементів, дослідження властивостей і режимів роботи.

РОЗДІЛ 2

ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРИ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

2.1 Схема побудови і конструкція магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху.

Структура безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху, побудованого за магнітоелектричною схемою, наведена на рис. 2.1. Тут у корпусі 1 встановлено в підшипниках 2 ротор, який складається з вала 3 та встановленого на ньому постійного магніта 4. З корпусом жорстко з'єднаний концентричний ротору магнітопровід 5, який може бути виготовлений шляхом порошкової металургії [11]. На внутрішній поверхні магнітопроводу встановлено обмотку керування, електрична вісь якої ортогональна осі обертання ротора. Обмотка складається з двох однакових дзеркально відображених і з'єднаних між собою електричних котушок 6 і 7. Виконавчий елемент 9 (яким може бути абразивна або ріжуча насадка) встановлений безпосередньо на валу 3 [54].

Керуючий електромагнітний знакозмінний момент, що відхиляє ротор у протилежні сторони, створюється завдяки взаємодії магнітного поля постійного магніту ротора і змінного поля обмотки зі струмом. Щоб не використовувати датчики положення ротора і спростити, тим самим, систему керування його знакозмінним рухом, між ротором і статором двигуна введений пружний зв'язок таким чином, щоб при знеструмленій обмотці ротор примусово повертався у деяке нульове (вихідне) положення. Для цього на статорі між котушками 6 і 7 встановлений постійний магніт 8. Завдяки взаємодії магнітних полів ротора і статора створюється режим магнітної пружини, пружність якої визначається характеристиками магнітних матеріалів і геометрією магнітів ротора і статора. Для посилення пружності пружини при незмінній

геометрії магніту ротора може бути використаний не один, а два статорні магніти, що розташовані між котушками обмотки діаметрально протилежно. Завдяки взаємодії магнітних полів нерухомого магніту 8 і магніту ротора 4 при знеструмленій обмотці досягається примусова орієнтація ротора в положенні, при якому його полюси розташовуються проти активних частин котушок 6 і 7 і розглянута магнітна система перебуває в положенні стійкої рівноваги. Пружний зв'язок може бути організований також за допомогою звичайної механічної пружини або торсіона, що працюють на скручування, однак надійність і довговічність пристрою при цьому будуть знижені.

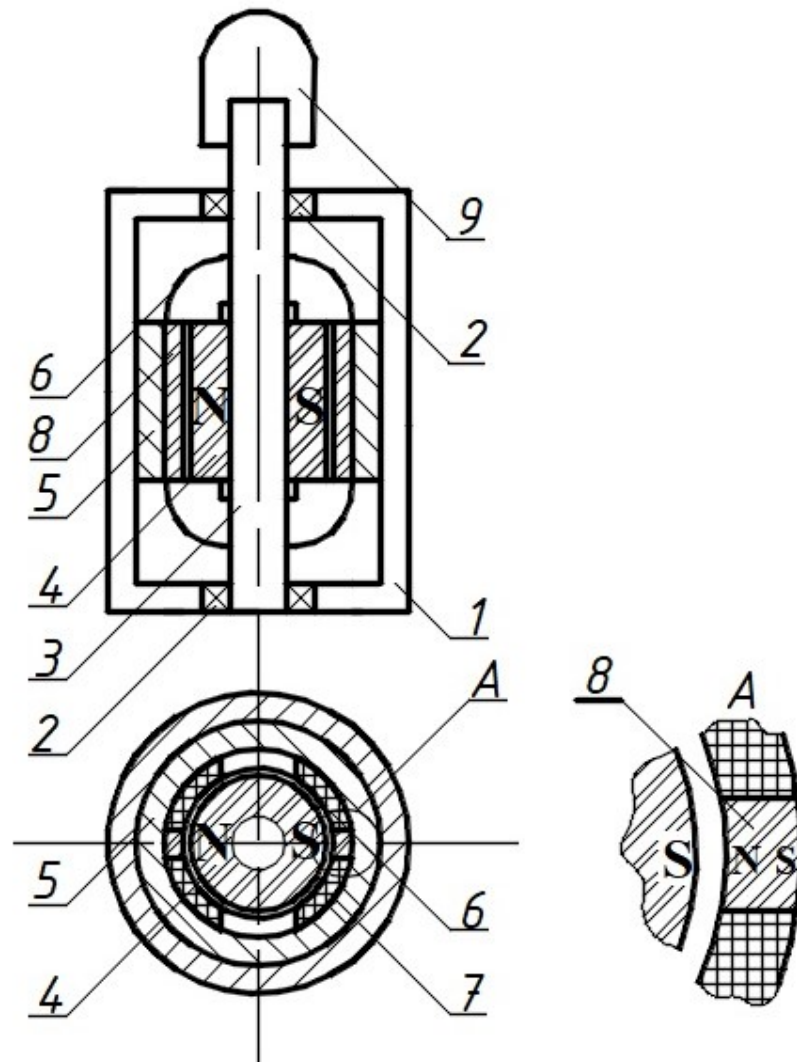


Рис. 2.1 Структура безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху

Поки обмотка не підключена до джерела живлення, ротор з магнітом 4 разом з валом 3 і робочим елементом 9 займає положення, що відповідає рис. 2.1, при якому осі намагнічування магнітів ротора і статора розташовані в одній площині. При підключенні обмотки до джерела струму виникає електромагнітний момент, який виводить ротор з положення стійкої рівноваги, і відхиляє його на кут, при якому електромагнітний момент обмотки врівноважить момент магнітної взаємодії ротора з магнітом статора. Зміна напрямку струму в обмотці призводить до відхилення ротора в протилежну сторону. Відхилення ротора буде відбуватися доти, поки момент, створюваний обмоткою, не буде врівноважений моментом пружного зв'язку між магнітами ротора і статора. Величина відхилення ротора тим більше, чим більше величина електромагнітного моменту, обумовленого за інших рівних умов струмом в обмотці. Таким чином, регулювання частоти і амплітуди струму в обмотці призводить до зміни частоти і амплітуди відхилення ротора з робочим навантаженням.

2.2 Структура приводу зворотно-обертального руху з активною компенсацією реактивних моментів

Як було вже відзначено, методи зниження вібрації на оператора шляхом поглинання енергії знакозмінного руху інструмента малоефективні і не забезпечують повного захисту від вібрації.

У дисертації розглянуто інший підхід до розв'язку проблеми віброзахисту, суть якого полягає у створенні компенсуючих зусиль, або моментів, що діють синхронно, але протифазно зусиллям, створюваним основним приводом інструмента у всьому діапазоні робочих частот. Відзначимо при цьому, що компенсуючі зусилля, можуть виконувати корисну роботу нарівні з основним приводом, не знижуючи, таким чином, загального ККД пристрою.

У випадку реалізації зворотно-обертального руху інструмента знакозмінний рух основного ротора, жорстко з'єднаного з інструментом, забезпечується за рахунок введення пружного магнітного зв'язку між ротором і статором приводного двигуна, величина моменту пружності якого змінюється за гармонійним законом залежно від кута повороту ротора. Чим більше кут відхилення ротора під впливом керуючого електромагнітного моменту, тим більше сила пружності, тому при деякому куті відхилення ротора електромагнітний момент виявляється врівноваженим моментом магнітної пружини. В цей момент часу примусово змінюється знак електромагнітного моменту і починається рух ротора у зворотну сторону [9, 39].

Для створення компенсуючих зусиль або моментів в електромеханічну частину приладу необхідно ввести другий ротор, що робить такий же зворотно-обертальний рух, але протифазний першому ротору. Математична модель системи, що складається із двох синхронно керованих підпружинених роторів, буде розглянута в розділі 3. З неї випливає, що умовою компенсації моментів реакції привода є рівність електромагнітних моментів і моментів магнітних пружин, що діють на перший і другий ротори з боку статора

$$M_{\text{Эм1}} = M_{\text{Эм2}}; \quad M_{\text{Мн1}} = M_{\text{Мн2}}.$$

Забезпечення рівності цих моментів і є основним завданням проектування подібної системи компенсації реактивних моментів. Величини моментів у розглянутій магнітоелектричній системі визначаються потокозчепленнями намагнічених роторів з відповідними обмотками керування і магнітними елементами магнітних пружин

$$-\Psi_{X1} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_1 + \Psi_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot \sin \gamma_1 + \Psi_{X2} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_2 - \Psi_{Z2} \cdot i_{Z2} \cdot \sin \gamma_2 = 0, \quad (2.1)$$

де Ψ_{X1}, Ψ_{X2} - потокозчеплення роторів з обмоткою керування, Ψ_{Z1}, Ψ_{Z2} - потокозчеплення роторів і обмоток, що створюють пружний зв'язок зі статором, i_X, i_{Z1}, i_{Z2} - струм обмотки керування та струми обмоток магнітних пружин.

Розглянемо деякі структури побудови приводів зворотно-обертального руху з компенсацією реактивних моментів (рис. 2.2).

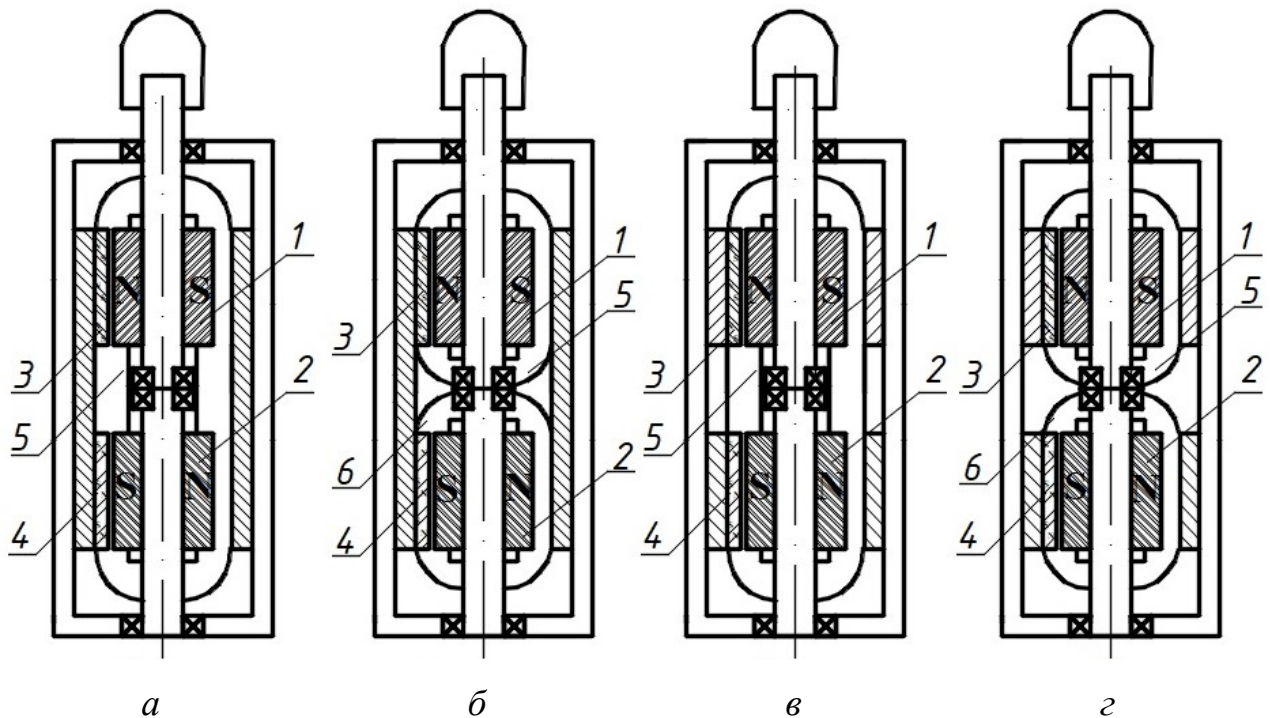


Рис.2.2 Схеми побудови приводів зворотно-обертального руху з активною компенсацією знакозмінних реактивних моментів

У конструкцію пристрою вводиться компенсуючий ротор, встановлений в опорах корпусу з можливістю обертання, і зміщений відносно першого ротора уздовж його поздовжньої осі. Взаємна орієнтація магнітів 1 і 2, вектори намагнічування яких у вихідному положенні повинні бути спрямовані протилежно один одному, забезпечується за рахунок взаємодії з магнітами статора протилежної полярності 3 і 4 відповідно, розташованими проти полюсів магнітів роторів. При цьому використовується тільки одна обмотка керування 5 (рис 2.2а), що складається із двох дзеркально відбитих і діаметрально розташованих котушок (друга котушка не показана). Загальна довжина такої обмотки відповідає довжині двох магнітів, технологічному проміжку між ними і сумарній довжині вильоту лобових частин. Магніти 1 і 2 розташовують відносно обмотки 5 симетрично по довжині, щоб забезпечити рівний ступінь взаємодії кожного з них з активною частиною обмотки. Тоді, при

протіканні по обмотці струму, знаки обертових моментів, що діють на ротори, автоматично стають протилежними.

Недоліком такої схеми побудови є те, що у випадку нерівності параметрів магнітів роторів неможливо автоматично одержати повну компенсацію моментів реакції через відсутність органів їх регулювання. Деяке зниження величини некомпенсованого моменту може бути досягнуте шляхом зсуву ротора із кращими магнітними параметрами в ту область обмотки, де потокозчеплення знижене, тобто до її краю. Однак для можливості здійснення такої технологічної операції потрібно деяке ускладнення конструкції.

Досягти більш повної компенсації реактивних моментів дозволяє схема побудови пристрою, у якій регулювання електромагнітного моменту відбувається незалежно для кожного намагніченого ротора. Електромагнітна структура [14] такої магнітоелектричної машини (рис 2.2б) містить крім двох роторів 1 і 2, орієнтованих по напрямку магнітних полів протилежно, і магнітів статора 3, 4, вже дві обмотки керування 5 і 6, кожна з яких може взаємодіяти тільки зі «своїм» ротором.

Оскільки у створенні моментів приймають участь дві пари магнітів і дві обмотки керування, в (2.1) необхідно ввести нові позначення струмів [5], які відповідають потокозчепленням Ψ_{x1} , Ψ_{x2}

$$-\Psi_{x1} \cdot i_{x1} \cdot \cos \gamma_1 + \Psi_{z1} \cdot i_{z1} \cdot \sin \gamma_1 + \Psi_{x2} \cdot i_{x2} \cdot \cos \gamma_2 - \Psi_{z2} \cdot i_{z2} \cdot \sin \gamma_2 = 0, \quad (2.2)$$

де i_{x1} , i_{x2} – струми основної та компенсуючої обмоток.

Тепер регулювання електромагнітних моментів може здійснюватися як за допомогою поздовжніх переміщень магнітів 1 і 2, так і шляхом регулювання величини струмів керування в обмотках 5 і 6. При цьому можливе як активне регулювання струмів за допомогою регульованих джерел живлення, так і пасивне, шляхом введення в електричні кола обмоток змінних баластових резисторів.

Структури зображені на рис 2.2в і рис 2.2г аналогічні з описаними вище з однією відмінністю – з метою зменшення взаємного впливу роторів 1 і 2

один на одного їх магнітні кола в частині магнітопроводу статора розірвані [13].

Оскільки компенсуючий ротор має такі ж параметри, як і основний він також може виконувати корисну роботу нарівні з основним. Зокрема, у медичних і косметологічних приладах для проведення процедур біомеханічної стимуляції і дерматонії, насадки можуть встановлюватися на обидва з валів. Розташовуючись концентрично і рухаючись у зустрічних напрямках, вони у комбінації зі спеціальною формою поверхні роблять більш ефективний вплив на тіло пацієнта. У випадку застосування такого пристрою для шліфування і полірування форм для лиття підвищується продуктивність і якість роботи.

2.3 Оптимізація геометрії двигуна

Завдання вибору геометрії постійних магнітів і повітряного проміжку в електромеханічній системі БМД зворотно-обертального руху, при яких досягається максимум електромагнітного моменту, що створюється обмоткою, на одиницю затраченої електричної енергії, вирішувалася в дослідженні за методикою, викладеною в [4, 7, 44]. Методика дозволяє одержати шукані співвідношення в узагальненому вигляді без прив'язки до конкретних розмірів складових елементів. Її суть та послідовність дій полягає в наступному:

- Для обраної конфігурації БМД зворотно-обертального руху обираються змінні, від яких залежить як величина індукції в проміжку, так і величина і положення об'єму, що містить струмові контури, які взаємодіють з магнітним потоком ротора.

- Визначається фактичний закон розподілу індукції в області простору проміжку, відведеного під обмотку, при зміні об'єму цієї області залежно від обраних змінних.

- На підставі закону розподілу індукції встановлюється залежність середнього значення радіальної складової індукції в проміжку при зміні обраних змінних. По можливості відшукується і відповідна емпірико-аналітична

залежність. Визначення закону розподілу індукції в області розташування обмотки є ключовим завданням процесу побудови оптимальної структури БМД.

- Встановлюються аналітичні залежності для визначення числа струмових контурів, відносно об'єму обмотки, координат, що характеризують їхнє розташування і координат плеча прикладання електромагнітних зусиль при зміні вказаних змінних.

- Отримані залежності вводяться у вираз для електромагнітного моменту або зусилля для прийнятої конфігурації магнітоелектричного пристрою і визначається його екстремум. При цьому вводиться умова сталості електричної енергії, що розсіюється в цих контурах. Дотримання цієї умови обов'язково для забезпечення об'єктивного порівняння одержуваних результатів при варіюванні змінних.

Екстремальна задача може бути вирішена двома шляхами. У тому випадку, якщо вдається відшукати емпірико-аналітичну залежність середнього значення індукції від обраних змінних, екстремум знаходиться формально, методами математичного аналізу. При цьому вноситься деяка похибка, через не повний збіг фактичної залежності зміни магнітної індукції в проміжку з аналітичною залежністю, що її описує. Крім того, по одній точці екстремуму не можна оцінити динаміку зміни моменту на околицях цієї точки. Тому екстремальну задачу може бути розв'язано також методом побудови розрахункової залежності зміни моменту при використанні середніх значень індукції, безпосередньо отриманих при моделюванні магнітного поля і варіюванні змінними. У дисертації показано застосування обох цих методів.

Оскільки при розв'язку екстремальної задачі використовуються середні для об'єму обмотки значення радіальних складових індукції, то зручно скористатися також і середніми значеннями всіх інших величин, що входять у загальний вираз електромагнітного моменту [7]. Це дозволяє спростити як процедуру пошуку екстремуму, так і кінцевий вираз електромагнітного моменту або зусилля.

Отже, розглянемо структуру БМД, ротор якого являє собою дво полюсний магніт у вигляді циліндра, намагнічений діаметрально, наскрізний циліндричний отвір котрого потрібен для установки магніту на вал двигуна (рис. 2.1). У дослідженнях, присвячених пошуку оптимальних співвідношень між розмірами елементів систем збудження безконтактних магнітоелектричних двигунів з безпазовим статором і циліндричним дво полюсним ротором, були встановлені, зокрема, залежності зміни середніх значень індукції в проміжку при варіюванні відношенням довжини проміжку до діаметра циліндричного $L_u = \delta/D$ ротора [7].

Для цього типу двигуна були встановлені також залежності зміни середнього значення індукції в області розташування обмотки при варіюванні кутною зоною цієї області φ (рис.2.3).

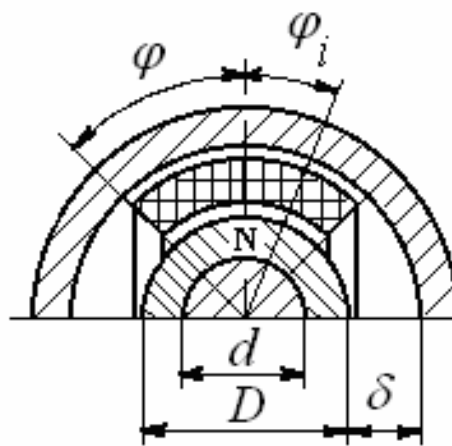


Рис. 2.3 Половинний розріз БМД

Кутом φ позначена симетрична половина перетину активної зони обмотки. В результаті досліджень [10] був встановлений закон зміни середнього значення радіальних складових індукції в елементарній радіальній трубці циліндричного проміжку, положення якої визначається кутом φ_i :

$$B_{T_u}^{cp} = B_r \cdot b_u^{L_u} \cdot \cos \varphi_i, \quad (2.3)$$

де $B_r \cdot b_u^{L_u}$ - середня величина індукції в елементарній радіальній трубці проміжку при $\varphi_i=0$ і заданому значенні L_u ; $b_u^{L_u}$ - статична функція, що ви-

значає крутизну падіння середнього значення індукції в циліндричному проміжку при його збільшенні;

Основа b_u показникової функції $b_u^{L_u}$ залежить від відношення внутрішнього і зовнішнього діаметрів циліндричного магніту d/D і являє собою позитивне число, менше одиниці. Зокрема, для випадку $d/D=0$, коли магніт ротора не має центрального отвору, b_u становить 0,12. Відповідно до (2.3) середнє інтегральне значення радіальних складових індукції в циліндричному проміжку для всього кутового діапазону φ становить

$$B_u^{cp} = B_r \cdot b_u^{L_u} \cdot \frac{\sin \varphi}{\varphi} \quad (2.4)$$

В [7] були визначені також середнє значення плеча прикладання електромагнітної сили $r_{cp} = (D + \delta)/2$, і середня довжина витка обмотки, що включає в себе активну і лобову частини. При цьому була прийнята спрощена модель довжини витка, при якій активна і лобова частини були залежні одне від одного. При цьому модель не враховувала зміни довжини лобової частини при варіюванні конфігурацією обмотки. У результаті такого спрощення вплив довжини лобової частини обмотки на її опір при варіюванні кутом φ не було враховано, і оптимальна величина відносного проміжку L_u була визначена з деякою похибкою.

Одним із завдань цього дослідження було уточнення результату оптимізації геометрії магнітоелектричної системи із дво полюсним циліндричним магнітом ротора. Крім того, практичний інтерес представляв вибір оптимального кутового розміру обмотки φ , при якому ефективність взаємодії обмотки і потоку збудження буде максимальною. Проведення такого дослідження є доцільним через нерівномірність розподілу індукції за об'ємом обмотки відповідно до (2.3).

Виходячи з геометрії, наведеної на рис 2.3, була прийнята наступна модель довжини лобової частини середнього витка обмотки

$$l_l^{cp} = \frac{1}{\varphi} \int_0^{\varphi} 4 \cdot r_{cp} \cdot \cos \varphi d\varphi = 4 \cdot r_{cp} \cdot \frac{\sin \varphi}{\varphi} = 2(D + \delta) \frac{\sin \varphi}{\varphi} .$$

Така модель враховує залежність довжини лобової частини обмотки від величини кутової зони її активної частини. При цьому активна довжина БМД l_a може встановлюватися незалежно. Тоді вираз для загальної довжини середнього витка обмотки набуде вигляду

$$l_{cp} = 2(D + \delta) \frac{\sin \varphi}{\varphi} + l_a .$$

Така модель середньої довжини витка є більш точною, оскільки дозволяє, не тільки враховувати зміну довжини лобової частини витка, що залежить від кута φ , але й незалежно вводити будь-яку довжину його активної частини.

Виразимо кількість витків W , розташовуваних у проміжку в межах кута φ через площу перетину проміжку і перетину проводу обмотки. Тоді з урахуванням k - коефіцієнта заповнення площі перетину обмотки міддю

$$W = \frac{k \cdot \delta(D + \delta) \cdot \varphi}{2s} .$$

Тепер можна записати вираз для опору обмотки при заданих напрузі U і струмі I джерела живлення БМД

$$R = \frac{\rho \cdot l_{cp} \cdot W}{s} = \frac{k \cdot \rho \cdot \delta(D + \delta) [2(D + \delta) \sin \varphi + \varphi \cdot l_a]}{2 \cdot s} = \frac{U}{I} .$$

Так само, як і в [10] введемо умову сталості електричної потужності, що розсіюється в обмотці, виразивши при цьому опір обмотки через геометричні розміри проміжку:

$$s = \sqrt{\frac{k \cdot I \cdot \rho \cdot \delta(D + \delta) [2(D + \delta) \sin \varphi + \varphi \cdot l_a]}{2 \cdot U}} . \quad (2.5)$$

Тоді, враховуючи (2.5) вираз для числа витків прийме вигляд

$$W = \frac{\delta(D + \delta) \cdot \varphi \cdot \sqrt{k \cdot 2U}}{\sqrt{I \cdot \rho \cdot \delta(D + \delta) [2(D + \delta) \sin \varphi + \varphi \cdot l_a]}} . \quad (2.6)$$

Вирази (2.5) і (2.6) являють собою умови сталості електричної потужності, що розсіюється в обмотці, при змінному об'єму обмотки і постійній величині напруги U та потужності P джерела живлення стосовно до БМД із циліндричним магнітом ротора.

Підставимо отримані залежності для величин B_u^{cp} і W у вираз електромагнітного моменту, що створюється обмоткою з активною довжиною витка l_a , враховуючи, що $L_u = \delta/D$. У результаті одержимо

$$M = K \frac{\sin \varphi}{\sqrt{2D(1 + L_u) \sin \varphi + \varphi \cdot l_a}}, \quad (2.7)$$

де

$$K = \frac{B_r \cdot b_u^{L_u} \cdot l_a \cdot D^3 \cdot L_u (1 + L_u)^2 \cdot \sqrt{2k \cdot P}}{2\sqrt{\rho \cdot D^2 \cdot L_u (1 + L_u)}}.$$

Розв'язок екстремальної задачі для (2.7) по змінній L_u при будь-якому фіксованому куті φ виявило єдиний екстремум, що відповідає величині $L_u = 0,39$.

Графік залежності $M(L_u)$ наведений на рис. 2.4.

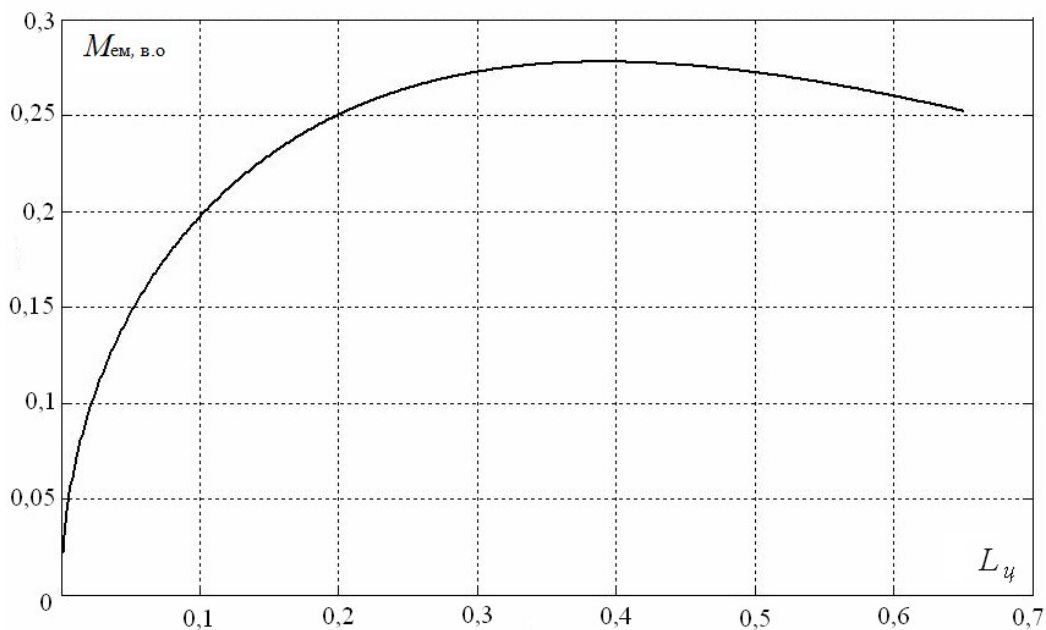


Рис.2.4 Залежність електромагнітного моменту від відношення довжини проміжку до діаметра циліндричного магніту ротора

Величина оптимального відносного проміжку (рис. 2.4) отримана для БМД із цільним циліндричним двополюсним магнітом ротора без центрального отвору ($d/D = 0$). Якщо ж циліндричний магніт має центральну порожнину, то основа b_u показникової функції $b_u^{L_u}$ в (2.4), що визначає крутизну зміни середнього значення індукції в проміжку при варіюванні величиною L_u , буде залежати також від відношення внутрішнього і зовнішнього діаметрів d/D . Відповідно до цього буде змінюватися і оптимальне значення L_u . Це пояснюється тим, що із збільшенням діаметра центрального отвору магніту нелінійно зменшуються абсолютні значення індукції в проміжку і, відповідно, величина електромагнітного моменту не може бути скомпенсована зростанням об'єму обмотки. Тому повинні зменшуватися і оптимальні значення L_u , відповідно до максимуму електромагнітного моменту, що створюється обмоткою.

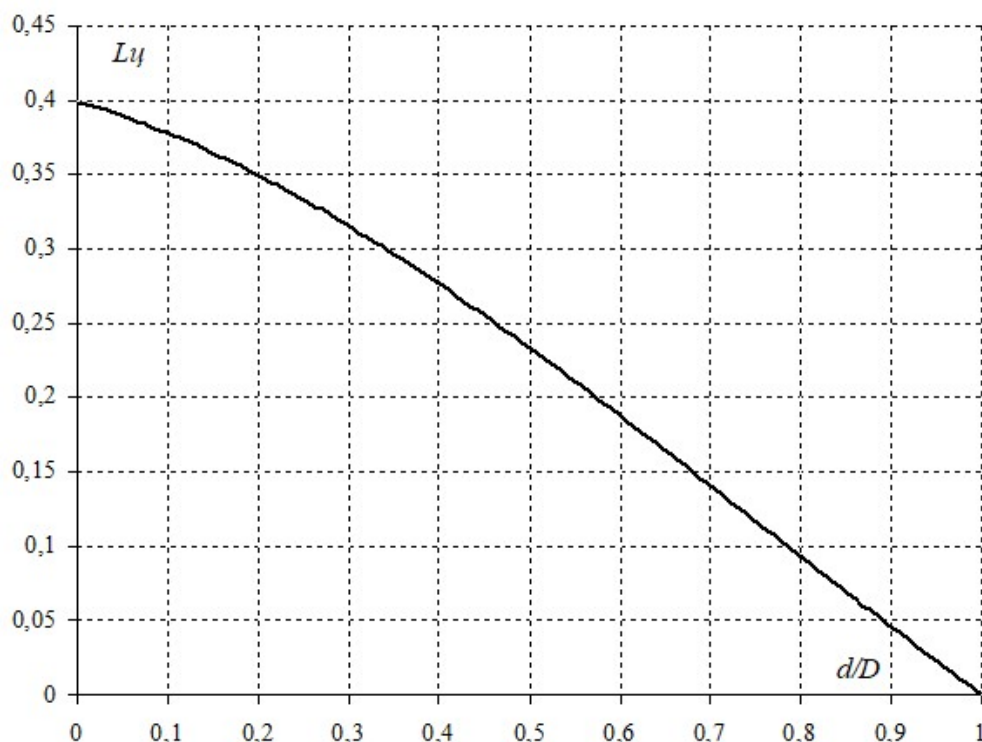


Рис.2.5 Залежність відносного повітряного проміжку від варіації відношення діаметрів магніту

Аналогічні дослідження із встановлення залежностей зміни індукції в проміжку для різних величин відношення d/D дали результуючу залежність оптимальних значень $L_{\psi}(d/D)$, що забезпечують максимальне значення моменту при зміні відношення d/D (рис. 2.5).

Отримані рекомендації з вибору оптимальних співвідношень між діаметром магніту ротора та довжиною повітряного проміжку цілком можуть бути застосовані не тільки до БМД, але і до генераторів з постійними магнітами, оскільки величина ЕРС, що збуджується в обмотці залежить від тих же параметрів, що і електромагнітний момент у двигуні.

2.3.1 Оптимальний кутовий розмір обмотки БМД

Виконання умови оптимуму відношення довжини повітряного проміжку до довжини постійного магніту ще не вирішує повністю завдання досягнення максимальної ефективності взаємодії потоку збудження і струмових контурів у БМД. Це пов'язане з тим, що робоча складова індукції в проміжку змінює своє значення від максимуму на полюсі до нуля в нейтральному перетині магнітної системи, тому довжина кутового діапазону (φ), у межах якого розміщуються активні частини обмотки в проміжку, теж впливає на величину моменту, що створюється обмоткою. Вибір цього діапазону і його положення проведемо в узагальненому вигляді за критерієм максимуму електромагнітного моменту на одиницю затрачуваної електричної енергії. При цьому визначальною змінною у виразі моменту (2.7) оберемо кутовий розмір обмотки φ , зафіксувавши L_{ψ} . Дослідження (2.7) на екстремум по змінній φ при фіксованій L_{ψ} показало, що в межах фізично можливого діапазону задання кута φ ($0 \dots \pi/2$) положення точки екстремуму моменту залежить від співвідношення між діаметром циліндричного магніту ротора і його довжиною. Закон зміни кута φ_{Opt} , що відповідає максимуму моменту, при зміні

відношення l_p/D наведений на рис. 2.6. Тут $l_p = l_a/2$ - довжина активної частини ротора (довжина постійного магніту).

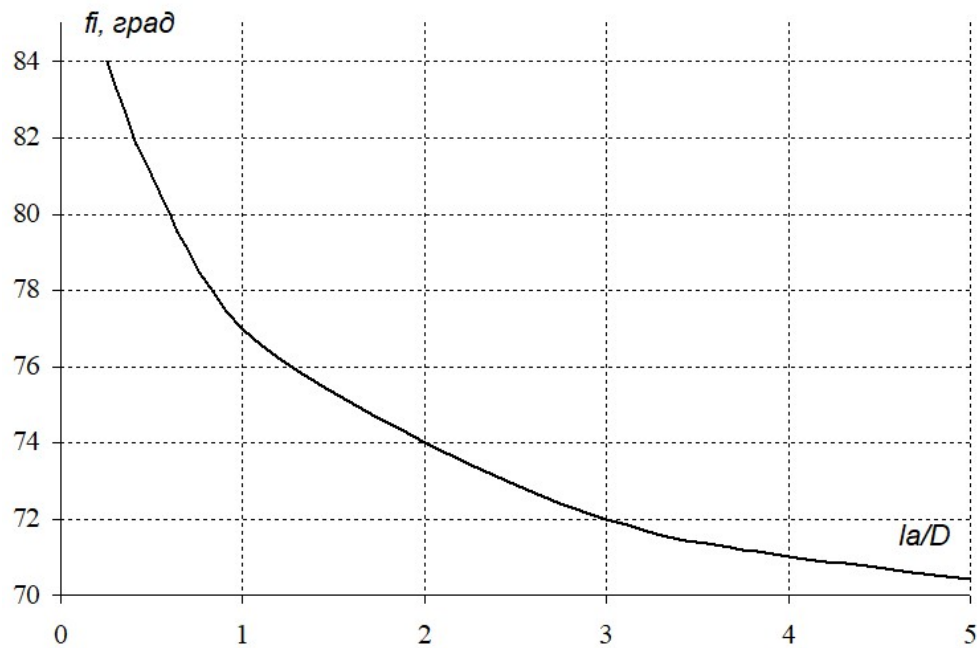


Рис.2.6 Залежність оптимального кутового діапазону від довжини активної частини ротора

З рис.2.6 випливає, що оптимальна величина кута зростає при трансформації двигуна в плоский диск. Пояснюється це тим, що при зменшенні активної частини витка зростає частка лобових частин, довжина яких залежить від кута φ . Слід помітити, що практично, оптимальна величина φ_{opt} може бути витримана тільки у випадку багат шарової обмотки, коли обмотка кожної наступної фази розташовується поверх обмотки попередньої. Якщо ж котушки всіх фаз обмотки укладаються в один шар, то гранично можливий кут φ для двофазної обмотки становить 45 градусів, а для трифазної обмотки - 30 градусів.

У розглянутому БМД зворотно-обертального руху з обмеженим кутом повороту ротора використовується єдина однофазна обмотка, отже, отримана оптимальна величина φ_{opt} може бути застосована без усяких обмежень.

Помітимо також, що при використанні пружного зв'язку між ротором і статором шляхом розташування постійного магніту на статорі, для організа-

ції зворотно-обертального руху вала, цей додатковий статорний магніт повинен розташовуватися між симетричними половинами обмотки керування. Тому деяка незначна (до 10%) частина зони активних частин обмотки виявляється поза зоною з найвищим значенням індукції.

Посилання [4, 5, 7, 9 - 11, 13, 14, 39, 44, 54] див. список використаних джерел стор. 142, 143, 145 - 147.

Висновки по розділу 2

1. Розглянуто принципи побудови безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху з обмеженим кутом відхилення ротора. Структура двигуна містить постійний двополюсний магніт на роторі, єдину обмотку керування та постійний магніт статора для створення пружного зв'язку між ротором та статором. Запропоновано структури двигунів, що мають додатковий рухомий ротор для компенсації реактивних моментів, що впливають на статор і пов'язаний з ним корпус приладу. Активна компенсація яких реалізується шляхом створення другим ротором компенсуючих моментів зворотного знаку.

2. Проведено пошук оптимальної геометрії елементів системи збудження і обмотки БМД. У результаті оптимізації БМД отримані аналітичні вирази для співвідношення геометричних розмірів магніту ротора і величини повітряного проміжку при яких досягається максимальний електромагнітний момент на одиницю втраченої потужності. Визначено оптимальний кут дуги повітряного зазору, у межах якого доцільно розміщувати активні частини обмоток.

РОЗДІЛ 3

**МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ПРОЦЕСІВ І МАГНІТНИХ ПОЛІВ У
МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОМУ ДВИГУНІ
ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ**

3.1 Математична модель БМД зворотно-обертального типу однороторної конструкції

Для побудови моделі динамічного стану двигуна скористаємося фундаментальним інтегральним принципом Гамільтона. Розглянемо при цьому два варіанти побудови двигуна - з електромагнітним і магнітним способами збудження потоку ротора. Розташуємо в нерухомій прямокутній системі координат $X_0 Y_0 Z_0$ (рис. 3.1) дві обмотки: обмотку обертання (ОС – обмотка статора) і обмотку електромагнітної пружини (ОП), розташували їх співвісно координатним осям OX і OZ відповідно.

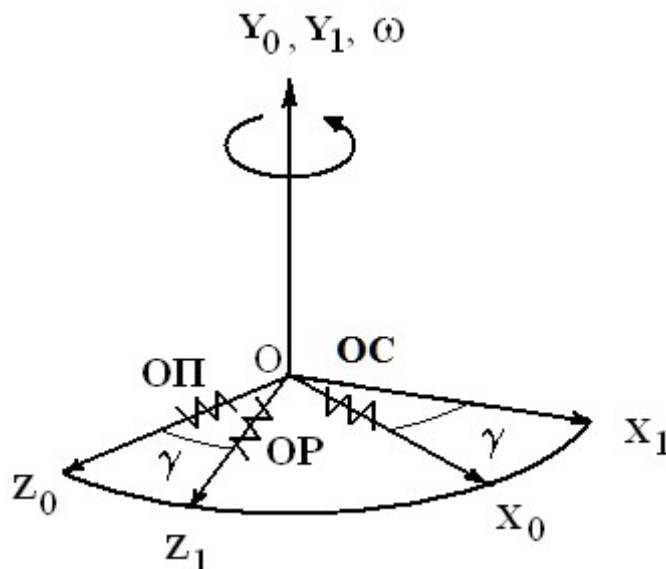


Рис. 3.1 Системи координат і схематичне розташування еквівалентних обмоток OP - Збудження ротора, OP - Магнітоелектричної пружини, OC - Обмотка збудження статора

Обмотку збудження ротора (ОР) зв'яжемо з рухомою системою координат $X_1 Y_1 Z_1$, розгорнутою в деякий момент часу відносно нерухомої системи координат навколо осі OY на кут γ . Моменти інерції ротора відносно трьох взаємно ортогональних осей зв'язаної системи координат позначимо J_x, J_y, J_z . Оскільки розглянутий двигун має особливості у вигляді пружного зв'язку між ротором і статором при обмежених кутах повороту ротора, зупинимось більш докладно на енергетичних процесах, що відбуваються в ньому. Очевидно, що запасання механічної кінетичної енергії відбувається тільки в обертовому роторі, тому вираз для механічної кінетичної енергії розглянутої електромеханічної системи буде мати вигляд:

$$T_P = \frac{1}{2} (J_x \omega_x^2 + J_y \omega_y^2 + J_z \omega_z^2) , \quad (3.1)$$

де $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ - проєкції абсолютної кутової швидкості ротора на осі зв'язаної системи координат OX_1, OY_1, OZ_1 .

Оскільки вісь обертання ротора завжди нормальна площині $X_0 O Z_0$, то $\omega_y = \omega$; $\omega_z = 0$, і вираз для кінетичної енергії ротора в динамічному режимі, коли швидкість обертання змінюється в часі, прийме вигляд

$$T_P = \frac{1}{2} J_Y \cdot \dot{\gamma}^2 . \quad (3.2)$$

В електричній частині машини відбувається запасання енергії у вигляді енергії магнітного поля в індуктивностях обмоток. При цьому енергію, що запасується в електричному полі в розглянутому випадку можна не брати до уваги через незначність щільності цієї енергії ($\varepsilon E^2/2$) у порівнянні із щільністю енергії магнітного поля.

Враховуючи, звичайні для безпазових двигунів колові моделі із зосередженими параметрами, допущення про електричну лінійність системи, магнітної однорідності середовища і сталості власних індуктивностей обмоток [70], приймемо вираз для енергії електромагнітного поля у вигляді

$$W = \frac{1}{2} \sum_{i,j}^3 L_{ij} \cdot i_i \cdot i_j , \quad (3.3)$$

де L_{ij} - власні й взаємні індуктивності обмоток; i_i, i_j - струми в обмотках.

Оскільки за умовою фізичної моделі електричні осі обмоток керування і пружини взаємно ортогональні, то через відсутність феромагнітних сердечників в обмотках статора $\mu = \mu_0$, взаємні індуктивності обмоток керування можна вважати рівними нулю. У той же час взаємні індуктивності роторної обмотки з обмотками статора змінюються при зміні положення ротора, оскільки змінюються коефіцієнти електромагнітних зв'язків між ними. Відповідно до рис. 3.1 запишемо

$$\begin{cases} M_{PX} = M_{XP} = M_X \cdot \sin \gamma; \\ M_{PZ} = M_{ZP} = M_Z \cdot \cos \gamma, \end{cases} \quad (3.4)$$

де M_X, M_Z - взаємні індуктивності роторної обмотки з відповідною обмоткою статора при співвісному їхньому розташуванні.

З урахуванням викладеного вираз для енергії електромагнітного поля розглянутої безпазової машини прийме вигляд

$$W_M = \frac{1}{2} (L_X \cdot i_X^2 + L_Z \cdot i_Z^2 + L_P \cdot i_P^2 + 2M_X \cdot \sin \gamma \cdot i_X \cdot i_P + 2M_Z \cdot \cos \gamma \cdot i_Z \cdot i_P). \quad (3.5)$$

Тоді повний вираз силової функції Лагранжа буде таким

$$\begin{aligned} L &= T_P + W_M = \\ &= \frac{1}{2} (J_\gamma \cdot \dot{\gamma}^2 + L_X \cdot i_X^2 + L_Z \cdot i_Z^2 + L_P \cdot i_P^2 + 2M_X \cdot \sin \gamma \cdot i_X \cdot i_P + 2M_Z \cdot \cos \gamma \cdot i_Z \cdot i_P). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Для врахування сил розсіювання у двигуні скористаємося дисипативної функцією Релея. У механічній частині системи розсіювання енергії, що підводиться до неї, відбувається тільки за рахунок в'язкого тертя, яке залежить від швидкості ротора. Функція розсіювання для механічної частини має вигляд

$$F_M = \frac{1}{2} (\dot{\gamma} \cdot \nu_\gamma), \quad (3.7)$$

де ν_γ - коефіцієнт в'язкого тертя, що виникає при русі ротора навколо осі ОУ.

В електричній частині системи розсіювання енергії відбувається на активних опорах обмоток R_{OB} , $R_{OП}$, R_P , і визначається струмами в обмотках i_X , i_Y , i_Z , які є електричними аналогами коефіцієнтів в'язкого тертя

$$F_E = \frac{1}{2} (i_X^2 \cdot R_{OB} + i_Z^2 \cdot R_{OП} + i_P^2 \cdot R_P). \quad (3.8)$$

У результаті дисипативна функція Релея для розглянутого випадку приймає вигляд

$$F = F_M + F_E = \frac{1}{2} [\dot{\gamma} \cdot \nu_Y + (i_X^2 \cdot R_{OB} + i_Z^2 \cdot R_{OП} + i_P^2 \cdot R_P)]. \quad (3.9)$$

Далі, для побудови моделі стану двигуна, необхідно виконати операції диференціювання силової функції Лагранжа і дисипативної функції Релея за обраними узагальненими координатами, швидкостями і часом та підставити результати в рівняння Лагранжа другого роду

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_k} + \frac{\partial F}{\partial \dot{q}_k} = Q_k. \quad (3.10)$$

Диференціювання функцій (1) і (2) за узагальненими координатами, швидкостями і часом дає

$$\frac{\partial L}{\partial \gamma} = M_X \cdot i_X \cdot i_P \cdot \cos \gamma - M_Z \cdot i_Z \cdot i_P \cdot \sin \gamma; \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{\gamma}} = J_Y \cdot \dot{\gamma}; \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_X} = L_X \cdot i_X + M_X \cdot i_P \cdot \sin \gamma; \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_Z} = L_Z \cdot i_Z + M_Z \cdot i_P \cdot \cos \gamma; \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_P} = L_P \cdot i_P + M_X \cdot i_X \cdot \sin \gamma + M_Z \cdot i_Z \cdot \cos \gamma; \quad (3.15)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\gamma}} \right) = J_Y \cdot \ddot{\gamma}; \quad (3.16)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_X} \right) = L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + M_X \left(i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_P}{dt} \sin \gamma \right); \quad (3.17)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_Z} \right) = L_Z \cdot \frac{di_Z}{dt} + M_Z \left(-i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + \frac{di_P}{dt} \cos \gamma \right); \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_P} \right) = L_P \cdot \frac{di_P}{dt} + M_X \left(i_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_X}{dt} \sin \gamma \right) - \\ - M_Z \left(i_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + \frac{di_Z}{dt} \cos \gamma \right); \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \dot{\gamma}} = \dot{\gamma} \cdot v_Y; \quad (3.20)$$

$$\frac{\partial F}{\partial i_X} = i_X \cdot R_X; \quad \frac{\partial F}{\partial i_Z} = i_Z \cdot R_Z; \quad \frac{\partial F}{\partial i_P} = i_P \cdot R_P. \quad (3.21)$$

Оскільки обмотка електромагнітної пружини збуджена постійним струмом, то всі члени при похідній di_Z/dt перетворюються на нуль. Підставляючи результати диференціювання в (3.9), записавши в правих частинах рівнянь зовнішні узагальнені сили, які відповідають узагальненим координатам і швидкостям кожного з рівнянь, одержуємо систему нелінійних диференціальних рівнянь динамічного стану безпазового електродвигуна при прийнятих умовах і обмеженнях

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} - M_X \cdot i_X \cdot i_P \cdot \cos \gamma + M_Z \cdot i_Z \cdot i_P \cdot \sin \gamma + \dot{\gamma} \cdot v_Y = m_Y; \quad (3.22)$$

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + M_X \left(i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_P}{dt} \sin \gamma \right) + i_X \cdot R_X = U_X; \quad (3.23)$$

$$M_Z \left(-i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + \frac{di_P}{dt} \cos \gamma \right) + i_Z \cdot R_Z = U_Z; \quad (3.24)$$

$$L_P \cdot \frac{di_P}{dt} + M_X \left(i_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_X}{dt} \sin \gamma \right) - M_Z \cdot i_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + i_P \cdot R_P = U_P. \quad (3.25)$$

Для переходу до моделі стану двигуна з магнітним збудженням потоку представимо постійний магніт ротора у вигляді струмового шару з поверхневим струмом I_p [27], виразивши взаємну енергію магніту ротора і обмотки

обертання через їхню взаємну провідність. Для повної енергії системи «магніт ротора - обмотка обертання» маємо [28]:

$$W = \frac{L_X \cdot i_X^2}{2} + G_{XP} \cdot w_{OB} \cdot i_X \cdot I_P - \left(\frac{G_P}{\operatorname{tg} \chi} + G_P - G_{M\mu} \right) \cdot \frac{I_P^2}{2} + \frac{G_P \cdot I_{P0}^2}{2 \operatorname{tg} \chi}, \quad (3.26)$$

де G_{XP} - взаємна провідність магніту ротора і обмотки,

G_P - власна провідність магніту ротора,

$G_{M\mu}$ - провідність усього магнітного ланцюга, включаючи зазор,

w_{OB} - число витків обмотки обертання,

i_X - струм в обмотці обертання,

I_P - повний поверхневий струм магніту ротора,

I_{P0} - поверхневий струм магніту ротора при знеструмленій обмотці,

χ - коефіцієнт магнітної жорсткості (кут нахилу прямої намагніченості),

$$\operatorname{tg} \chi = \left(\frac{\rho}{\mu_0} \right) - 1, \quad (3.27),$$

де ρ - коефіцієнт повернення.

Перший член у виразі (3.26) являє собою власну енергію магнітів при відсутності зовнішньої МРС, третій і четвертий члени показують вплив на стан магнітів повітряних зазорів. Останній член характеризує взаємну енергію магнітів, яка взята зі знаком «плюс», оскільки поверхневі струми магнітів мають однаковий напрямок.

Вираз (3.26) є найбільш універсальним для опису стану системи «магніт-обмотка», оскільки враховує незалежно два фактори, що впливають на її стан: наявність зовнішнього джерела поля, і природне розмагнічування під дією повітряного зазору. Цей вираз може бути використаний для більш глибокого дослідження динаміки електромеханічних систем з урахуванням зміни стану магнітного середовища. Для деяких практичних випадків побудови електромеханічних перетворювачів процес одержання співвідношень динаміки взаємовпливу магніту і обмотки зі струмом може бути суттєво спрощений. Зокрема, таке спро-

щення можливе при використанні для збудження потоку висококоерцитивних інтерметалічних композицій SmCo_5 або NdFeB , які в робочому діапазоні на лінії повернення практично не піддаються зовнішньому впливу взаємодіючої з ними обмотки. Це означає, що повний поверхневий струм магніту, який повинен бути прийнятий у якості незалежної узагальненої електричної швидкості при складанні енергетичної функції, можна вважати незмінним і рівним поверхневому струму магніту при знеструмленій обмотці.

Відповідно до викладеного після диференціювання (3.26) по узагальненій швидкості (I_{P0}) залишиться лише один член $G_{XP} \cdot w_{ob} \cdot I_{P0}$, який являє собою взаємне потокозчеплення Ψ_X , створюване магнітом ротора в обмотці обертання статора. Дослідним шляхом було встановлено, що взаємне потокозчеплення циліндричного ротора і обмотки, розташованої в гладкому концентричному магнітному зазорі змінюється залежно від кута повороту γ за гармонійним законом, тобто $\Psi_X = \Psi_0 \cdot \sin \gamma$. Це означає, що і взаємна енергія магніту і обмотки в БМД залежно від їхнього взаємного кутового положення при постійній величині I_{P0} змінюється по такому ж гармонійному закону

$$W = \Psi_0 \cdot i_X \cdot \sin \gamma, \quad (3.28)$$

де Ψ_0 - потокозчеплення при співвісному розташуванні магніту ротора і обмотки статора.

Введемо позначення:

$$i_P \cdot M_X = I_{P0} \cdot w_{OB} \cdot w_P \cdot G_{XP} = \Psi_X, \quad (3.29)$$

$$i_P \cdot M_Z = I_{P0} \cdot w_{OP} \cdot w_P \cdot G_{ZP} = \Psi_Z. \quad (3.30)$$

Помітимо, що поняття «число витків» не має фізичного змісту стосовно до постійного магніту, тому ми маємо право обрати будь-яке зручне їх значення, зокрема $w_P = 1$.

Перед тим, як зробити відповідні заміни в (3.22-3.25) врахуємо наступні обставини:

- постійний магніт ротора для підтримки свого стану не споживає електроенергію, тобто $U_P=0$.

- поверхневий струм магніту ротора постійний у часі і усі члени при di_{po}/dt звертаються в 0;

- поле обмоток не виявляє впливу на стан постійного магніту і не може збудити в ньому ніяких ЕРС, тому рівняння електричної рівноваги для ротора не має змісту.

У результаті рівняння стану БМД з єдиною обмоткою керування, високоерцитивним постійним магнітом ротора і додатковою обмоткою статора з постійним струмом буде мати вигляд

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} - \Psi_X \cdot i_X \cdot \cos \gamma + \Psi_Z \cdot i_Z \cdot \sin \gamma + \dot{\gamma} \cdot v_Y = m_Y; \quad (3.31)$$

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + \Psi_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + i_X \cdot R_X = U_X; \quad (3.32)$$

$$-\Psi_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + i_Z \cdot R_Z = U_Z; \quad (3.33)$$

Спростимо систему рівнянь (3.31-3.33), прийнявши умову відсутності зовнішнього навантаження ротора ($m_Y = 0$) і малу величину кута відхилення ротора ($\sin \gamma = \gamma$; $\cos \gamma = 1$). Тоді система (3.31-3.33) прикмет вигляд

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} + v_Y \cdot \dot{\gamma} + \Psi_Z \cdot i_Z \cdot \gamma = \Psi_X \cdot i_X; \quad (3.34)$$

$$L_X \frac{di_X}{dt} + \Psi_X \cdot \dot{\gamma} + i_X \cdot R_X = U_X; \quad (3.35)$$

$$-\Psi_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \gamma + i_Z \cdot R_Z = U_Z. \quad (3.36)$$

Для реалізації примусового зворотно-обертального руху ротора в обмотці обертання повинен бути збуджений змінний струм, що змінюється за періодичним законом. При гармонійному законі зміни струму $i_X = i_X^0 \cdot \cos 2\pi ft$, рівняння (3.34) за формою відповідає класичному рівнянню вимушених коливань твердого тіла [31, 36], де

$F(t) = \Psi_X \cdot i_X^0 \cdot \cos 2\pi ft$ - періодична сила збурення, що відповідає координаті γ ;

$\Psi_Z \cdot i_Z \cdot \gamma = C \cdot \gamma$ - момент пружності магнітної пружини;

C - коефіцієнт пружності.

При нульовому значенні сили збурення рівняння (3.34) перетвориться в рівняння загасаючих коливань. Розділивши всі його члени на J_Y , одержимо

$$\ddot{\gamma} + 2\delta \cdot \dot{\gamma} + f_0^2 \cdot \gamma = 0, \quad (3.37)$$

де $\delta = \frac{\nu_Y}{2J_Y}$ - коефіцієнт загасання коливань ротора;

$f_0 = \sqrt{\frac{C}{J_Y}} = \sqrt{\frac{\Psi_Z \cdot i_Z}{J_Y}}$ - частота власних коливань системи при відсутнос-

ті тертя.

Відповідно до загальної теорії коливальних систем у випадку $\delta < f_0$ ротор буде виконувати загасаючі коливання, амплітуда яких зменшується за

законом $\gamma = \gamma_0 \cdot e^{-\frac{\nu_Y \cdot t}{2J_Y}} \cdot \sin ft$, де γ_0 - початковий кут відхилення ротора.

Реакцією ротора на змінний вплив обмотки будуть вимушені усталені коливання тієї ж $\gamma = \gamma^* \cdot \cos 2\pi ft$ частоти, γ^* де – амплітуда вимушених коливань ротора.

$$\gamma^* = \frac{\Psi_X \cdot i_X^0}{2I_Y \cdot \delta \cdot f} \quad (3.39)$$

Щоб розв'язати систему рівнянь (3.33)-(3.35) щодо змінної γ^* було необхідно визначити коефіцієнти при ній і її похідних, а саме потокозчеплення, індуктивність і активний опір обмотки. Залежності цих змінних і параметрів від струму в обмотці і кута відхилення ротора (крім активного опору обмотки) будемо шукати з розрахунку магнітного поля в поперечному перерізі активної зони машини.

3.2 Моделювання магнітного поля в активній зоні однороторного БМД зворотно-обертального руху.

Магнітне поле в досліджуваному двигуні можна вважати магнітостатичним, якщо магнітопровід статора виготовлено шляхом порошкової металургії. Таке поле можна описати рівнянням щодо векторного магнітного потенціалу A [117]

$$\nabla \frac{1}{\mu} \nabla \mathbf{A} = \mathbf{J}_w, \quad (3.40)$$

де ∇ - оператор Гамільтона, μ – магнітна проникність, A – векторний магнітний потенціал, \mathbf{J}_w - вектор густини струму обмотки. При розгляді магнітного поля в активній зоні, тобто в зоні де провідники обмотки спрямовані уздовж осі машини - z , можна вважати магнітне поле двовимірним. Тоді векторне рівняння (3.40) можна замінити скалярним для однієї складової векторного потенціалу A_z [117]

$$\nabla \frac{1}{\mu} \nabla A_z = J_{wz}. \quad (3.41)$$

Очевидно, векторне рівняння має в три рази більший порядок, ніж скалярне (3.40). Тому розв'язок його вимагає набагато більше обчислювальних ресурсів, які також залежать від складності конфігурації магнітопроводу. Оскільки дослідження спрямоване на пошук впливу струмів обмотки на результуюче магнітне поле, ми повинні використовувати чисто тривимірну модель (3.40). Це обумовлене принциповою наявністю всіх просторових складових у щільності струму \mathbf{J}_w в області лобових частин обмотки [108].

У програмному засобі Femlab (COMSOL [117] у більш пізніх версіях) при розв'язку подібних завдань передбачена можливість урахувати наявність у розрахунковій області рухливих електропровідних підобластей. Тому, в алгоритмі для моделювання магнітостатичного поля в цьому випадку завжди присутня ще одна змінна: V - скалярний електричний потенціал, для якої треба вирішувати рівняння

$$\nabla^2 V = 0. \quad (3.42)$$

У такому випадку система рівнянь для тривимірного поля (3.40), (3.42) має в чотири рази більший порядок, ніж для двовимірного. Це значно ускладнює проблему моделювання із застосуванням навіть сучасних комп'ютерів загального користування. Хоча у випадку простих геометричних областей така система вирішується досить легко, але при наявності невеликих (геометрично) елементів конструкції або деталей, що мають невеликий розмір тому, що з'являється необхідність зробити густу розрахункову сітку, обчислювальний обсяг суттєво зростає. Тому що це може значно збільшити кількість вузлів розрахункової сітки і підвищити, в такому випадку, порядок системи рівнянь. Активна зона БМД має досить просту геометрію (рис. 3.2). Це - чотири співвісні циліндри. При цьому вважається, що корпус не входить в активну зону, оскільки він, виконаний з алюмінієвого сплаву чи пластмаси. Моделювання двовимірного поля в поперечному перерізі може бути проведене з досить високою точністю і невеликими втратами розрахункового часу. На Рис. 3.2 наведені поперечний переріз досліджуваного БМД і ізолінії векторного магнітного потенціалу поля, яке утворюється тільки постійними магнітами на роторі і статорі.

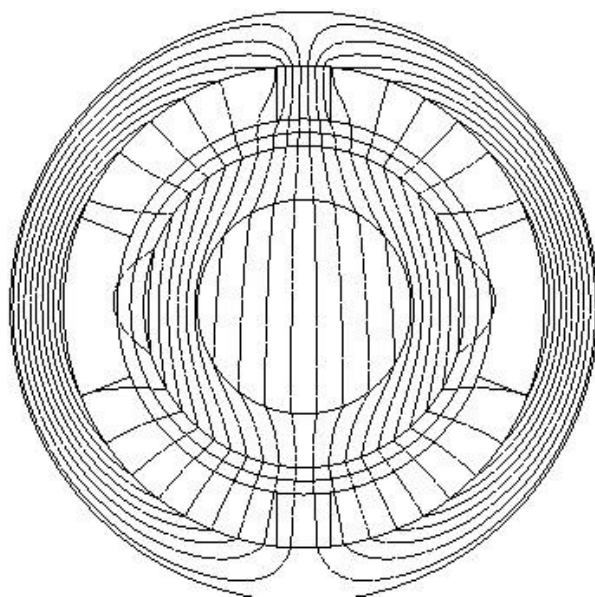


Рис. 3.2 Поле в поперечному перерізі, що створене тільки магнітами (на статорі один магніт)

Магнітне поле намагніченого в одному напрямку циліндричного магніту в повітряному зазорі розподілене майже за синусоїдальним законом. У результаті наявності великого повітряного проміжку в області, де перебуває обмотка, насичення магнітопроводу, яке може спостерігатися в зоні найбільшої концентрації потоку (див. рис. 3.2), має незначний вплив на розподіл магнітної індукції в повітряному зазорі, оскільки концентрація потоку в магнітопроводі спостерігається там, де індукція в зазорі мінімальна, що видно по густоті силових ліній. Але цей факт не є підставою для зневаги насиченням магнітопроводу, що буде показано нижче. На рис. 3.3 наведена характеристика намагнічування і її апроксимація дрібно-раціональною функцією. У цьому випадку використовувалася функція виду

$$\|\mathbf{H}\| = \mu_0 \left(1 + \frac{\mu_{\max}}{1 + (\|\mathbf{B}\|/B_s)^m} \right) \|\mathbf{B}\| \quad (3.43)$$

яка є монотонною і гарантує збіжність польової задачі. У цьому випадку коефіцієнти μ_{\max} , B_s і m становили відповідно 1000, 1.4 Тл і 6.6.

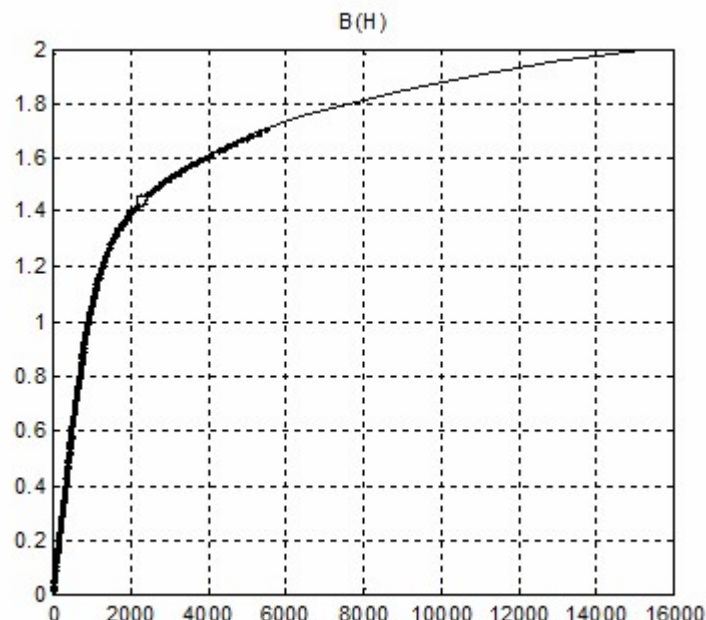


Рис. 3.3 Характеристика намагнічування конструкційної сталі (жирна крива) і її апроксимація

Як відомо, конкретні розміри елементів магнітної системи не відіграють визначальної ролі при моделюванні з погляду на визначення величин і закону розподілу магнітної індукції в силу теорем подібності магнітних систем [63]. Тому результати моделювання, виконаного для наведених нижче габаритів двигуна і параметрах магнітного матеріалу, можуть бути без усіляких обмежень застосовані для ряду геометрично подібних систем такої ж структури і конфігурації, тим самим надаючи загальний характер отриманим результатам у широкому діапазоні геометричних розмірів активної зони машини.

В результаті моделювання у пакеті програм COMSOL і MATLAB отримано картину результуючого магнітного поля (рис. 3.4) при включених магнітах ротора і статора та наявності струму в обмотці для випадку відхилення ротора на кут 45 градусів відносно положення стійкої рівноваги.

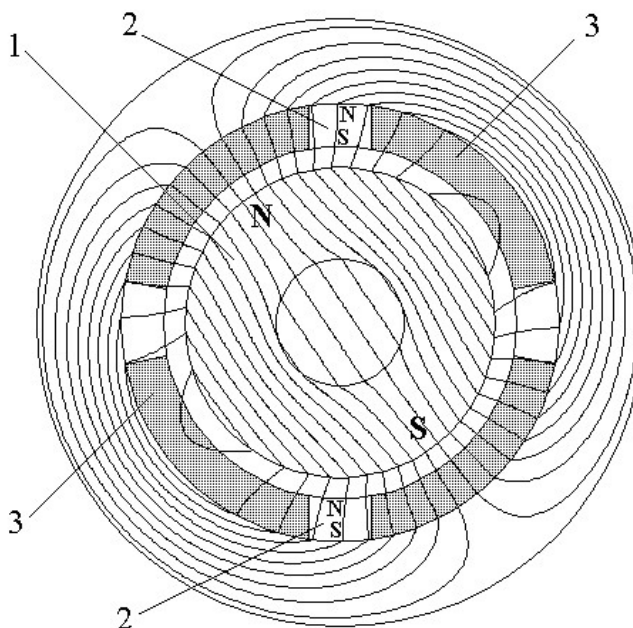


Рис. 3.4 Ізолінії поля векторного магнітного потенціалу в поперечному перерізі машини (випадок двох магнітів на статорі)

На рис. 3.4 наведені такі елементи системи збудження: 1 – циліндричний магніт ротора, 2 – призматичні магніти статора, 3 – дзеркально відбиті котушки обмотки статора.

Розрахунки проводилися при наступних параметрах моделі:

- розміри магніту ротора – 14,6 x 24 мм;
- розміри магніту статора – 3x2,5x20мм;
- однобічний повітряний зазор - 3,5мм;
- матеріал магнітів – NdFeB з параметрами: $B_r = 1,1$ Тл; $\mu_m = 1,04$;
 $\gamma_m = 7,5$ г/см³;
- зовнішній діаметр магнітопроводу – 26мм;
- матеріал магнітопроводу - масивна електротехнічна сталь;
- номінальний момент інерції ротора з технологічною насадкою –
 $J_y = 3,35 \cdot 10^{-6}$ кг·м²;
- амплітуда напруги на виході джерела живлення - 14 В.

Закон розподілу радіальної складової магнітної індукції уздовж окружності в середині повітряного проміжку при всіх врахованих магнітах системи наведений на рис. 3.5, де крива 1 - при знаходженні ротора в положенні стійкої рівноваги, крива 2 - при розвороті ротора на 180 градусів.

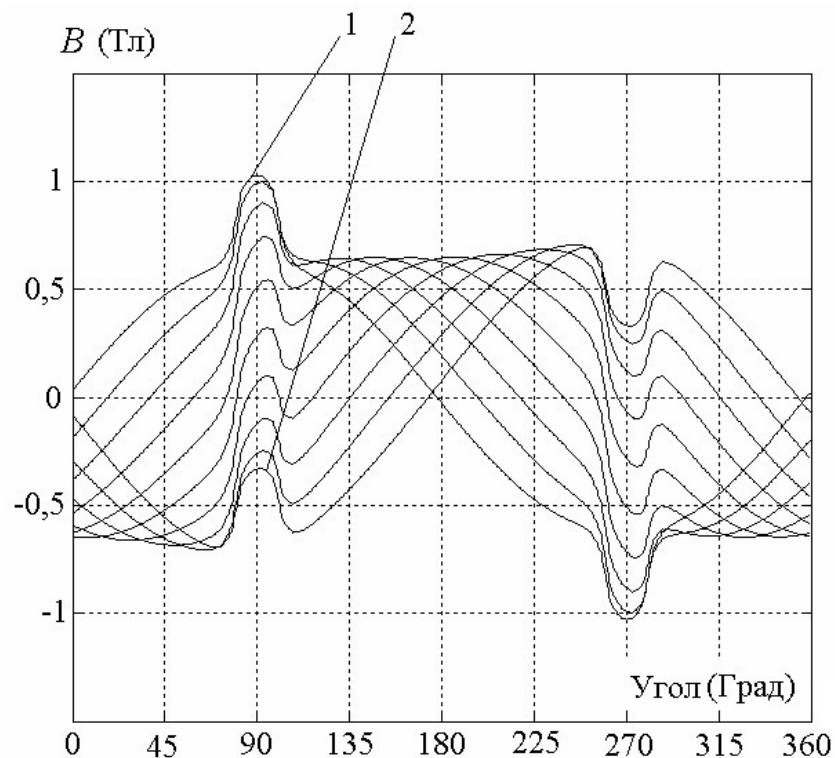


Рис. 3.5 Розподіл радіальної складової магнітної індукції в повітряному зазорі. Крок положень ротора 20 градусів.

Проміжні криві розподілу індукції в повітряному проміжку на рис.3.5 відповідають положенням ротора, що розвертається послідовно на 20 градусів від кожного попереднього положення. Рис.3.5 дає уявлення про характер викривлення магнітного поля при повороті ротора під впливом обмотки.

На рис. 3.6 наведені залежності амплітуди змушених коливань ротора від частоти напруги живлення обмотки при сталості його амплітуди: крива 1 – при величині моменту інерції роторної частини $1,2J_y$, крива 2 – при номінальному значенні J_y , крива 3 – при величині моменту інерції $0,8J_y$.

Різке зростання амплітуди в області 25...30 Гц відповідає області власного резонансу системи.

Для номінального значення моменту інерції були проведені результати вимірів амплітуди коливань ротора, позначені на рис. 3.6 крапками для частот 15, 20, 25, 28, 30, 35, 40 Гц. Розмір крапок на графіку відповідає точності експерименту, який під час серій вимірів на одній частоті давав розбіг даних в межах $\pm 1,5^\circ$.

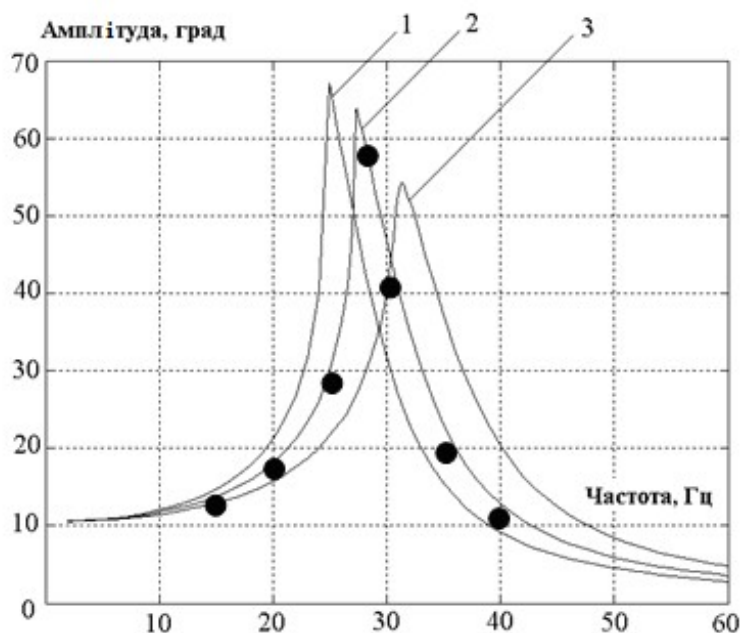


Рис. 3.6 Амплітудно-частотні характеристики однороторного двигуна й результати вимірів

Цей результат моделювання досить добре збігається з резонансними характеристиками реального зразка двигуна з наведеними вище параметрами, що підтверджує адекватність отриманої моделі двигуна (3.34)-(3.36). Збільшення моменту інерції двигуна за рахунок пасивного навантаження зсуває резонанс в область нижчих частот, відповідно, зниження моменту інерції підвищує резонансну частоту.

Розташування області резонансу системи всередину діапазону регулювання частоти коливань виконавчого елемента, що знаходиться на валу двигуна, може бути використане для реалізації форсування режиму роботи інструмента, без збільшення енерговитрат від джерела живлення. Якщо ж явище зростання амплітуди коливань при резонансі є небажаним (наприклад, у медичних інструментах при проведенні лікувальних процедур), то «небезпечний» частотний діапазон може бути програмно заборонений.

Залежність величини магнітної індукції в повітряному зазорі від кута повороту ротора важлива для побудови математичної моделі, точніше для оцінки похибки, яку ми можемо очікувати у випадку використання в моделі гармонійних залежностей потокозчеплень і пов'язаних з ними індуктивностей від кута повороту ротора. Результати вимірів нормальної індукції в декількох точках повітряного зазору при повному повороті ротора наведені на рис.3.7.

Слід зазначити, що в цьому випадку використовувався несиметричний статор з одним магнітом, ізоляції поля якого можна простежити на рис. 3.2. Саме з цієї причини всі графіки на рис. 3.7 зміщені вниз щодо горизонтальної осі. На симетричному статорі, розподіл радіальної складової магнітної індукції якого наведено на рис. 3.5, можна бачити сплеск індукції під статорним магнітом, величина якого становить близько 0,3 Тл. Цим і пояснюється менша амплітуда деяких кривих (у позитивній області) на рис. 3.7 приблизно на 0,3 Тл, ніж амплітуди розрахункових кривих на рис.3.5. Близький до гармонійного закон зміни магнітної індукції при повороті ротора дає можливість припустити, що в математичних моделях для розрахунків робочих характеристик досліджуваного двигуна залежності потокозчеплень від кута повороту

в рівняннях (3.31) – (3.33) можна апроксимувати гармонійними функціями. Розпад кривих на рис. 3.7 легко пояснити тим, що в мікромашині, яка досліджувалася, дуже складно точно встановити щуп з датчиком Хола в певному положенні.

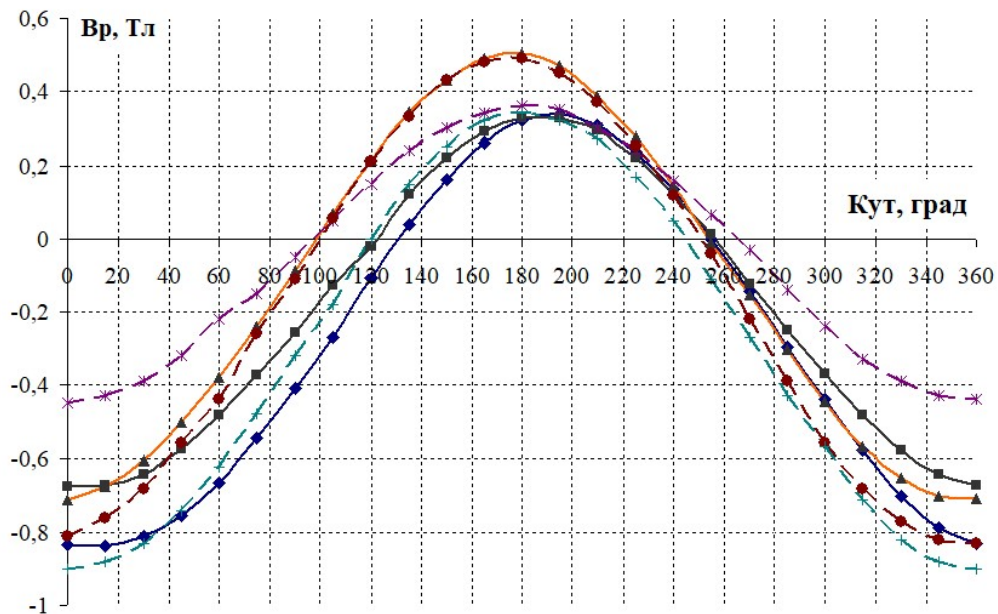


Рис. 3.7. Залежності магнітної індукції в різних точках від кута повороту.

Ще один важливий фактор, що підлягає дослідженню, – це врахування нелінійності характеристики намагнічування магнітопроводу. Дане явище може спотворювати гармонійні залежності потокозчеплень від кута повороту, що використовуються у математичній моделі, і вносити похибку у дослідження динамічних характеристик за допомогою цієї моделі. На рис. 3.8 наведені розрахункові залежності потокозчеплення обмотки при різних кутах відхилення ротора в робочому діапазоні змін цього кута при номінальному струмі, що протікає в ній.

Розрахунки також проводилися за допомогою програмного засобу COMSOL шляхом інтегрування векторного магнітного потенціалу по площі однієї сторони секцій обмотки (рис. 3.8). Вигляд кривих, хоча і відображає тенденцію до насичення, однак кривизна їх настільки незначна, що цією тенденцією можна знехтувати.

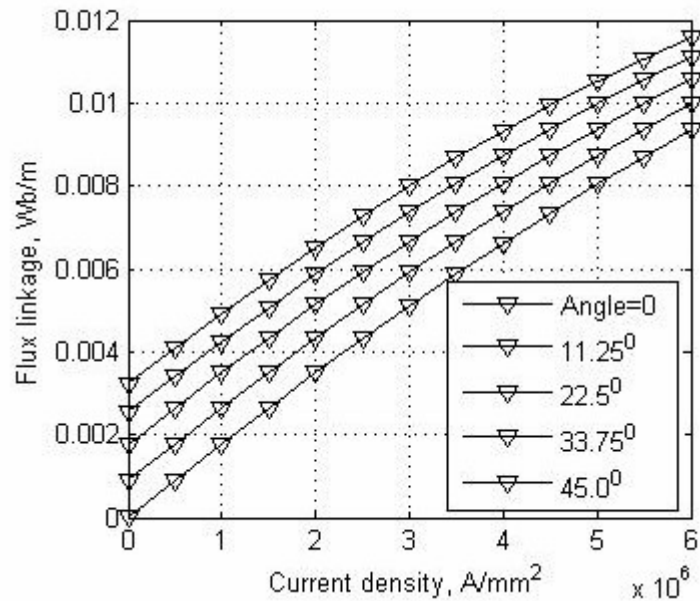


Рис. 3.8 Залежності потокозчеплень від щільності струму в обмотки при різних кутах відхилення ротора

Такий самий висновок можна зробити, розглянувши розрахункові залежності потокозчеплення від кута повороту ротора, які представлені на рис. 3.9.

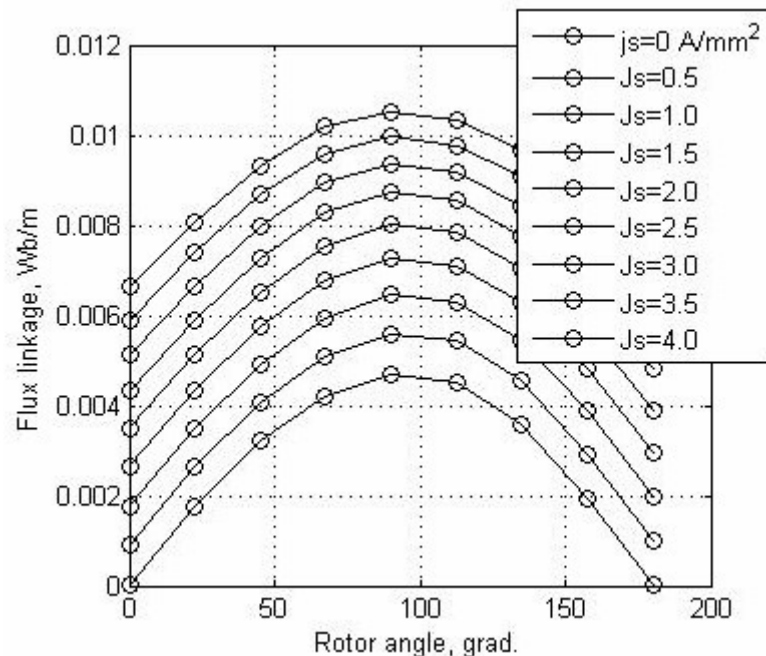


Рис. 3.9 Залежності потокозчеплення від кута відхилення ротора при різних щільності струму в обмотці

Останнім уточненням математичної моделі, для обчислення параметрів якої використовується двовимірний польова модель, є врахування впливу кін-

цевої довжини ротора на величину потокозчеплення обмотки. На рис. 3.10 наведена експериментальна крива розподілу магнітного поля постійних магнітів вздовж повітряного зазору в напрямку осі обертання (вздовж половини роторного магніту). Ця крива дозволяє обчислити виправний коефіцієнт k_l для потокозчеплення, який враховує загасання магнітного поля біля кінців магнітопроводу і підставляється в математичну модель при моделюванні процесів у розглянутій електричній машині в складі електропривода. Таке обчислення проводиться на активній довжині машини (від 0 до 14 мм, див. рис. 3.10) з додаванням лобових частин із урахуванням їх площі.

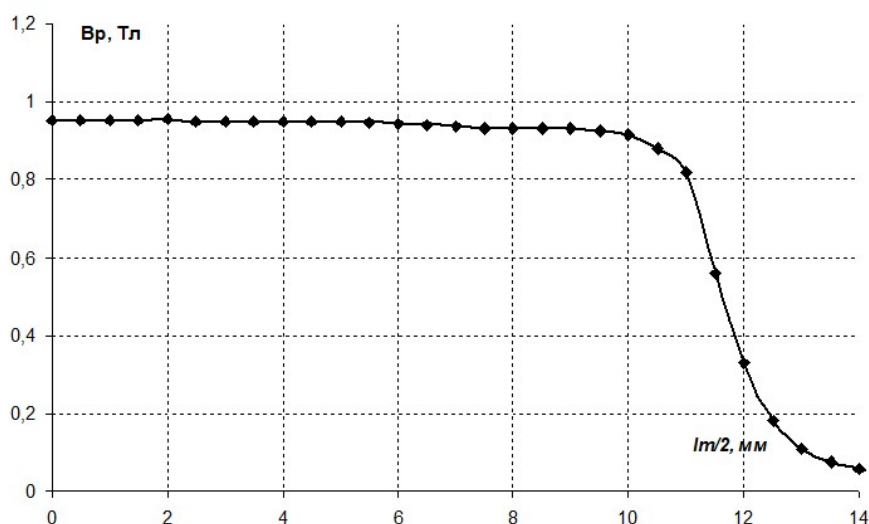


Рис. 3.10. Розподіл радіальної складової магнітної індукції в повітряному проміжку уздовж осі обертання

Розглянуті співвідношення дозволяють вважати слушним допущення про гармонійну залежність потокозчеплення обмотки і використовувати такі залежності при моделюванні експлуатаційних процесів.

3.3 Математична модель двороторного БМД зворотно-обертального типу

Для побудови математичної моделі динамічного стану двороторної системи, що була розглянута у розділі 2, скористаємося фундаментальним інтегральним принципом Гамільтона [70]. Розташуємо в нерухомій прямокутній

системі координат $X_0 Y_0 Z_0$ (рис. 3.11) обмотку керування (ОС), яка є статорною обмоткою БМД, і обмотки, що забезпечують пружну взаємодію з першим (ОП1) і другим (ОП2) роторами, тобто створюють ефект «магнітної пружини». Обмотки збудження першого ротора (ОР1) і другого ротора (ОР2) зв'яжемо з рухомими системами координат $X_1 Y_1 Z_1$ і $X_2 Y_2 Z_2$, які розгорнуті в деякий момент часу відносно нерухомої системи координат навколо осей OY_1 і OY_2 у протилежні сторони на кути γ_1 і γ_2 .

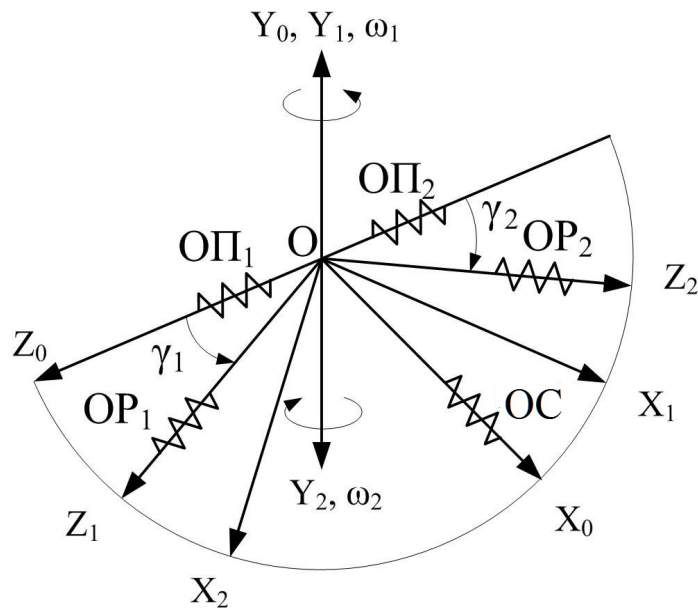


Рис. 3.11 Системи координат для моделювання двороторної машини

У якості узагальнених незалежних координат системи оберемо кути повороту роторів γ_1 і γ_2 і електричні заряди в обмотках, а узагальненими швидкостями кутові швидкості роторів ω_1 і ω_2 , а також струми в обмотках, що представляють собою, зміни зарядів у часі: i_x - струм обмотки керування; i_{p1} , i_{p2} - струми обмоток першого та другого роторів; i_{z1} , i_{z2} - струми в обмотках електромагнітних пружин.

Моменти інерції роторів відносно трьох взаємно ортогональних осей позначимо J_{x1} , J_{y1} , J_{z1} , J_{x2} , J_{y2} , J_{z2} . Очевидно, що запасання механічної кінетичної енергії відбувається тільки в обертових роторах, причому осі обертання першого і другого роторів завжди залишаються нормальними площини $X_0 O Z_0$ завдяки одноосьовій системі встановлення роторів у підшипникових опорах.

Це означає, що проекції кутових швидкостей роторів на всі інші осі координат будуть дорівнюють нулю: $\omega_{X1}=\omega_{X2}=0$, $\omega_{Y1}=\omega_1$, $\omega_{Y2}=\omega_2$, $\omega_{Z1}=\omega_{Z2}=0$.

Вираз для кінетичної енергії системи прийме вигляд

$$T = 1/2(J_{Y1} \cdot \omega_1^2 + J_{Y2} \cdot \omega_2^2). \quad (3.44)$$

Для запису виразу енергії електромагнітного поля необхідно записати взаємні індуктивності обмоток [27], які змінюються при зміні положення роторів.

Відповідно до рис. 3.11 запишемо

$$\begin{aligned} M_{P1X} = M_{XP1} = M_{X1} \cdot \sin \gamma_1; & \quad M_{P1Z1} = M_{Z1P1} = M_{Z1} \cdot \cos \gamma_1; \\ M_{P2X} = M_{XP2} = -M_{X2} \cdot \sin \gamma_2; & \quad M_{P2Z2} = M_{Z2P2} = M_{Z2} \cdot \cos \gamma_2; \\ M_{P1P2} = M_{P2P1} = M_P \cdot \cos(\gamma_1 + \gamma_2), & \end{aligned} \quad (3.45)$$

де M_{X1} , M_{X2} , M_{Z1} , M_{Z2} , - взаємні індуктивності роторних обмоток з відповідними обмотками статора при співвісному їх розташуванні, M_P – взаємна індуктивність обмоток першого і другого ротора.

З урахуванням викладеного, вираз для енергії електромагнітного поля прийме вигляд

$$\begin{aligned} W = \frac{1}{2} & (L_X \cdot i_X^2 + L_{Z1} \cdot i_{Z1}^2 + L_{Z2} \cdot i_{Z2}^2 + L_{P1} \cdot i_{P1}^2 + L_{P2} \cdot i_{P2}^2 + 2M_{X1} \cdot \sin \gamma_1 \cdot i_X \cdot i_{P1} \\ & - 2M_{X2} \cdot \sin \gamma_2 \cdot i_X \cdot i_{P2} + 2M_{Z1} \cdot \cos \gamma_1 \cdot i_{Z1} \cdot i_{P1} + 2M_{Z2} \cdot \cos \gamma_2 \cdot i_{Z2} \cdot i_{P2} + \\ & + M_P \cdot \cos(\gamma_1 + \gamma_2) \cdot i_{P1} \cdot i_{P2}). \end{aligned} \quad (3.46)$$

Тоді повний вираз для силової функції Лагранжа буде таким

$$\begin{aligned} L = T + W = \frac{1}{2} & (J_{\gamma_1} \cdot \dot{\gamma}_1^2 - J_{\gamma_2} \cdot \dot{\gamma}_2^2 + L_X \cdot i_X^2 + L_{Z1} \cdot i_{Z1}^2 + L_{Z2} \cdot i_{Z2}^2 + L_{P1} \cdot i_{P1}^2 + \\ & + L_{P2} \cdot i_{P2}^2 + 2M_{X1} \cdot \sin \gamma_1 \cdot i_X \cdot i_{P1} - 2M_{X2} \cdot \sin \gamma_2 \cdot i_X \cdot i_{P2} + \\ & + 2M_{Z1} \cdot \cos \gamma_1 \cdot i_{Z1} \cdot i_{P1} + 2M_{Z2} \cdot \cos \gamma_2 \cdot i_{Z2} \cdot i_{P2} + M_P \cdot \cos(\gamma_1 + \gamma_2) \cdot i_{P1} \cdot i_{P2}). \end{aligned} \quad (3.47)$$

Для врахування сил розсіювання у двигуні скористаємося дисипативною функцією Релея, яка являє собою суму розсіювання енергії, що підводиться до механічної системи $F_M = 1/2 \sum (\dot{\gamma}_i \cdot \nu_{\gamma_i})$, де ν_{γ_i} - коефіцієнт в'язкого тертя, що виникає при русі ротора навколо осі OY_1 і розсіювання в електричній F_E частини системи, яке відбувається на активних опорах обмоток

$$\begin{aligned}
F &= F_M + F_E = \\
&= \frac{1}{2}(\dot{\gamma}_1 \cdot v_{Y1} + \dot{\gamma}_2 \cdot v_{Y2} + i_X^2 \cdot R_{OY} + i_{Z1}^2 \cdot R_{OП1} + i_{Z2}^2 \cdot R_{OП2} + i_{P1}^2 \cdot R_{P1} + i_{P2}^2 \cdot R_{P2}). \quad (3.48)
\end{aligned}$$

Для побудови моделі динамічного стану електромеханічної системи, необхідно виконати операції диференціювання силової функції Лагранжа (3.47) і дисипативної функції Релея (3.48) по обраних узагальнених координатах (γ_1, γ_2) , швидкостям $(\dot{\gamma}_1, \dot{\gamma}_2, i_X, i_{Z1}, i_{Z2}, i_{P1}, i_{P2})$ і часу.

$$\frac{\partial L}{\partial \gamma_1} = M_{X1} \cdot i_X \cdot i_{P1} \cdot \cos \gamma_1 + M_P \cdot i_{P1} \cdot i_{P2} \cdot \sin(\gamma_1 + \gamma_2) - M_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot i_{P1} \cdot \sin \gamma_1;$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{\gamma}_1} = J_{Y1} \cdot \dot{\gamma}_1;$$

$$\frac{\partial L}{\partial \gamma_2} = M_{X2} \cdot i_X \cdot i_{P2} \cdot \cos \gamma_2 + M_P \cdot i_{P1} \cdot i_{P2} \cdot \sin(\gamma_1 + \gamma_2) - M_{Z2} \cdot i_{Z2} \cdot i_{P2} \cdot \sin \gamma_2;$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{\gamma}_2} = J_{Y2} \cdot \dot{\gamma}_2;$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_X} = L_X \cdot i_X + M_{X1} \cdot i_{P1} \cdot \sin \gamma_1 + M_{X2} \cdot i_{P2} \cdot \sin \gamma_2;$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_Z} = L_Z \cdot i_Z + M_Z \cdot i_P \cdot \cos \gamma;$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{P1}} = L_{P1} \cdot i_{P1} + M_{X1} \cdot i_X \cdot \sin \gamma_1 - M_P \cdot i_{P2} \cos(\gamma_1 + \gamma_2) + M_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot \cos \gamma_1;$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{P2}} = L_{P2} \cdot i_{P2} - M_{X2} \cdot i_X \cdot \sin \gamma_2 - M_P \cdot i_{P1} \cos(\gamma_1 + \gamma_2) + M_{Z2} \cdot i_{Z2} \cdot \cos \gamma_2;$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\gamma}} \right) = J_Y \cdot \ddot{\gamma};$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_X} \right) = L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + M_X \left(i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_P}{dt} \sin \gamma \right);$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_Z} \right) = L_Z \cdot \frac{di_Z}{dt} + M_Z \left(-i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + \frac{di_P}{dt} \cos \gamma \right);$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial i_P} \right) = L_P \cdot \frac{di_P}{dt} + M_X \left(i_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_X}{dt} \sin \gamma \right) - M_Z \left(i_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + \frac{di_Z}{dt} \cos \gamma \right);$$

$$\frac{\partial F}{\partial \dot{\gamma}} = \dot{\gamma} \cdot v_Y; \quad \frac{\partial F}{\partial i_X} = i_X \cdot R_X; \quad \frac{\partial F}{\partial i_Z} = i_Z \cdot R_Z; \quad \frac{\partial F}{\partial i_R} = i_P \cdot R_P.$$

Результати диференціювання підставимо у рівняння Ейлера-Лагранжа другого роду

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_k} + \frac{\partial F}{\partial \dot{q}_k} = Q_k. \quad (3.49)$$

Підставляючи результати диференціювання в (3.49), записавши в правих частинах рівнянь зовнішні узагальнені сили, які відповідають узагальненим координатам і швидкостям кожного з рівнянь, одержуємо систему нелінійних диференціальних рівнянь динамічного стану безпазової електромеханічної системи із двома магнітними роторами зворотно-обертального руху.

Для переходу до моделі стану двигуна з магнітним збудженням потоку представимо постійні магніти ротора у вигляді струмових шарів з поверхневими струмами I_{P1} і I_{P2} [8], виразивши взаємну енергію магнітів ротора і обмотки керування через їхню взаємну провідність. Введемо наступні позначення:

$$\begin{aligned} i_{P1} \cdot M_{X1} &= I_{P10} \cdot w_{OY} \cdot w_{P1} \cdot G_{XP1} = \Psi_{X1}; & i_{P2} \cdot M_{X2} &= I_{P20} \cdot w_{OY} \cdot w_{P2} \cdot G_{XP2} = \Psi_{X2}; \\ i_{P1} \cdot M_P &= I_{P10} \cdot w_{P2} \cdot w_{P1} \cdot G_{P1P2} = \Psi_1; & i_{P2} \cdot M_{P2} &= I_{P20} \cdot w_{P1} \cdot w_{P2} \cdot G_{P1P2} = \Psi_{P2}; \\ i_{P1} \cdot M_{Z1} &= I_{P10} \cdot w_{P1} \cdot w_{OП1} \cdot G_{ZP1} = \Psi_{Z1}; & i_{P2} \cdot M_{Z2} &= I_{P20} \cdot w_{OП2} \cdot w_{P2} \cdot G_{ZP2} = \Psi_{Z2}. \end{aligned}$$

Тут G_{XP1} , G_{XP2} , G_{P1P2} , G_{ZP1} , G_{ZP2} - взаємні провідності магнітів ротора і обмоток, w_{OY} , w_{P1} , w_{P2} , $w_{OП1}$, $w_{OП2}$ - число витків обмоток, зокрема $w_{P1} = w_{P2} = 1$, I_{P10} , I_{P20} - поверхневі струми магнітів роторів при знеструмленій обмотці керування.

Для запису рівнянь динамічного стану розглянутої системи врахуємо наступні обставини: постійний магніт ротора для підтримки свого стану не споживає електроенергію тобто $U_P = 0$; поверхневий струм магніту ротора постійний у часі, тому всі члени при di_p/dt звертаються в 0; поле обмоток не виявляє впливу на стан постійного магніту і не може збудити в ньому ніяких

ЭРС, тому рівняння електричної рівноваги для роторів не мають фізичного сенсу.

В результаті рівняння динамічного стану системи одержуємо у вигляді [80]

$$J_{Y1} \cdot \ddot{\gamma}_1 - \Psi_{X1} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_1 + \Psi_{P1} \cdot i_{P2} \cdot \sin(\gamma_1 + \gamma_2) + \Psi_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot \sin \gamma_1 + \dot{\gamma}_1 \cdot \nu_{Y1} = m_{Y1}; \quad (3.50)$$

$$J_{Y2} \cdot \ddot{\gamma}_2 + \Psi_{X2} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_2 - \Psi_{P2} \cdot i_{P1} \cdot \sin(\gamma_1 + \gamma_2) - \Psi_{Z2} \cdot i_{Z2} \cdot \sin \gamma_2 + \dot{\gamma}_2 \cdot \nu_{Y2} = -m_{Y2}; \quad (3.51)$$

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + \Psi_{X1} \cdot \dot{\gamma}_1 - \Psi_{X2} \cdot \dot{\gamma}_2 + i_X \cdot R_X = U_X; \quad (3.52)$$

$$L_{Z1} \cdot \frac{di_{Z1}}{dt} - \Psi_{Z1} \cdot \dot{\gamma}_1 \cdot \sin \gamma_1 + i_{Z1} \cdot R_{Z1} = U_{Z1}; \quad (3.53)$$

$$L_{Z2} \cdot \frac{di_{Z2}}{dt} - \Psi_{Z2} \cdot \dot{\gamma}_2 \cdot \sin \gamma_2 + i_{Z2} \cdot R_{Z2} = U_{Z2}, \quad (3.54)$$

де m_{Y1} , m_{Y2} – моменти навантаження.

Для реалізації зворотно-обертального руху роторів у протилежних напрямках в обмотці керування повинен бути збуджений змінний струм, що змінюється за періодичним законом. В отриманій математичній моделі враховані сили пружних зв'язків між роторами і обмотками, що створюють постійні за напрямком і величині магнітні потоки (четверті члени в перших двох рівняннях), а також між двома роторами (треті члени в тих же рівняннях). Сила пружного зв'язку між роторами має місце через зчеплені один з одним потоки розсіювання в їхніх торцевих частинах. Умовою компенсації реактивного моменту привода, що діє на статор і руку оператора під час його роботи, є рівність нулю суми моментів, що діють на перший і другий ротори з боку статора, тобто:

$$-\Psi_{X1} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_1 + \Psi_{Z1} \cdot i_{Z1} \cdot \sin \gamma_1 + \Psi_{X2} \cdot i_X \cdot \cos \gamma_2 - \Psi_{Z2} \cdot i_{Z2} \cdot \sin \gamma_2 = 0 \quad (3.55)$$

Якщо припустити повну ідентичність постійних магнітів роторів і магнітних пружин, а також рівність потокозчеплень обмотки керування з обома роторами, то і компенсація реактивних моментів буде абсолютною.

Розглянемо деякі структури двороторної системи з можливістю компенсації вібродії на корпус двигуна:

1) якщо система містить два намагнічені ротори і дві обмотки керування, а також дві обмотки статора, що створюють пружні зв'язки, то можливо незалежно змінювати і сили пружних зв'язків, і моменти, що відхиляють ротори шляхом регулювання струмів у всіх чотирьох обмотках;

2) побудова системи припускає роздільне керування роторами, але створення пружних зв'язків за допомогою постійних магнітів статора - у цьому випадку можливе регулювання лише струмів в обмотках керування;

3) використання єдиної обмотки для відхилення обох роторів - компонування системи найбільше відповідає вимогам мінімізації габаритів і електропоживання системи, однак мінімізація реактивного моменту буде можлива тільки за рахунок зміни взаємних поточкозчеплень між роторами і обмоткою шляхом зміни їх взаємного положення уздовж осі обертання роторів.

Отримана математична модель магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху із двома ідентичними магнітними роторами, за умови однакового навантаження досліджувалася шляхом чисельного експерименту. На рис. 3.12 наведені частотні залежності кута відхилення корпуса двороторної БМД, відповідні до структури рис. 2.2а.

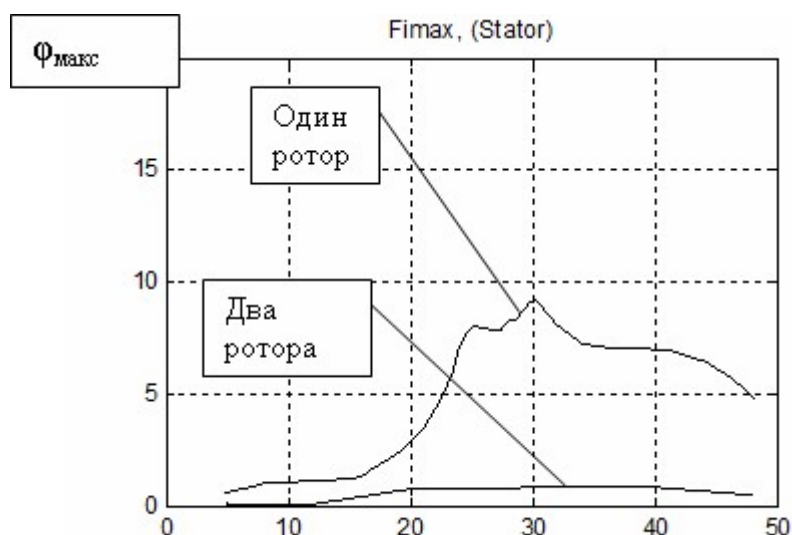


Рис. 3.12 Частотні залежності коливання корпуса двигуна в однороторному і двороторному (компенсованому) виконанні.

Криві свідчать про досягнення, за рахунок компенсації, значного зниження вібрації корпуса у випадку використання компенсуючого ротора. Про-

те, наведений розрахунковий результат демонструє лише теоретичну можливість компенсації, оскільки в дійсності живлення обмотки від інвертора і різне зовнішнє навантаження обох роторів внесе свої особливості. Дослідження системи компенсації реактивних моментів, що викликають негативні вібрації корпусу двигуна будуть представлені у розділі 5.

При значній відмінності параметрів магнітів роторів і магнітів пружин повна компенсація реактивного моменту може взагалі не бути досягнута, тому варіанти побудови привода рис. 2.2 (а) і (в) залежить від відбору магнітних комплектуючих за принципом рівності створюваних ними магнітних потоків.

Посилання [8, 27, 28, 31, 36, 63, 70, 80, 108, 117] див. список використаних джерел стор. 142, 144, 145, 148, 153, 154.

Висновки по розділу 3.

1. Запропонована і розроблена математична модель нестационарного режиму роботи безконтактного магнітоелектричного двигуна, що дозволяє досліджувати основні процеси, які протікають при зворотно-обертальному русі ротора. Математична модель двороторного двигуна зворотно-обертального руху доводить можливість компенсації впливу динамічного знакозмінного моменту на корпус двигуна. З розробленої математичної моделі динамічного стану системи отримана умова повної компенсації реактивного моменту. Вона полягає у рівності статичних та динамічних електромагнітних моментів, що діють на обидва ротори. Розглянута двороторна магнітоелектрична система принципово дозволяє компенсувати знакозмінні моменти реакції статора.

2. Точність апроксимації залежностей поточкозчеплення магнітоелектричного двигуна від кута повороту ротора з використанням гармонійних

функцій проілюстрована результатами моделювання двовимірного магнітного поля в поперечному перерізі двигуна. При цьому враховувалася нелінійність характеристики намагнічування магнітопроводу й спільного впливу на насичення магнітопроводу постійних магнітів статора й ротора (магнітної пружини) і струму обмотки.

Відсутність у двовимірній польовій моделі врахування впливу скінченної довжини магнітопроводу компенсувалась введенням у розрахунки поточкозчеплень коефіцієнтів, визначених за результатами експериментів, що дозволило отримати задовільні результати в обчисленні частотних характеристик.

3. Моделювання однороторної структури двигуна показало задовільну точність у визначенні амплітуд механічних коливань поблизу резонансної частоти, що свідчить про достатню обґрунтованість обраних обмежень і припущень при побудові математичної моделі.

РОЗДІЛ 4

ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

БМД зворотно-обертального руху [54] є спеціалізованою електричною машиною, тому дослідження її властивостей повинне проводитись з урахуванням властивостей навантаження та особливостей формування траєкторій руху. Даний розділ присвячується дослідженням електромеханічних і частотних характеристик БМД, на підставі яких можуть бути визначені принципи формування траєкторій зворотно-обертального руху.

4.1. Електромеханічні характеристики безконтактних магнітоелектричних двигунів. Способи формування траєкторій зворотно-обертального руху

Математична модель БМД зворотно-обертального руху, що отримана в параграфі 3.1, представимо у такому вигляді [2, 8]:

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - \Psi_X \cdot \omega \cos \alpha + u; \quad (4.1)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_\omega - M_\alpha - M_P - M_H; \quad (4.2)$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega; \quad (4.3)$$

$$M = k_m i \cos \alpha; \quad M_\omega = k_\omega \omega; \quad M_\alpha = k_\alpha \sin \alpha, \quad (4.4-4.6)$$

де ω , α – кутова швидкість і кут повороту ротора; L , R – індуктивність та активний опір обмотки статора; i , u – струм і керуюча напруга статора;

Ψ_X – потокозчеплення обмотки статора; J – момент інерції ротора; M_ω ,

M_α , M_P , M_H – моменти в'язкого тертя та пружності, реактивний момент пі-

дшипників і момент навантаження відповідно; k_ω , k_α – коефіцієнти в'язкості та пружності.

Реактивний момент підшипників визначається відповідно виразу

$$M_p = M_{II} \operatorname{sign}(\omega), \quad (4.7)$$

де M_{II} – момент опору підшипників.

У даному дослідженні припускаємо таку залежність для завдання моменту навантаження

$$M_H = k_H \omega, \quad (4.8)$$

де k_H – коефіцієнт в'язкості механічного навантаження двигуна.

Наведені рівняння описують нелінійну електромеханічну систему, у якій вхідним впливом є напруга, а вихідним параметром - амплітуда механічних коливань ротора.

При дослідженні характеристик БМД зворотно-обертального руху розглядалися такі варіанти формування змінної напруги статора

$$u = U_A \sin 2\pi f_o t; \quad (4.9)$$

$$u = 0,5 U_A (\operatorname{sign}(\sin 2\pi f_o t - 0,5 \varphi_1) + \operatorname{sign}(\sin(2\pi f_o t + 0,5 \varphi_1))); \quad (4.10)$$

де U_A – амплітуда напруги статора; f_o – основна частота коливань ротора; φ_1 – кутова довжина нульової ділянки напруги прямокутної форми; t – час.

Визначимо основні параметри, які описують режим роботи БМД зворотно-обертального руху:

f_o – основна частота механічних коливань ротора;

α_A – величина амплітуди кута коливань ротора;

I – діюче значення змінного струму статора;

ω_A – амплітуда кутової швидкості ротора.

Внаслідок нелінійних властивостей розглянутої системи БМД зворотно-обертального руху, її функціонування на основній частоті f_o в заданому діапазоні до 100 Гц може здійснюватися в одному із двох режимів роботи:

- у діапазоні низьких частот (до 20-30 Гц) – у режимі обмеження амплітуди кута коливань ротора на заданому рівні α_3 ;

- у діапазоні високих частот (більше 20-30 Гц) – у режимі обмеження діючого значення струму статора на максимально припустимому рівні I_{\max} , обумовленому припустимим тепловим станом двигуна.

Механічні коливання ротора БМД зворотно-обертального руху повинні здійснюватися із заданими параметрами – частотою та амплітудою. Крім того, траєкторія зворотно-обертального руху визначається також формою зміни миттєвого значення цієї напруги.

Однією з вимог до ефективності режиму роботи БМД може бути мінімізація втрат у міді статорної обмотки. Тому для оцінки ефективності роботи БМД зворотно-обертального руху введено спеціальний показник, що визначається як відношення параметрів

$$k_1 = \frac{\alpha_A}{I^2}. \quad (4.11)$$

Використання такого показника дозволяє вибрати траєкторію зворотно-обертального руху при заданій амплітуді коливань і мінімальних втрат у статорній обмотці, що дозволяє мінімізувати нагрівання двигуна.

Такої оцінки ефективності може виявитися недостатньо, оскільки може знадобитися одержання коливань у форсованому режимі роботи двигуна при максимальному значенні амплітуди кутової швидкості ω_A валу ротора. У такому випадку визначальним при оцінці режиму роботи БМД є останній параметр.

Для розглянутого БМД зворотно-обертального руху було проведено розрахунки залежностей основних параметрів режиму роботи α_A , I , k_1 , ω_A та U_A від частоти f_0 в діапазоні від 5 до 100 Гц за умови заданих обмежень амплітуди кута та діючого значення струму статора $\alpha_3 = \pi/9 \text{ рад}$ і $I_{\max} = 0,14 \text{ А}$, а також при інших значеннях параметрів двигуна та механічного навантаження: $R = 40 \text{ Ом}$, $L = 0,012 \text{ Гн}$, $\Psi_X = 0,125 \text{ Н м / А}$, $k_\omega = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ Н м с / рад.}$,

$$k_\alpha = 0,0448 \text{ Н м / рад.}, \quad J = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ кг м}^2, \quad k_H = 1,7 \cdot 10^{-4} \text{ Н м с / рад.},$$

$$M_{II} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Н м}.$$

Зазначені залежності наведено на рис. 4.1. Тут і далі цифрою 1 позначено варіант формування синусоїдальної напруги (4.9). Цифрами 2, 3 і 4 позначено варіанти прямокутної напруги (4.10) при трьох значеннях параметра φ_1 – 0, 80 і 160 ел. град.

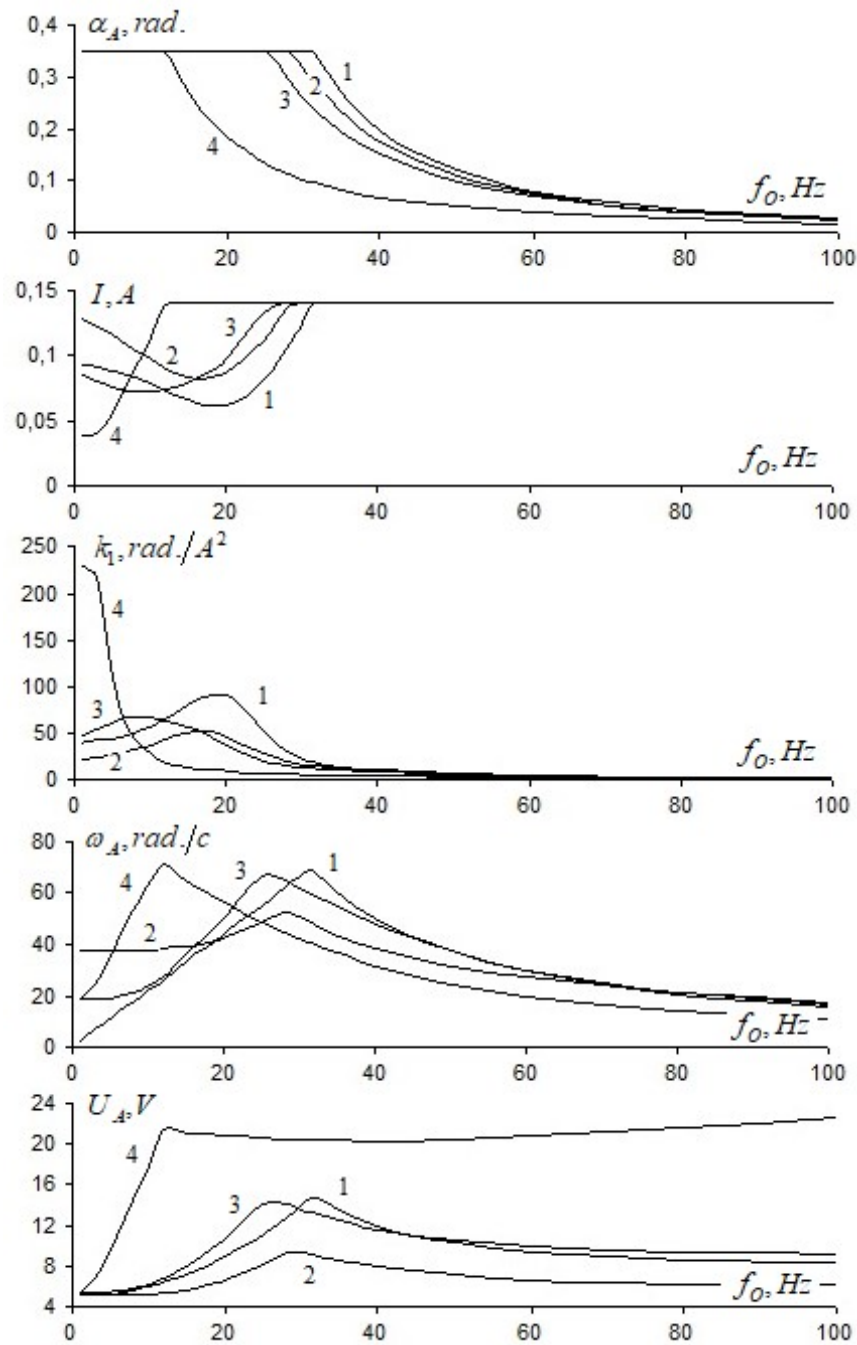


Рис. 4.1 Електромеханічні частотні характеристики БМД
зворотно-обертального руху

Для ілюстрації роботи БМД зворотно-обертального руху проведено розрахунок миттєвих значень змінних керуючої напруги u та струму i статора, а також кутової швидкості ω та кута повороту валу ротора α при значенні частоти коливань 10 Гц. На рис. 4.2 наведено зазначені криві для двох варіантів формування керуючої напруги статора – синусоїдальної та прямокутної.

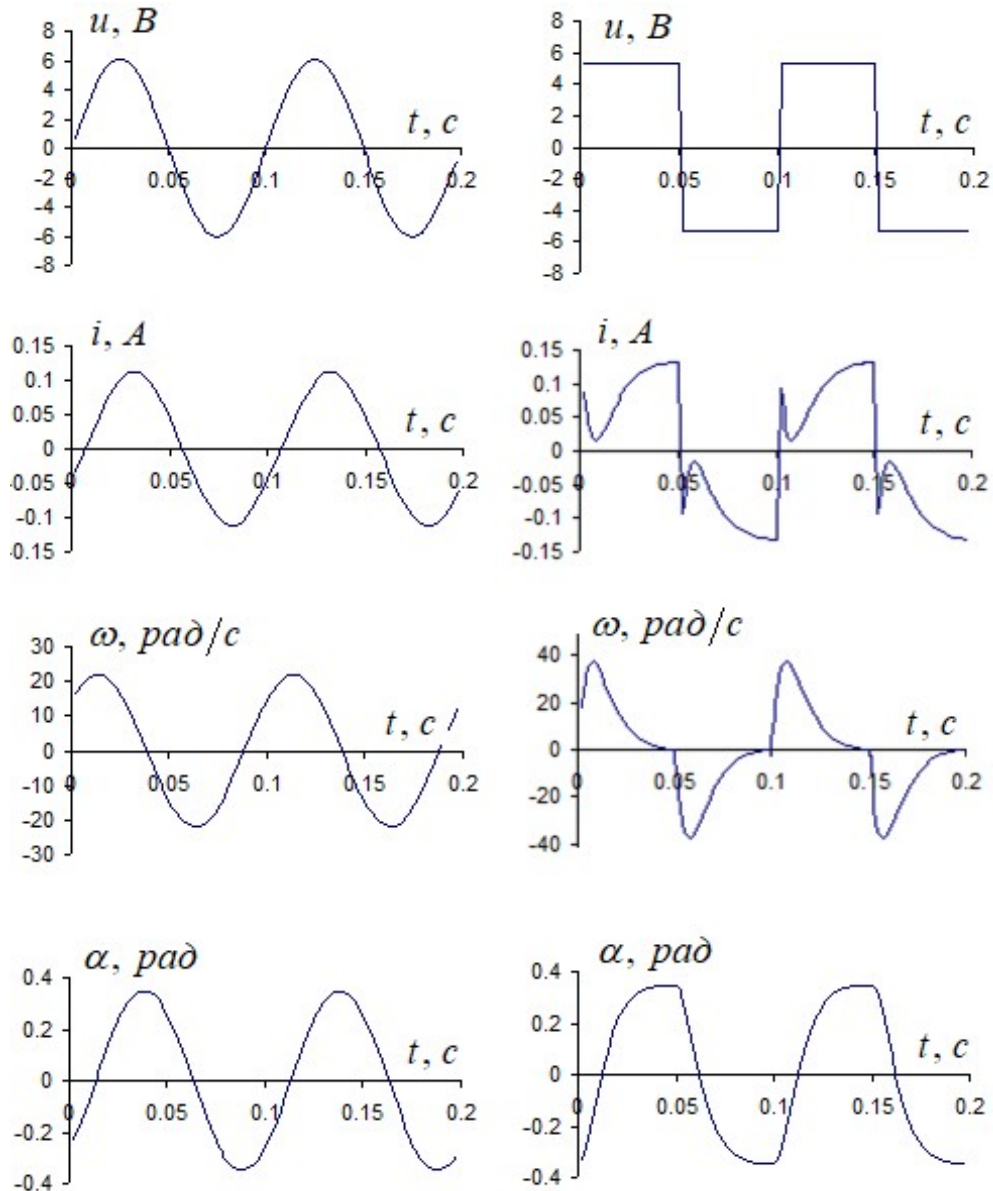


Рис. 4.2 Миттєві значення основних змінних двигуна при частоті коливань $f_0 = 10$ Гц

Розрахунок електромеханічних характеристик (рис. 4.1) проводився за умови стабілізації амплітуди кута коливань в низькочастотній частині діапазону та обмеження струму у високочастотній частині. Величини граничної

частоти переходу з режиму стабілізації амплітуди кута коливань у режим обмеження струму виявляються різними при формуванні різних варіантів змінної напруги статора. Аналіз отриманих електромеханічних характеристик показав, що у випадках формування різних варіантів змінної напруги статора, синусоїдального або прямокутного, у заданому частотному діапазоні роботи БМД зворотно-обертального руху максимальні значення прийнятих показників ефективності k_1 та ω_A досягаються на різних піддіапазонах.

Таким чином, на підставі викладеного можна визначити основні принципи формування траєкторій зворотно-обертального руху ротора БМД:

- у розімкненій структурі шляхом формування функціональних частотних залежностей величини амплітуди U_A та параметра форми φ_1 керуючої змінної напруги статора, які можуть бути сформовані на підставі електромеханічних характеристик БМД для кожного з критеріїв ефективності k_1 та ω_A режиму його роботи, при цьому керування БМД здійснюється без будь-якого контролю вихідних параметрів;

- у замкненій структурі, де забезпечується стабілізація амплітуди кута α_A коливань ротора та обмеження діючого значення струму I статора, при цьому необхідно формувати відповідні сигнали вихідних параметрів, що істотно ускладнює апаратну частину структури.

4.2 Частотні характеристики безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху

Визначення частотних характеристик різних пристроїв як виконавчих елементів є важливим засобом дослідження їхніх властивостей, на підставі яких можуть бути визначені структура та параметри електромеханічного приладу в цілому. Метою даного підрозділу є дослідження частотних характеристик БМД при завданні вхідної періодичної напруги довільної форми, як основи для синтезу структур для обмеження амплітуди механічних коливань ротора та діючого значення струму статора.

Розглянутий БМД зворотно-обертального руху є нелінійною електро-механічною системою [89], у якій вхідним впливом є змінна напруга статора, а вихідним параметром – амплітуда механічних коливань ротора. Проведені раніше дослідження показали нелінійну залежність вхідного та вихідного параметрів системи. При цьому стабілізація амплітуди кута коливань ротора можлива в діапазоні несучої частоти коливань f_o до 25-30 Гц. У високочастотній частині діапазону необхідне обмеження діючого значення струму статора на заданому рівні.

Вихідні параметри – амплітуда кута коливань ротора та діюче значення струму статора можуть бути визначені на кожному напівперіоді змінної напруги статора, при цьому отримані величини зберігаються як сигнали зворотних зв'язків протягом наступних напівперіодів. Остання обставина визначає ефект запізнювання в контурі системи керування. Оскільки розглянутий БМД працює в діапазоні значень частоти механічних коливань f_o до 100 Гц, настроювання параметрів системи керування повинне здійснюватися з урахуванням значення частоти, що змінюється.

Вхідним впливом на статорну обмотку двигуна є змінна напруга статора в загальному випадку довільної форми

$$u = U_A x_o(\omega_o t), \quad (4.12)$$

де $x_o(\omega_o t)$ – періодичний сигнал довільної форми з одиничною амплітудою; $\omega_o = 2\pi f_o$.

Структурну схему БМД із модулятором напруги, що працює на несучій частоті f_o , показано на рис. 4.3, де $\max(|\alpha|)$, $RMS(i)$ – процедури визначення на кожному напівперіоді змінної напруги статора амплітуди модуля кута коливань ротора та діючого значення струму статора.

Для дослідження властивостей БМД зворотно-обертального руху на вхід структури (рис. 4.3) подається вхідний сигнал, що відповідає амплітуді напруги статора

$$U_A(t) = x(t), \quad (4.13)$$

де $x(t) = 1 + 0,5 \sin \frac{\omega_0}{n} t$; n – ціле число, величина якого показує, наскільки частота заданого сигналу менше основної частоти, при цьому $n > 2$. У такому випадку змінні величини кута коливань ротора α та струму статора i є вихідними модульованими змінними сигналами. У результаті виконання процедур $\max(|\alpha|)$ та $RMS(i)$ маємо демодульовані сигнали α_A та I , що дискретно повторюють огинаючу змінних α та i .

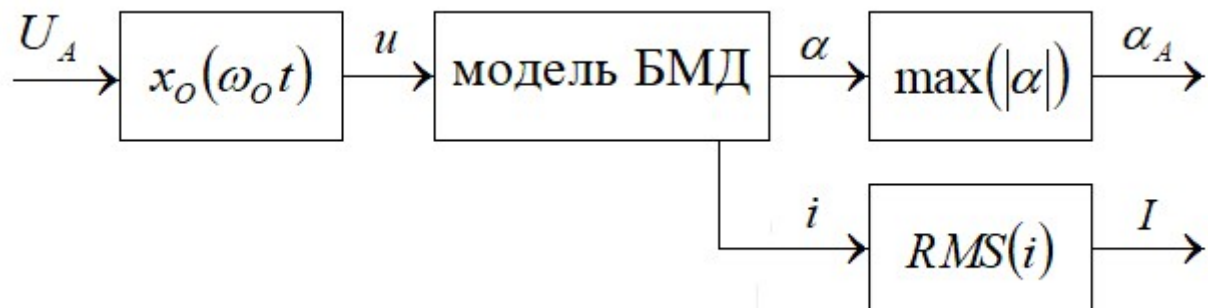


Рис. 4.3 Структурна схема БМД із модулятором вхідної напруги

Дослідження структури показали, що модуль амплітудно-частотної характеристики огинаючої вихідного сигналу α_A з точністю не гірше 7% відповідає залежності амплітуди кута коливань від частоти для лінеаризованої системи рівнянь (4.1-4.6), яка розраховується при синусоїдальному сигналі за умов $M_p = 0$, а також $\cos \alpha = 1$ та $\sin \alpha = \alpha$, що припустимо в діапазоні зміни кута коливань ротора $\alpha_A < \frac{\pi}{6}$.

На рис. 4.4 наведено приклад послідовності сигналів: $U_A(t)$, $u(t)$, $\alpha(t)$ і $\alpha_A(t)$ при $f_0 = 10$ Гц та $n = 6$.

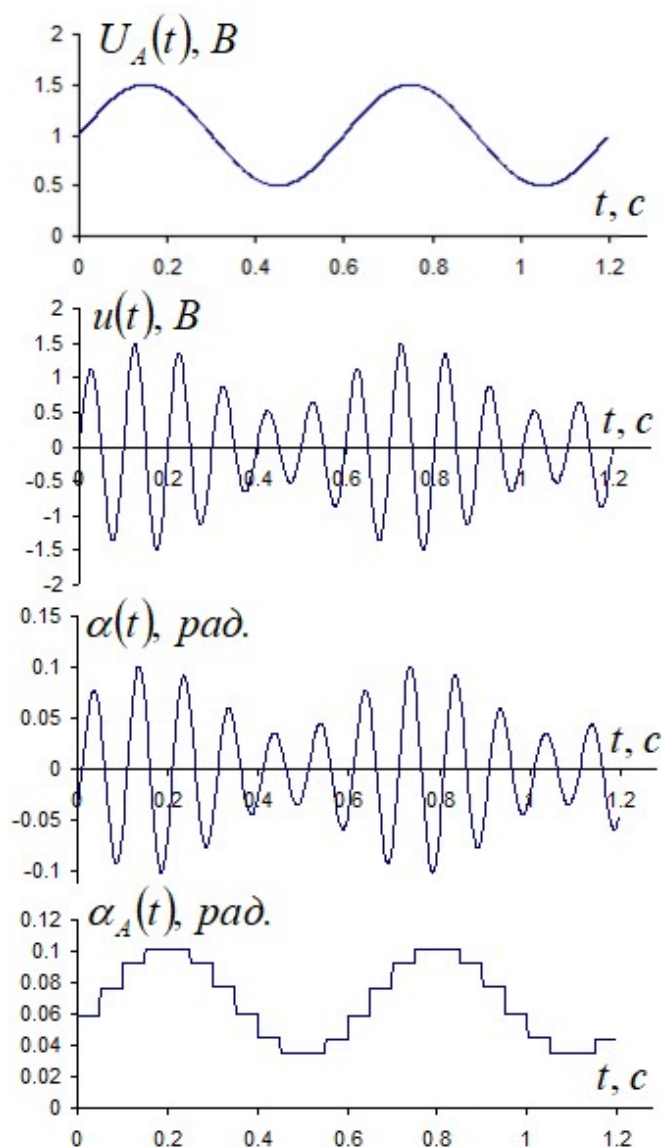


Рис. 4.4 Результат розрахунку сигналів $U_A(t)$, $u(t)$, $\alpha(t)$ і $\alpha_A(t)$
при $f_0 = 10$ Гц та $n = 6$

Залежності амплітуди кута коливань ротора α та амплітуди статорного струму i від частоти для лінеаризованої системи рівнянь (4.1-4.6) можуть бути визначені як

$$A_\alpha(\omega) = \frac{k_1}{\sqrt{(1 - b_2\omega^2)^2 + \omega^2(b_1 - b_3\omega^2)^2}}; \quad (4.14)$$

$$A_i(\omega) = \frac{\sqrt{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)}}{R\left((1 - b_2\omega^2)^2 + \omega^2(b_1 - b_3\omega^2)^2\right)}, \quad (4.15)$$

де $B_1(\omega) = (1 - b_5 \omega^2)(1 - b_2 \omega^2) + b_4 \omega^2 (b_1 - b_3 \omega^2)$; $k_1 = \frac{k_m}{Rk_\alpha}$; $b_1 = \frac{L}{R} + \frac{k_\omega}{k_\alpha} + \frac{k_m^2}{Rk_\alpha}$;

$B_2(\omega) = b_4 \omega (1 - b_2 \omega^2) - \omega (1 - b_5 \omega^2)(b_1 - b_3 \omega^2)$; $b_2 = \frac{J}{k_\alpha} + \frac{Lk_\omega}{Rk_\alpha}$; $b_3 = \frac{LJ}{Rk_\alpha}$; $b_4 = \frac{k_\omega}{k_\alpha}$;

$b_5 = \frac{J}{k_\alpha}$.

Становить інтерес дослідження амплітудних і фазової частотних характеристик не тільки при синусоїдальній формі вхідної напруги (4.9), але і при прямокутній формі (4.10) з нульовою ділянкою [90].

На підставі структури (рис. 4.3) можуть бути отримані частотні залежності амплітуди кута коливань валу ротора $A_\alpha(\omega)$ та діючого значення струму статора $A_I(\omega)$, які визначаються як

$$A_\alpha(\omega) = \frac{\alpha_A}{U_A} \quad \text{та} \quad A_I(\omega) = \frac{I}{U_A}. \quad (4.16, 4.17)$$

На рис. 4.5 та 4.6 показано графіки частотних характеристик $A_\alpha(\omega)$ і $A_I(\omega)$ БМД без навантаження (а) та з навантаженням (б).

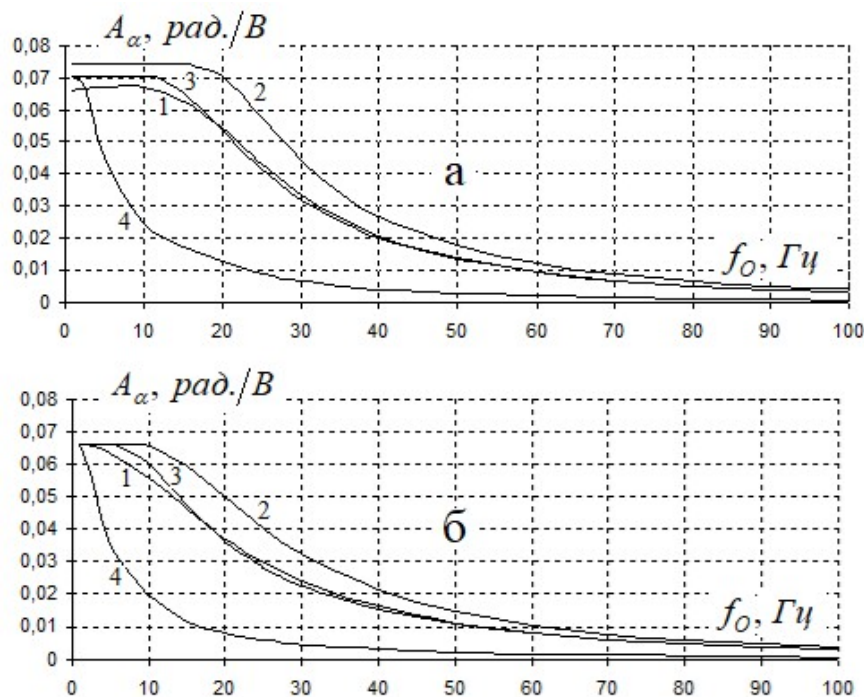


Рис. 4.5 Амплітудні частотні характеристики $A_\alpha(\omega)$ БМД зворотно-обертального руху без навантаження (а) та з навантаженням (б)

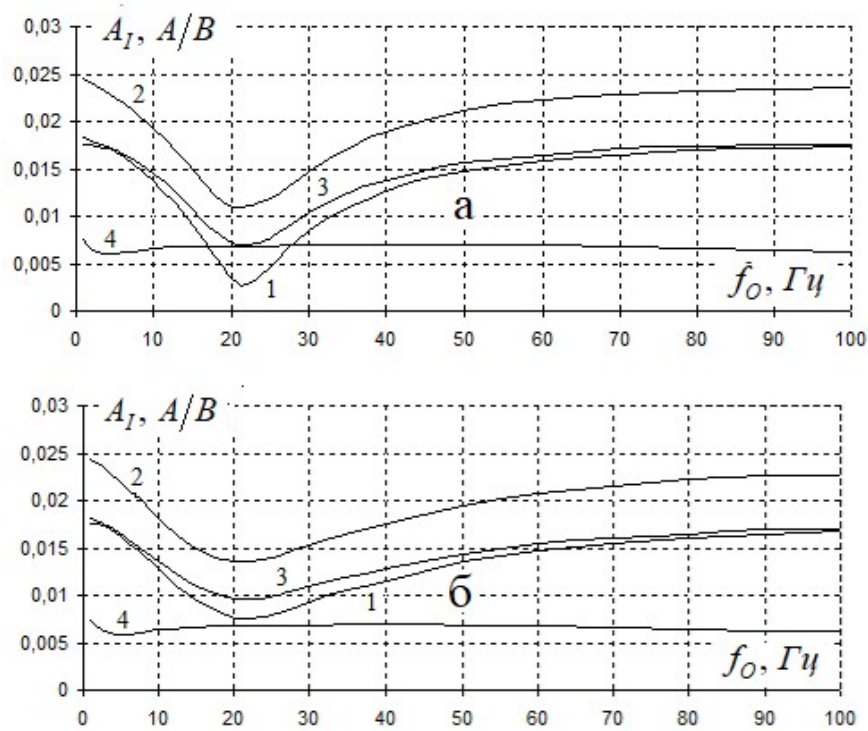


Рис. 4.6 Амплітудні частотні характеристики $A_I(\omega)$ БМД зворотно-обертального руху без навантаження (а) та з навантаженням (б)

Особливістю розрахунку амплітудних частотних характеристик є те, що цей розрахунок виконано при номінальних величинах амплітуди кута коливань ротора $\alpha_{AO} = \pi/9$ та діючого значення струму статора $I_O = 0,14 A$.

Що стосується визначення фазових частотних характеристик системи, що працює на несучій частоті, то зазначені основні параметри зворотно-обертального руху (α_A і I) визначаються на кожному напівперіоді несучого сигналу, а потім фіксуються та зберігаються як сигнали зворотних зв'язків протягом наступних напівперіодів. Через це виникає ефект запізнювання в контурі системи. Дослідження структури (рис. 4.3), показало, що при вхідному сигналі виду $x(t) = 1 + 0,5 \sin \frac{\omega_o}{n} t$ фазовий зсув змінного квантованого сигналу $\alpha_A(t)$ відносно вхідної огинаючої $U_A(t)$ (рис. 4.4) приблизно визначається за формулою

$$\varphi_\alpha = \frac{\pi}{n}. \quad (4.18)$$

При цьому не враховується ефект запізнювання через фіксацію та збереження величини сигналу протягом половини періоду.

Дослідження показали, що в низькочастотній частині робочого діапазону значення амплітуди α_A може фіксуватися в момент визначення модуля амплітуди кута коливань, а не на початку наступного напівперіоду вхідного сигналу $\sin 2\pi f_0 t$ [90]. У такому випадку величина фазового зсуву виявляється трохи меншою за величину, що розраховано за формулою (4.18).

На рис. 4.7 наведено графіки фазових частотних характеристик БМД без навантаження (а) та з навантаженням (б), отриманих на основі системи рівнянь (4.1-4.8) для згаданих вище чотирьох варіантів формування вхідної напруги.

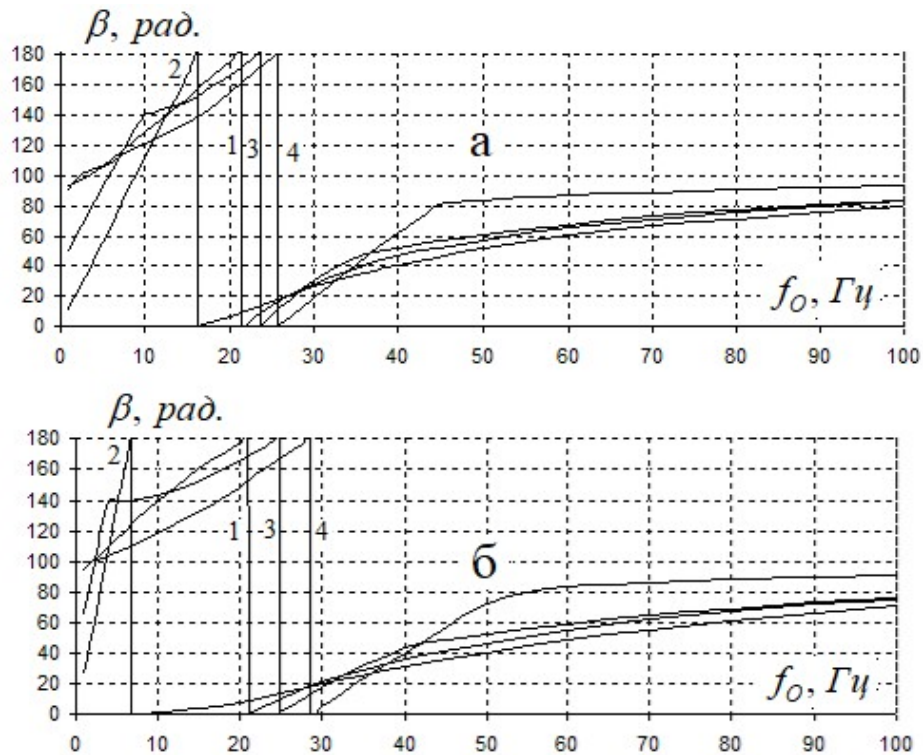


Рис. 4.7 Фазові частотні характеристики БМД зворотно-обертального руху ВВД без навантаження (а) та з навантаженням (б)

Зазначений на рис. 4.7 параметр β визначає кутову довжину інтервалу від моменту зміни полярності сигналу $\sin 2\pi f_0 t$ до моменту фіксації модуля амплітудного значення кута коливань ротора. На рис. 4.8 наведено умовні

графіки вхідного сигналу $u(t)$ та модуля кута коливань ротора $\alpha(t)$, що ілюструють процедуру визначення інтервалу β для формування фазових частотних характеристик (рис. 4.7).

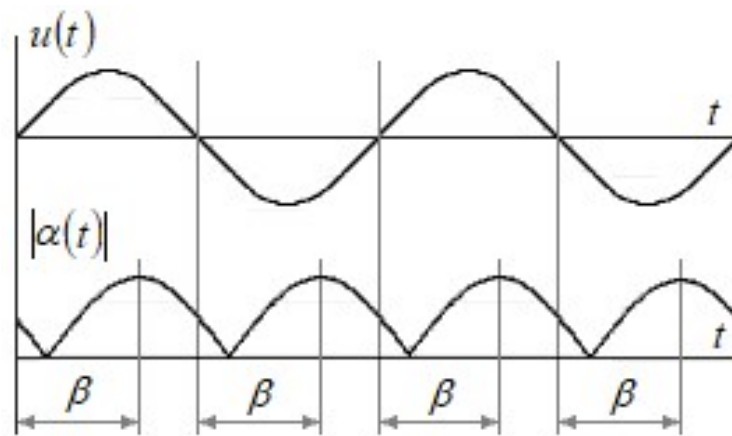


Рис. 4.8 Графіки вхідного сигналу $u(t)$ та модуля кута коливань ротора $\alpha(t)$ для ілюстрації процедури визначення кутової довжини інтервалу β

В такому випадку фазовий зсув квантованого за рівнем сигналу $\alpha_A(t)$ відносно вхідної огинаючої $U_A(t)$ буде приблизно визначатися за формулою

$$\varphi_\alpha = \frac{\beta}{n}. \quad (4.19)$$

Наведені на рис. 4.7 характеристики відрізняються від фазових частотних характеристик, що розглядаються в теорії автоматичного керування [30, 61], для яких визначається фазовий зсув вихідного синусоїдального сигналу відносно вхідного. У нашому випадку розглядаються частотні характеристики при формуванні вхідного сигналу довільної форми, тому в разі формування вихідного квантованого сигналу амплітуди кута коливань ротору доцільним виявилось визначати не фазовий зсув, а кутовий інтервал від початку напівперіоду вхідного сигналу до моменту фіксації амплітудного значення шуканого сигналу.

На підставі отриманих амплітудних і фазових частотних характеристик у параграфі 5.2 будуть виконані розрахунки параметрів структур для обме-

ження амплітуди кута коливань ротора та діючого значення статорного струму БМД зворотно-обертального руху.

Посилання [2, 8, 30, 54, 61, 89, 90] див. список використаних джерел стор. 142, 145, 147, 148, 151.

Висновки до розділу 4

1. Для оцінки якості роботи БМД зворотно-обертального руху було запропоновано показник ефективності у вигляді відношення амплітуди кута коливань ротора до квадрата діючого значення струму статора, використання якого дозволяє вибрати режим роботи двигуна при мінімальному значенні втрат у статорній обмотці. Крім того, для вибору форсованого режиму роботи двигуна запропоновано використати як показник ефективності значення амплітуди кутової швидкості коливань ротора.

2. Дослідження електромеханічних характеристик БМД зворотно-обертального руху у вигляді частотних залежностей амплітуди кута коливань ротора, діючого значення струму статора, запропонованого показника ефективності та амплітуди кутової швидкості коливань ротора дозволяє порівнювати різні варіанти формування змінної напруги статора для вибору найкращого з них відповідно до максимуму заданого критерію. Крім того, дослідження електромеханічних характеристик дозволило визначити принципи формування траєкторій зворотно-обертального руху ротора БМД у розімкненій і замкнутій структурах.

3. Використання різних варіантів формування напруги статора дозволяє одержати різні параметри, що характеризують якість виконання зворотно-обертальних траєкторій ротора БМД. У випадку формування синусоїдальної напруги практично в усьому частотному діапазоні роботи досягається найбільше значення показника ефективності k_1 , що означає здійснення коливань

ротора двигуна при найменшій величині квадрата діючого значення струму статора, що дозволяє мінімізувати нагрівання двигуна. Максимальні значення амплітуди кутової швидкості коливань ротора досягаються за умови формування несинусоїдальної напруги, що при виконанні деяких технологічних операцій дає істотну функціональну перевагу в порівнянні з першим варіантом формування напруги статора та дозволяє реалізувати форсований режим роботи.

4. Визначення амплітудних і фазових частотних характеристик є засобом ідентифікації БМД, що працює на основній частоті змінного струму, при формуванні сигналів статорної напруги довільної форми. Розрахунок амплітудних і фазових частотних характеристик необхідно проводити при заданих значеннях амплітуди кута коливань ротора та діючого значення струму статора. На підставі частотних характеристик може бути виконаний синтез замкнутих систем стабілізації та обмеження вихідних параметрів двигуна.

РОЗДІЛ 5

РЕЖИМИ РОБОТИ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

У даному розділі досліджуються режими формування траєкторій зворотно-обертального руху ротора БМД у розімкненій і замкненій структурах, а також процес активної компенсації реактивного знакозмінного моменту у двороторному двигуні.

5.1 Формування функціональних залежностей для формування траєкторій зворотно-обертального руху ротора

Аналіз наведених у параграфі 4.1 електромеханічних характеристик БМД зворотно-обертального руху показує, що жоден із варіантів формування змінної напруги статора з фіксованими параметрами не дозволяє забезпечити максимум жодного з параметрів ефективності режиму роботи БМД у всьому частотному діапазоні [2].

У той же час можна зробити висновок про можливість вибрати оптимальні параметри змінної напруги статора на кожному значенні основної частоти й, таким чином, сформувані функціональні частотні залежності параметрів напруги для реалізації режиму зворотно-обертального руху ротора БМД у розімкненій структурі.

Відзначимо особливості досліджуваного підходу до формування функціональних частотних залежностей:

- керування зворотно-обертальним рухом ротора здійснюється за умови забезпечення максимальної величини одного з критеріїв ефективності режиму роботи БМД – k_1 або ω_A ;

- формування функціональних залежностей передбачає складання залежностей амплітуди U_A та параметра форми φ_1 напруги статора від частоти

коливань f_o ротора з урахуванням прийнятого критерію ефективності режиму роботи k_1 або ω_A у всьому частотному діапазоні при заданих значеннях амплітуди коливань α_3 та діючого значення струму I_3 ;

- складання таких залежностей здійснюється на підставі електромеханічних характеристик БМД зворотно-обертального руху.

Нарешті, визначимо послідовність формування функціональних частотних залежностей у вигляді $U_A(f_o)$ та $\varphi_1(f_o)$:

1. Для заданого ряду значень основної частоти f_o при заданих значеннях амплітуди кута коливань ротора α_3 і діючого значення струму статора I_3 на підставі математичної моделі (4.1–4.8) виконується розрахунок показників ефективності k_1 і ω_A , а також амплітуди U_A для синусоїдальної та прямокутної форм напруги статора в залежності від параметра φ_1 .

На рис. 5.1 наведено приклади графіків залежностей $k_1(\varphi_1)$, $\omega_A(\varphi_1)$ і $U_A(\varphi_1)$ для чотирьох значень частоти коливань ротора – 5, 10, 20 та 40 Гц. Прямою лінією позначено значення показників якості при синусоїдальній напрузі статора.

2. Далі для кожного з показників якості k_1 і ω_A визначаються їхні максимальні значення та фіксується значення амплітуди напруги U_A тієї форми, що виявляється кращою за одним із показників якості, у випадку вибору прямокутної змінної напруги статора фіксується відповідне значення параметра форми φ_1 ;

3. Для показників якості k_1 і ω_A формуються залежності $U_A(f_o)$ та $\varphi_1(f_o)$ (для прямокутної напруги), причому в усьому робочому діапазоні частоти f_o можуть опинитися декілька піддіапазонів, що використовують різні форми змінної напруги.

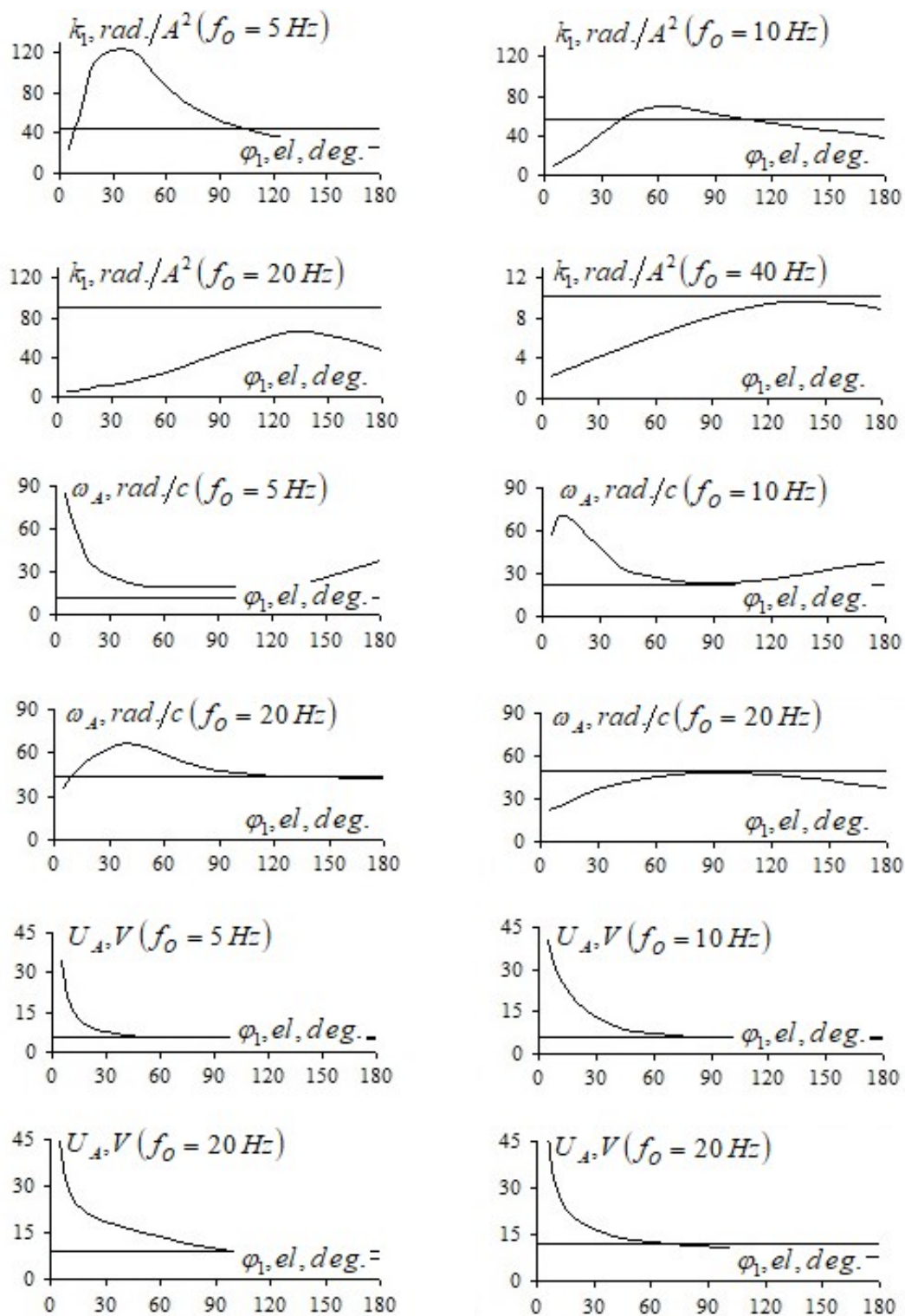


Рис. 5.1 Залежності параметрів k_1 , ω_A і U_A від параметра φ_1

На рис. 5.2 наведено сформовані функціональні залежності $U_A(f_0)$ і $\varphi_1(f_0)$, а також відповідні їм залежності показників якості $k_1(f_0)$ та $\omega_A(f_0)$. Літерами А і Б позначено відповідно варіанти формування синусоїдальної та прямокутної форм напруги.

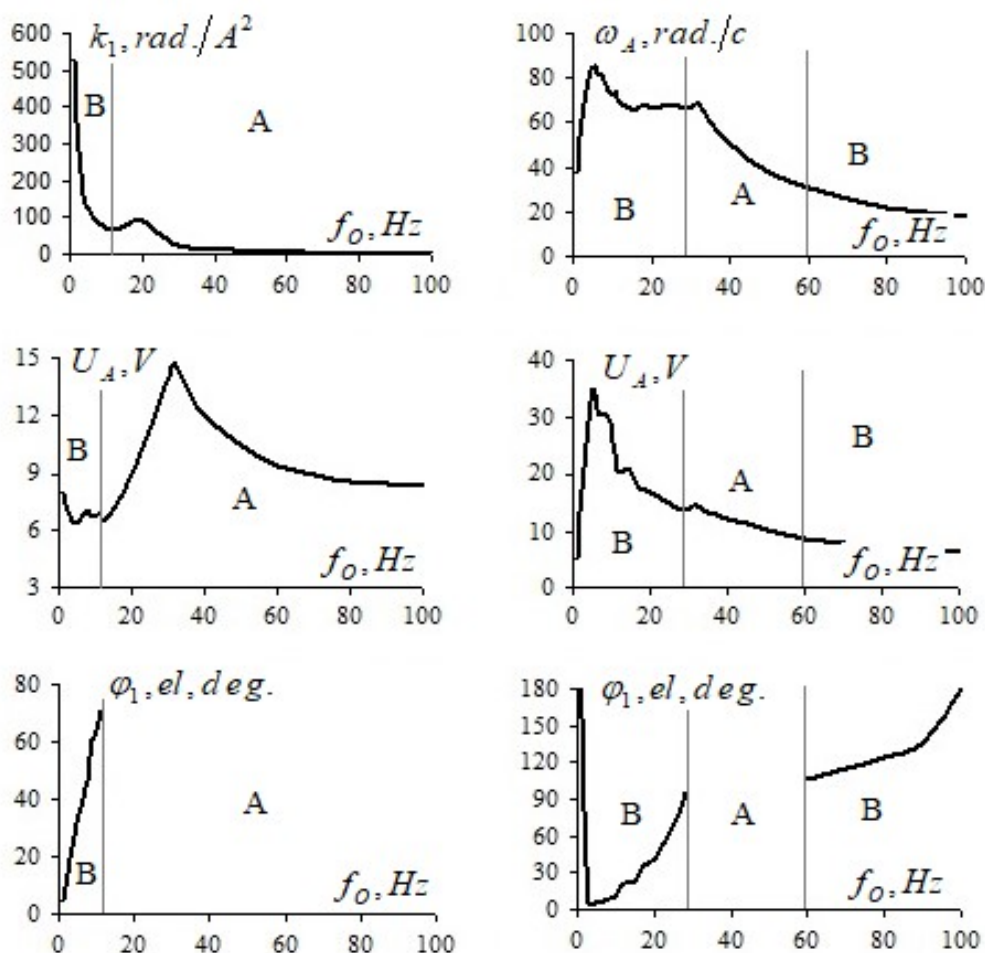


Рис. 5.2 Функціональні залежності $U_A(f_0)$ і $\phi_1(f_0)$, а також відповідні ним залежності показників $k_1(f_0)$ і $\omega_A(f_0)$

Використання функціональних частотних залежностей $U_A(f_0)$ і $\phi_1(f_0)$ дозволяє реалізувати режим зворотно-обертального руху ротора БМД за допомогою розімкненої структури без використання зворотних зв'язків, що мінімізує її апаратну частину.

Формування напруги статора з різними параметрами дозволяє забезпечити режими роботи БМД зворотно-обертального руху або при мінімізації втрат в обмотці статора, або при забезпеченні максимальної величини амплітуди кутової швидкості валу ротора у форсованому режимі роботи.

5.2 Режими стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження струму статора безконтактного магнітоелектричного двигуна

БМД зворотно-обертального руху являє собою електромеханічний об'єкт (рис. 4.3), що працює на несучій частоті змінного струму з нелінійними залежностями вхідних і вихідних сигналів [89]. Оскільки розглянутий БМД працює в діапазоні значень несучої частоти f_o до 100 Гц, настроювання параметрів регуляторів вихідних координат двигуна повинне здійснюватися з урахуванням значення частоти, що змінюється. До точності та швидкодії відпрацювання заданих параметрів не пред'являються особливі вимоги.

Елементи теорії пристроїв, що працюють на несучій частоті змінного струму, були розроблені ще в 60-і й 70-і роки ХХ століття для структур, що містять датчики та виконавчі двигуни змінного струму [29, 43, 85]. Одним з використовуваних підходів до опису таких структур є визначення еквівалентної передатної функції динамічної ланки, що працює на основній частоті.

У нашому випадку вибір параметрів регулятора амплітуди кута повороту може бути здійснений шляхом використання амплітудних і фазових частотних характеристик розімкненої системи, які можна представити у вигляді

$$A(\omega) = A_p(\omega)A_\alpha(\omega); \quad (5.1)$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_p(\omega) + \varphi_\alpha(\omega), \quad (5.2)$$

де $A_p(\omega)$, $A_\alpha(\omega)$, $\varphi_p(\omega)$, $\varphi_\alpha(\omega)$ – амплітудні та фазові частотні характеристики регулятора та БМД зворотно-обертального руху.

Вибір структури та параметрів регулятора може проводитися на підставі частотних характеристик за умови забезпечення заданого запасу стійкості за фазою γ [56, 62], що визначається за формулою

$$\gamma = \pi + \varphi_p(\omega_C) + \varphi_\alpha(\omega_C), \quad (5.3)$$

де $\omega_C = \frac{\omega_o}{n}$ – частота зрізу, величина якої обирається меншою за кутову частоту ω_o .

При заданих величинах ω_o , ω_c і γ параметри регулятора визначаються з урахуванням умови рівності одиниці амплітудної частотної характеристики розімкненої системи

$$A(\omega_c) = A_\alpha(\omega_o)A_p(\omega_c) = 1, \quad (5.4)$$

де $A_\alpha(\omega_o)$, $A_p(\omega_c)$ – значення амплітудних частотних характеристик БМД і регулятора при значеннях основної частоти та частоти зрізу.

Оскільки до динамічних режимів БМД зворотно-обертального руху не пред'являються особливі вимоги, для реалізації режиму стабілізації амплітуди кута коливань ротора може бути використаний інтегральний регулятор (І-регулятор), який має амплітудну та фазову частотні характеристики виду

$$A_p(\omega) = \frac{k_p}{\omega}; \quad \varphi_p(\omega) = -\frac{\pi}{2}, \quad (5.5, 5.6)$$

де k_p – коефіцієнт передачі І-регулятора амплітуди кута коливань ротору.

У такому випадку при заданих величинах ω_o , ω_c та γ коефіцієнт передачі І-регулятора k_p з урахуванням формули (4.18) визначається за формулою

$$k_p = \frac{\omega_c}{A_\alpha(\omega_c)}. \quad (5.7)$$

Далі виконаємо приклад розрахунку перехідних процесів запуску БМД при синусоїдальній формі вхідної напруги та формуванні сигналу зворотного зв'язку за амплітудою кута коливань ротора $\alpha_A(t)$ шляхом фіксації її величин у моменти початку кожного з напівперіодів вхідної напруги. Процес формування сигналу $\alpha_A(t)$ продемонстровано на рис. 5.3 а, звідки видно, що фіксація нових значень амплітуди сигналу відбувається у моменти зміни полярності синусоїдального вхідного сигналу $u(t)$. Розрахунок виконується для ненавантаженого двигуна на основі його моделі (4.1-4.7) та різницевих рівнянь І-регулятора амплітуди кута коливань з обмеженням його вихідного сигналу

$$U_p(m) = U_p(m-1) + (\alpha_3 - \alpha_A)k_p h; \quad (5.8)$$

$$U_p(m) = U_{\max} \text{ якщо } U_p(m) > U_{\max}, \quad (5.9)$$

де U_p – вихідний сигнал регулятора, який водночас є сигналом амплітуди статорної напруги; α_3 – задане значення амплітуди кута коливань; U_{\max} – максимальна величина вихідного сигналу регулятора; m – номер кроку інтегрування; h – крок інтегрування.

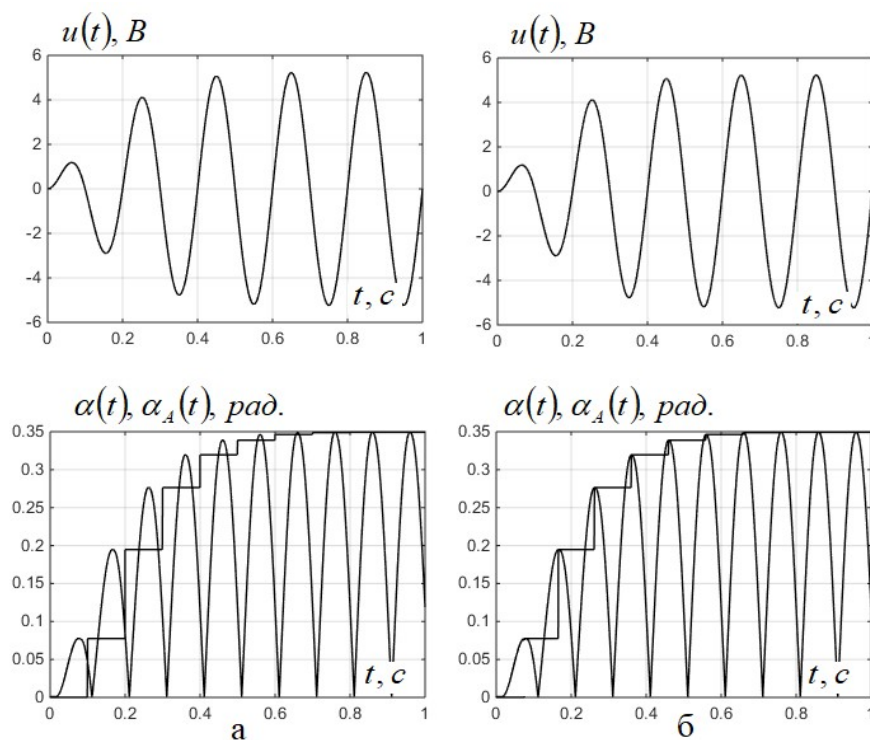


Рис. 5.3 Процеси формування двох варіантів сигналів модуля амплітуди кута коливань ротора

У табл. 5.1 наведено результати розрахунків параметрів І-регулятора амплітуди кута коливань та показники якості перехідних процесів вихідного сигналу α_A замкненої структури, що складається з регулятора та БМД (рис. 4.3), при значеннях параметрів двигуна, що наведені у параграфі 4.1, східчастому сигналі задання $\alpha_3 = \pi/9$ рад та значенні основної частоти $f_0 = 10$ Гц, де t_p – час регулювання, який визначається часом досягнення вихідним сигналом п'ятипроцентної зони від сталого значення; σ – перерегулювання як відносна величина максимального відхилення вихідного сигналу від сталого значення; N – номер варіанта розрахунку.

Таблиця 5.1

Результати розрахунку параметрів І-регулятора

N	n	φ , ел. град.	γ , ел. град.	k_p , В/рад.	t_p , с	σ , %
1	3	60	30	307	0,10	35,0
2	4	45	45	230	0,10	21,5
3	5	36	54	184	0,15	11,2
4	6	30	60	154	0,15	5,0
5	8	22,5	67,5	115	0,25	0,2
6	10	18	72	92,1	0,35	0,0
7	12	15	75	77,8	0,45	0,0
8	15	12	78	61,4	0,60	0,0

У табл. 5.2 наведено ті ж параметри, але для інших значень частот. Наведені дані підтверджують можливість розрахунку регулятора за формулою (5.7) у діапазоні частот від 5 до 30 Гц.

Таблиця 5.2

Результати розрахунку параметрів І-регулятора

N	f_0 , Гц	n	k_p , В/рад.	t_p , с	σ , %
9	5	4	113	0,2	12,5
10		6	74,4	0,4	3,5
11		8	56,3	0,5	0,0
12		10	45,1	0,8	0,0
13	20	4	581	0,05	24,8
14		6	389	0,075	6,7
15		8	290	0,125	0,5
16		10	232	0,175	0,0
17	30	4	1403	0,0333	23,0
18		6	939	0,0667	5,1
19		8	701	0,1	3,6
20		10	562	0,1667	1,6

У той же час можна відзначити деякі розходження показників якості перехідних процесів на різних частотах, що можна пояснити недостатньо точним визначенням фазового зсуву φ_a (4.18), а також спотворенням сигналу коливань ротора при значеннях основної частоти близько 30 Гц.

Швидкодія регулювання амплітуди кута коливань в діапазоні значень основної частоти від 5 до 10 Гц може бути підвищена шляхом використання

пропорційно-інтегрального регулятора (ПІ-регулятора), що має амплітудну та фазову частотні характеристики виду

$$A_P(\omega) = \frac{k_P}{\omega} \sqrt{1 + T_P^2 \omega^2}; \quad (5.10)$$

$$\varphi_P(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} T_P \omega, \quad (5.11)$$

де k_P , T_P – коефіцієнт передачі та стала часу ПІ-регулятора.

У такому випадку параметри регулятора з урахуванням (5.3, 5.4) визначаються як

$$T_P = \frac{1}{\omega_C} \operatorname{tg} \left(\gamma - \frac{\pi}{2} + \varphi(\omega_C) \right), \quad (5.12)$$

$$k_P = \frac{\omega_C}{A_\alpha(\omega_C) \sqrt{1 + T_P^2 \omega_C^2}}. \quad (5.13)$$

Різницеві рівняння ПІ-регулятора амплітуди кута коливань з обмеженням вихідного сигналу мають вигляд [95]

$$U_{II} = (\alpha_3 - \alpha_A) k_P T_P \quad \text{якщо } U_{II} < U_{\max} \quad \text{або } U_{II} = U_{\max} \quad \text{якщо } U_{II} > U_{\max}; \quad (5.14)$$

$$U_{II}(m) = U_{II}(m-1) + (\alpha_3 - \alpha_A) k_P h \quad \text{якщо } U_{II} < U_{\max} - U_{II}; \quad (5.15)$$

$$U_{II}(m) = U_{\max} - U_{II} \quad \text{якщо } U_{II} > U_{\max} - U_{II}; \quad (5.16)$$

$$U_3 = U_{II} + U_{II}, \quad (5.17)$$

де U_{II} , U_{II} – пропорційна та інтегральна складові вихідного сигналу ПІ-регулятора.

У табл. 5.3 наведено результати розрахунків параметрів ПІ-регулятора амплітуди кута коливань ротора та показники якості перехідного процесу при значенні несучої частоти $f_0 = 10 \text{ Гц}$. Розрахунки параметрів регулятора виконано за формулами (5.12, 5.13).

Таблиця 5.3

Результати розрахунку параметрів ПІ-регулятора

N	n	φ , ел. град.	γ , ел. град.	k_p , В / рад.	T_p , с	t_p , с	σ , %
21	3	60	45	297	0,01279	0,1	15,4
22	3	60	60	266	0,02757	0,15	0,0
23	4	45	60	222,5	0,01706	0,1	3,0

На рис. 5.4 наведено графіки перехідних процесів для варіантів розрахунків, що наведено в табл. 5.1-5.2, а – 2, b – 4, с – 5, d – 11, е – 15, f – 19, g – 21, h – 22, i – 23.

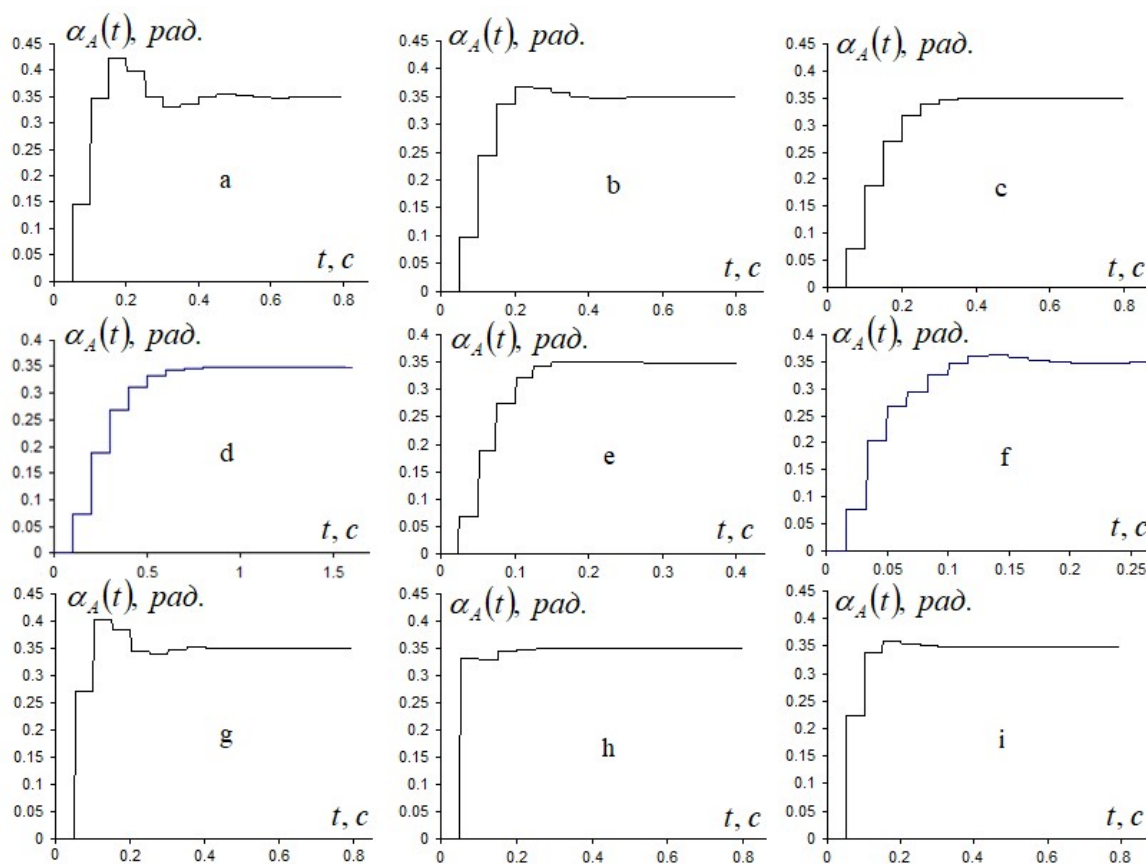


Рис. 5.4 Графіки перехідних процесів системи з І- та ПІ-регуляторами

Наведені дані демонструють задовільні результати в низькочастотній області діапазону регулювання. У той же час дослідження показали ускладнення при настроюванні ПІ-регулятора в області несучих частот близьких до 30 Гц. Однак ця обставина не представляє проблеми, оскільки динаміка процесів з І-регулятором у цьому частотному діапазоні цілком прийнятна.

Ще однією задачею при реалізації режиму зворотно-обертального руху БМД є обмеження струму статорної обмотки в діапазоні несучої частоти бі-

льше за 30 Гц. Для забезпечення такого обмеження в структуру вводиться додатковий контур зворотного зв'язку з нелінійною ланкою [3] вигляду

$$x_2 = 0 \text{ якщо } I < I_0 \text{ або } x_2 = I - I_0 \text{ якщо } I > I_0, \quad (5.18)$$

де I_0 – задана величина, при якій починає обмежуватися струм.

Крім того, у замкнутий контур зворотного зв'язку обмеження струму вводиться фільтр низької частоти для придушення можливих коливань.

Таким чином, можна сформувати остаточну структуру (рис. 5.5) [89], що складається з БМД зворотно-обертального руху разом із зазначеними ланками, де P – регулятор амплітуди кута повороту з нелінійністю типу насичення; Φ – фільтр низької частоти у вигляді аперіодичної ланки першого порядку.

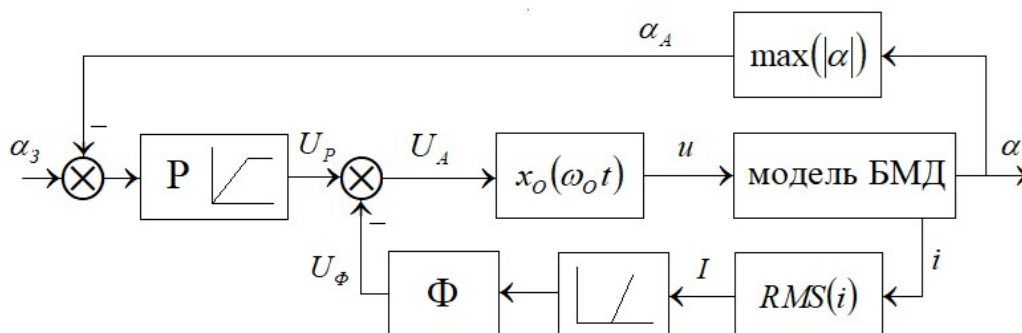


Рис. 5.5 Структура живлення БМД зворотно-обертального руху

Нижче наведено різницеве рівняння фільтра низької частоти та рівняння для розрахунку амплітуди напруги статора

$$U_\phi(m) = U_\phi(m-1) + (x_2 - U_\phi(m-1))k_\phi \frac{h}{T_\phi}; \quad (5.19)$$

$$U_A = U_P - U_\phi, \quad (5.20)$$

де U_ϕ - вихідний сигнал фільтра; k_ϕ , T_ϕ - коефіцієнт передачі та стала часу фільтра.

Розрахунок коефіцієнта передачі фільтра в контурі обмеження струму проводиться за умовою забезпечення заданої точності обмеження струму I . На підставі умови (5.18) з урахуванням частотної характеристики $A_i(\omega)$ (4.15) для сталого режиму обмеження струму маємо формулу

$$k_{\phi} = \frac{A_i(\omega_o)U_{\max} - \sqrt{2} I}{A_i(\omega_o)(I - I_o)}. \quad (5.21)$$

Коефіцієнт $\sqrt{2}$ у формулі введено тому, що амплітуда синусоїдального струму більше за діюче значення струму в $\sqrt{2}$ раз.

Стала часу фільтра T_{ϕ} визначено в результаті математичного моделювання за умовою виключення можливих коливань струму внаслідок дискретного характеру сигналу I як

$$T_{\phi} = \frac{20}{f_o}. \quad (5.22)$$

Оскільки режим обмеження струму здійснюється тільки у високочастотній частині робочого діапазону, то введення фільтра з такою сталою часу не призводить до погіршення показників динаміки регулювання.

При розрахунку процесів зворотно-обертального руху вважаємо, що зміна коефіцієнта в'язкості навантаження k_H двигуна відбувається відповідно до рівняння

$$T_H \frac{dk_H}{dt} = k_{oH} - k_H \quad (5.23)$$

при стрибкоподібній зміні заданого коефіцієнта механічного навантаження k_{oH} , де $T_H = 0,1 \text{ с}$ – стала часу. Крім того, для забезпечення плавності пуску БМД вводиться інерційність зміни сигналу завдання

$$\alpha_3(m) = \alpha_3(m-1) \left(1 - \frac{h}{T_2}\right) + \alpha_o \frac{h}{T_2}, \quad (5.24)$$

де α_o - сигнал завдання; $T_2 = 0,1 \text{ с}$ – стала часу.

Для демонстрації роботи БМД у режимі зворотно-обертального руху було проведено розрахунок динаміки зміни амплітуди кута коливань та струму статора з І-регулятором при вмиканні двигуна та стрибкоподібній зміні параметра навантаження k_o від нуля до максимального значення та знову до нуля. Розрахунок динаміки проводився за формулами (4.1-4.8, 5.8, 5.9, 5.18-5.20, 5.23, 5.24) при таких значеннях параметрів БМД, що наведено

в параграфі 4.1, а також при $k_{OH} = 2,1 \cdot 10^{-4} \text{ Нмс/рад.}$, $\alpha_o = \frac{\pi}{9} \text{ рад.}$, $U_{\max} = 15 \text{ В}$, $I_o = 0,14 \text{ А}$. Параметри регуляторів залежно від основної частоти f_o розраховано за формулами (4.14, 5.6, 5.17, 5.21) при $n = 8$. На рис. 5.6 а-д наведено графіки перехідних процесів регулювання амплітуди кута повороту α_A і діючого значення струму I при значеннях несучої частоти f_o 5 (а), 10 (б), 20 (в) і 40 (г) Гц у режимах пуску двигуна та зміни навантаження.

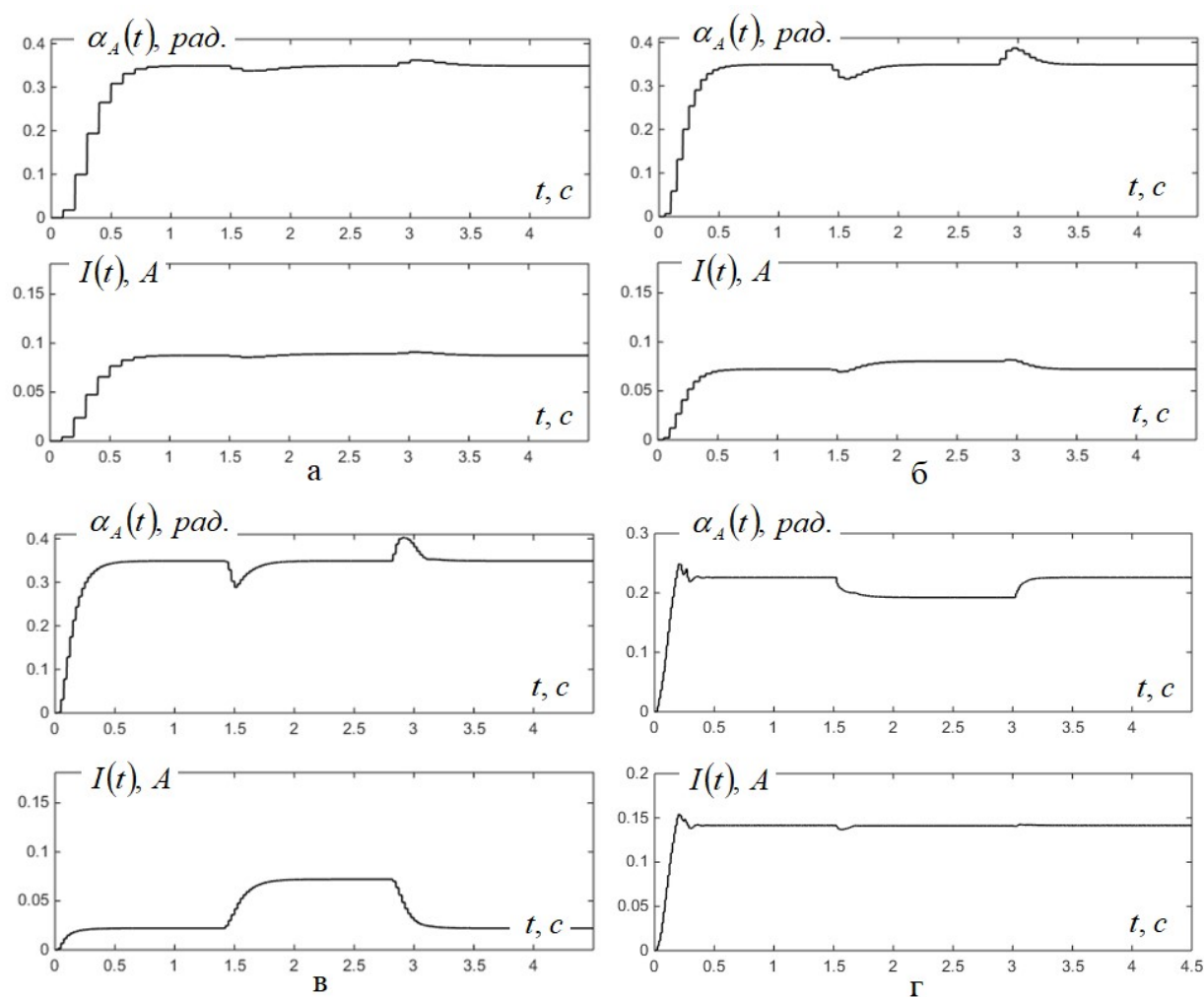


Рис. 5.6 Графіки перехідних процесів регулювання амплітуди кута коливань ротора та діючого значення струму

При $f_o = 40 \text{ Гц}$ і заданій точності обмеження струму 1% параметри фільтра в контурі обмеження струму мають такі значення: $k_\phi = 2692 \text{ В/рад.}$ і $T_\phi = 0,5 \text{ с}$. У режимі обмеження струму в діапазоні частот більше 30 Гц значення параметрів регулятора амплітуди кута коливань ротора зберігається

таким, яким воно було визначене при цьому ж значенні частоти. При цьому в режимі стабілізації амплітуди кута коливань параметри фільтра не впливають на розрахунки процесів та роботу двигуна.

Далі розглянемо особливості розрахунку систем із БМД зворотно-обертального руху при формуванні вхідної напруги прямокутної форми, а також при формуванні зворотного зв'язку за амплітудою кута коливань ротора шляхом фіксації його значення в моменти досягнення його максимальних значень [90]. У такому випадку враховується формула (4.19), а процес формування такого сигналу, наприклад, при синусоїдальній формі статорної напруги наведено на рис. 5.3 б.

У такому випадку коефіцієнт передачі І-регулятора з урахуванням (5.3) визначається за формулою

$$k_{p2} = \frac{\omega_o(0,5\pi - \gamma)}{\beta A_\alpha(\omega_o)}. \quad (5.25)$$

Відзначимо, що використання формули (5.25) можливе в низькочастотному діапазоні роботи БМД зворотно-обертального руху, коли величина параметра β (рис. 4.7) не перевищує 180 град.

У табл. 5.4 наведено результати розрахунків коефіцієнта передачі І-регулятора амплітуди кута коливань ротора та показники якості перехідних процесів сигналів амплітуди кута коливань $\alpha_A(t)$ відповідно до структури (рис. 5.4) при східчастому вхідному сигналі $U_A(t)$, а також при $n = 8$.

У табл. 5.4 представлено характеристики 1-го варіанта формування сигналу амплітуди кута коливань, відповідно до формул (4.18, 5.6) та рис. 5.1 а, та 2-го варіанта, відповідно до (4.19, 5.25) та рис. 5.2 б.

Аналіз результатів досліджень підтверджує можливість розрахунку І-регулятора на основі частотних характеристик БМД при несинусоїдальних вхідних сигналах. Наявність перерегулювання в 2-му варіанті пояснюється відхиленням величини параметра β від розрахункового значення в динамічному режимі.

Таблиця 5.4

Результати розрахунку параметрів І-регулятора

N	Параметри БМД			1-й варіант			2-й варіант		
	$f_o, \text{Гц}$	$A_\alpha, \text{рад./В}$	$\beta, \text{рад.}$	$k_{p1}, \text{В/рад.}$	$t_p, \text{с}$	$\sigma, \%$	$k_{p2}, \text{В/рад.}$	$t_p, \text{с}$	$\sigma, \%$
1	5	0,0668	106,8	58,76	0,4597	0,0819	99,00	0,2611	0,0708
	10	0,0668	128,6	117,5	0,2359	0,3275	164,5	0,1859	0,6212
	20	0,0539	174,2	291,3	0,1242	0,5372	301,0	0,1242	0,5482
2	5	0,0741	55,86	52,97	0,5311	0,5849	180,0	0,2315	6,861
	10	0,0741	111,5	105,9	0,2316	0,7311	171,0	0,1332	2,516
3	5	0,0705	94,16	54,06	0,4528	0,2730	106,4	0,2534	1,573
	10	0,0707	141,1	111,0	0,2392	0,0407	141,6	0,1893	0,0296
	20	0,0534	166,0	295,1	0,1230	0,6347	318,8	0,1230	0,5763
4	5	0,0448	106,9	87,81	0,4594	0,4432	147,6	0,2593	0,1043
	10	0,0244	121,0	324,4	0,2336	0,6461	478,7	0,1836	0,4797

На рис. 5.7 наведено графіки перехідних процесів для першого та другого варіантів формування сигналів амплітуди кута коливань ротора $\alpha_A(t)$ при вмиканні БМД.

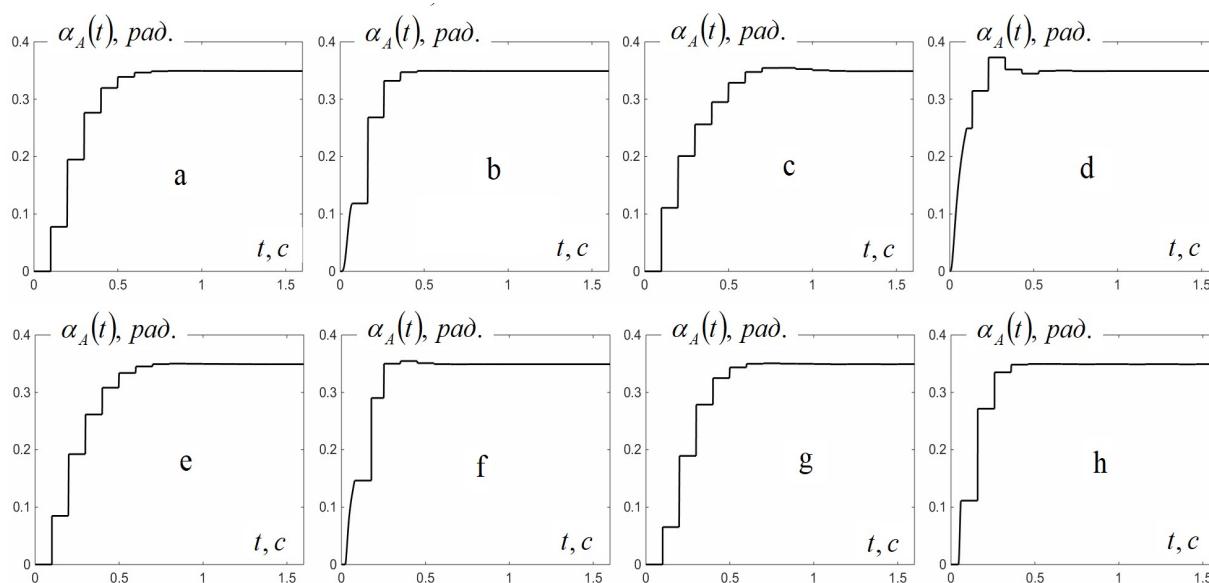


Рис. 5.7 Графіки перехідних процесів для першого та другого варіантів формування сигналів амплітуди кута коливань ротора

Розрахунки виконано при значенні частоти коливань ротора 5 Гц для чотирьох варіантів формування вхідної напруги відповідно а – 1.1, b – 1.2, с – 2.1, d – 2.2, е – 3.1, f – 3.2, g – 4.1, h – 4.2 (першою цифрою позначено номер варіанта вхідної напруги, другою – варіант формування сигналу амплітуди кута коливань).

Графіки перехідних процесів демонструють ефект поліпшення динаміки регулювання при використанні другого способу формування сигналу амплітуди кута коливачів. Позитивний ефект у найбільшій мірі проявляється саме в низькочастотній частині діапазону роботи БМД.

Коефіцієнт передачі фільтра першого порядку в контурі обмеження струму у високочастотній частині робочого діапазону при формуванні вхідної напруги прямокутної форми визначається з урахуванням частотних характеристик (рис. 4.6).

$$k_{\phi} = \frac{A_I(\omega_0)U_{\max} - I_0(1 + \varepsilon)}{A_I(\omega_0)I_0 \varepsilon}, \quad (5.26)$$

де $A_I(\omega_0)$ – значення струмової амплітудної частотної характеристики БМД (рис. 4.6); ε – задана відносна точність обмеження діючого значення струму статора.

У табл. 5.5 наведено основні параметри структури (рис. 5.5) для розрахунку перехідних процесів при значенні основної частоти 40 Гц для чотирьох прийнятих варіантів формування вхідної напруги N .

Таблиця 5.5

Параметри системи при значенні основної частоти 40 Гц

N	$k_{p1}, B/рад.$	U_{\max}, B	$k_{\phi}, B/A$
1	709,3	15,0	2761
2	534,0	10,0	1855
3	752,4	12,5	2104
4	457,3	24,5	3071

На рис. 5.8...5.10 наведено графіки перехідних процесів сигналів амплітуди кута коливачів ротора α_A (перший варіант формування відповідно до рис. 5.3 а) і діючого значення струму статора I для трьох варіантів формування прямокутної вхідної напруги, відповідно, а також для чотирьох значень основної частоти 5 (а), 10 (б), 20 (в) та 40 (г) Гц.

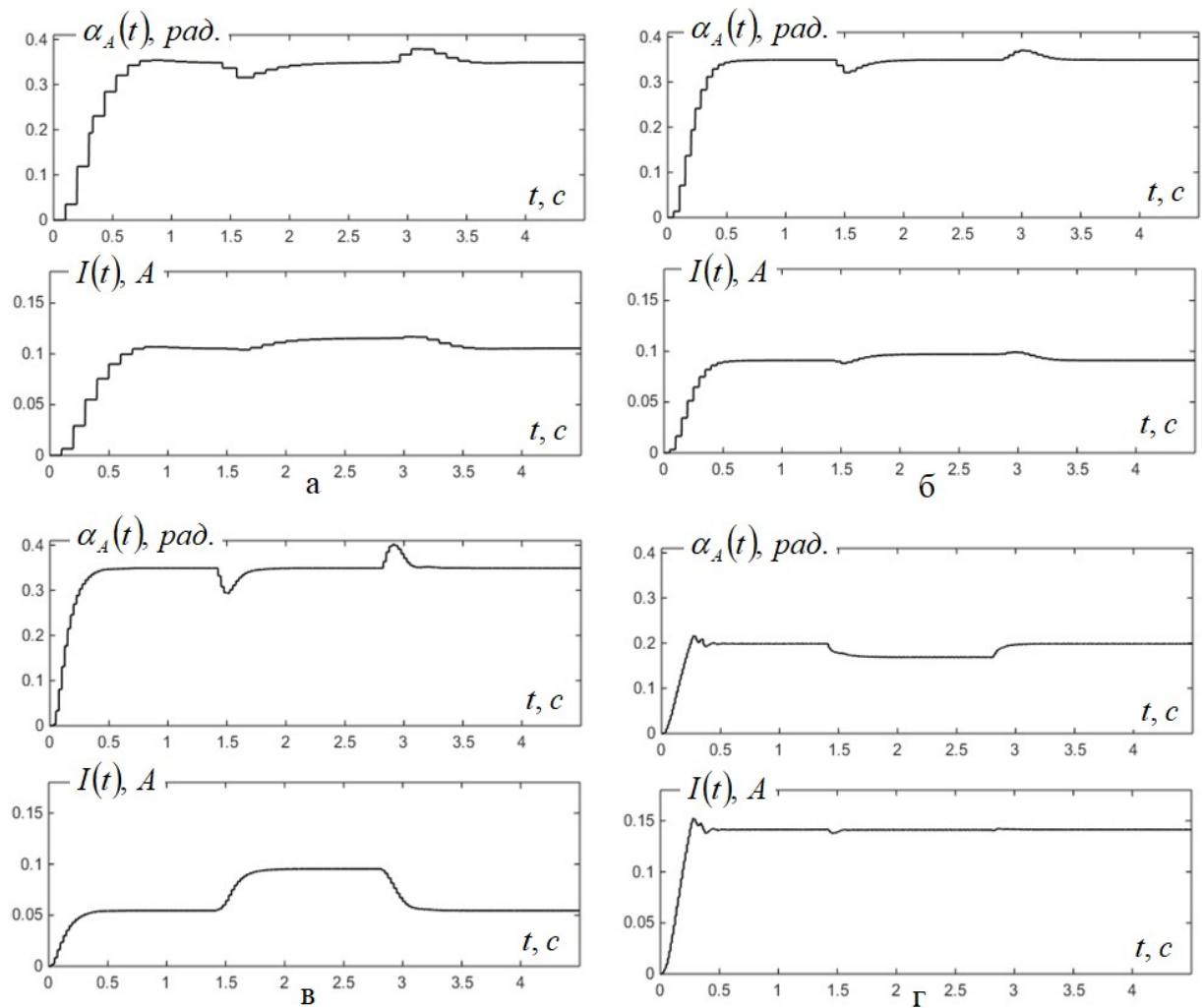


Рис. 5.8 Графіки перехідних процесів стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження діючого значення струму при прямокутній формі вхідної напруги та $\varphi_1 = 0$

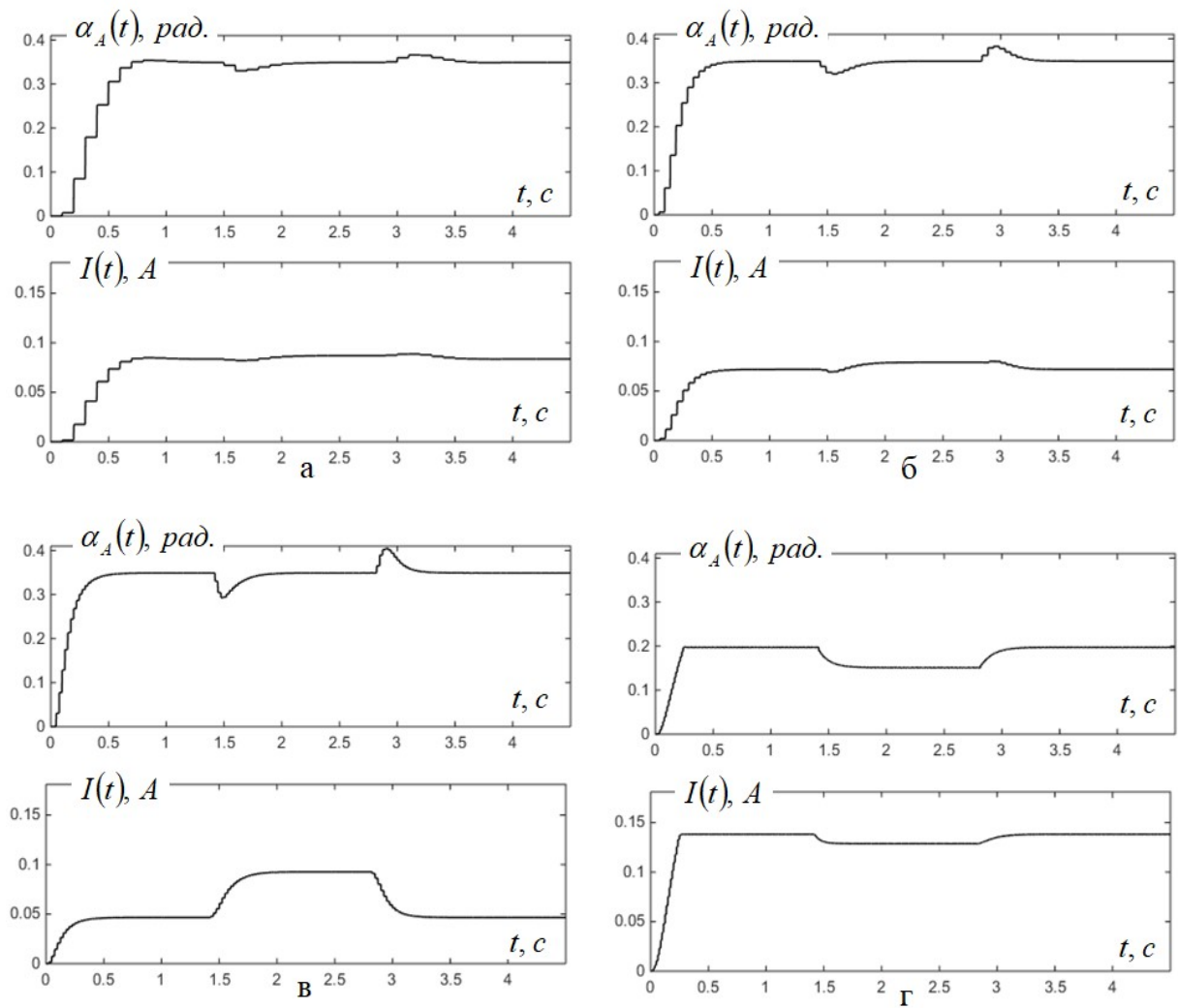


Рис. 5.9 Графіки перехідних процесів стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження діючого значення струму при прямокутній формі вхідної напруги та $\varphi_1 = 80$ *эл. град.*

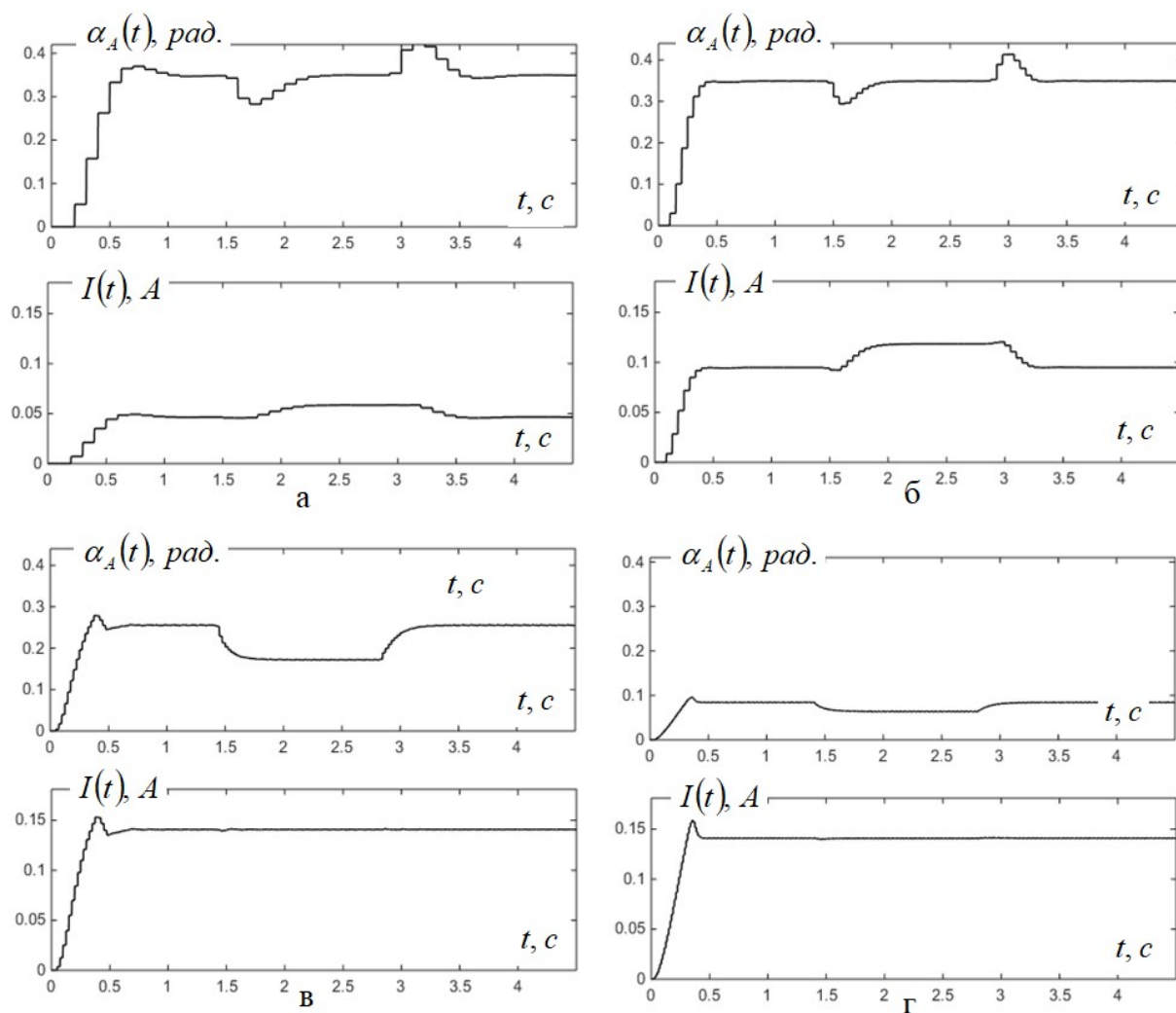


Рис. 5.10 Графіки перехідних процесів стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження діючого значення струму при прямокутній формі входної напруги та $\varphi_1 = 160$ *ел. град.*

На рис. 5.11...514 наведено графіки перехідних процесів сигналів амплітуди кута коливань ротора α_A (другий варіант формування сигналу відповідно до рис. 5.3 б) та діючого значення струму статора I для чотирьох варіантів формування несучого сигналу, відповідно, та двох значень несучої частоти 5 (а) і 10 (б) Гц.

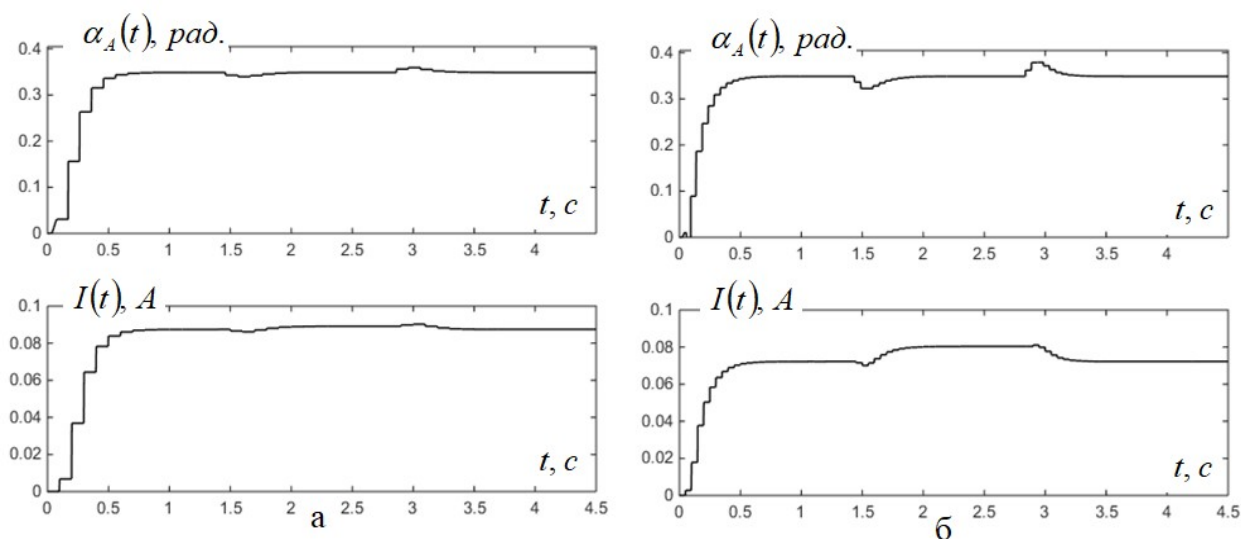


Рис. 5.11 Графіки перехідних процесів стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження діючого значення струму при синусоїдальній формі вхідної напруги

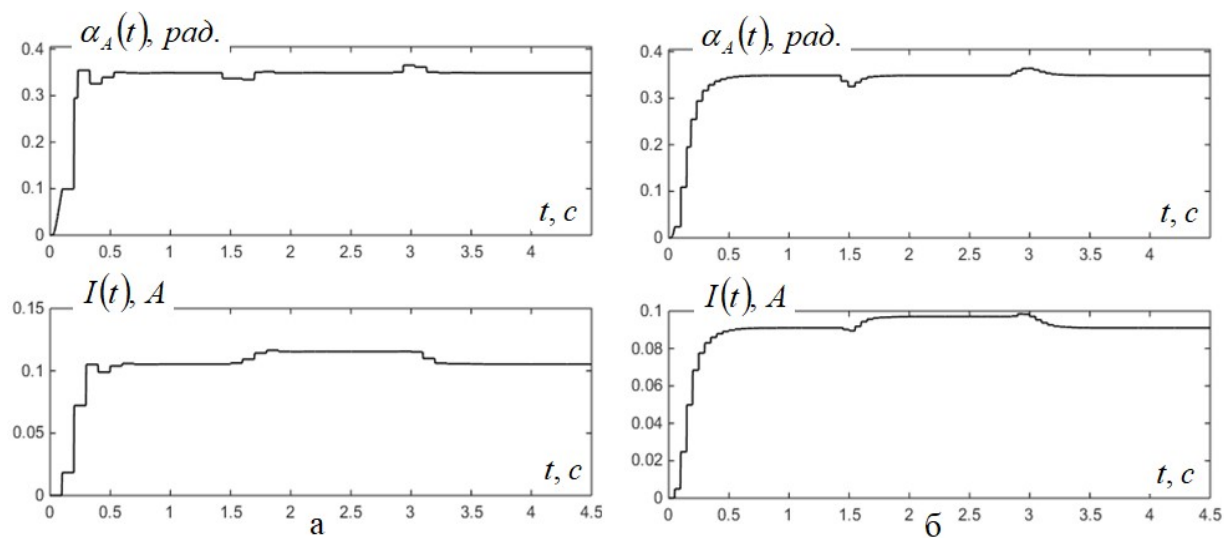


Рис. 5.12 Графіки перехідних процесів стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження діючого значення струму при прямокутній формі вхідної напруги та $\varphi_1 = 0$ ел. град.

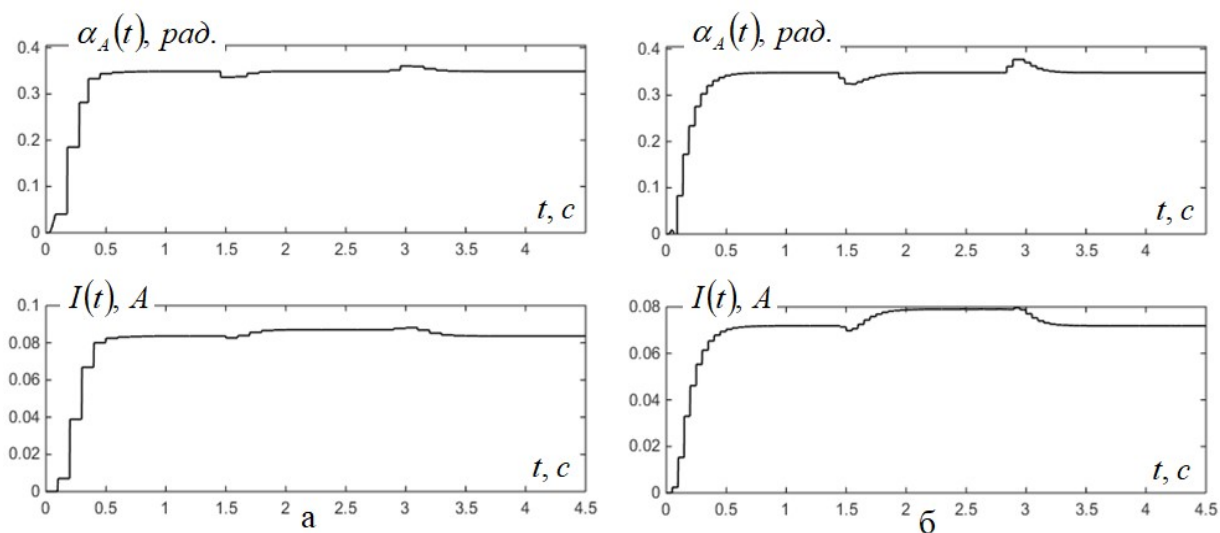


Рис. 5.13 Графіки перехідних процесів стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження діючого значення струму при прямокутній формі вхідної напруги та $\varphi_1 = 80$ *ел. град.*

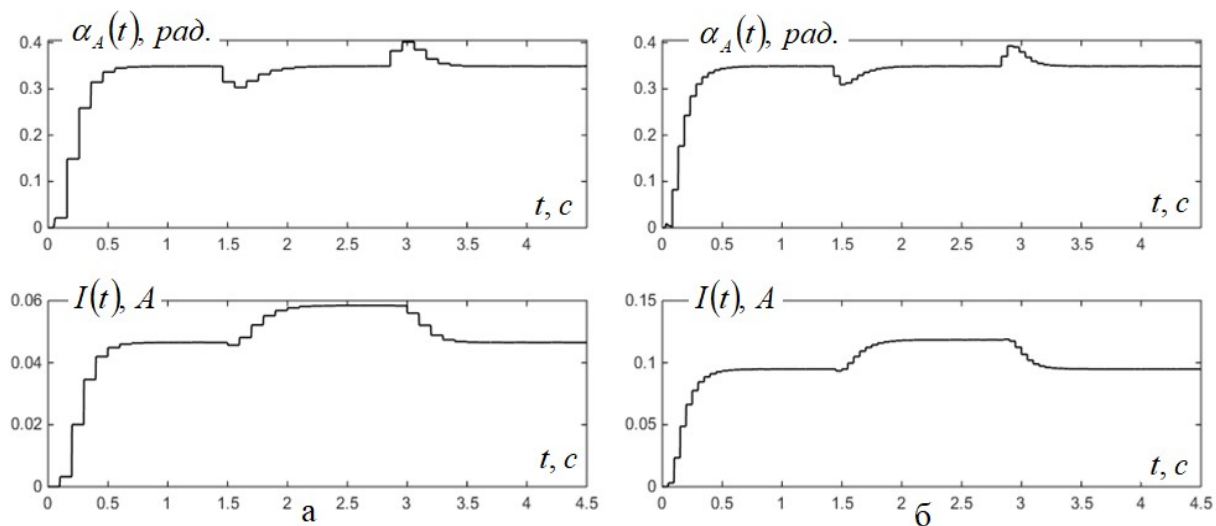


Рис. 5.14 Графіки перехідних процесів стабілізації амплітуди кута коливань ротора та обмеження діючого значення струму при прямокутній формі вхідної напруги та $\varphi_1 = 160$ *ел. град.*

Аналіз графіків перехідних процесів підтверджує справедливність прийнятих припущень про можливість розрахунку параметрів регуляторів амплітуди кута коливань ротора та струму статора на основі амплітудних та фазових частотних характеристик.

5.3 Дослідження режиму активної компенсації реактивного моменту двороторного безконтактного магнітоелектричного двигуна

Метою даного параграфу є дослідження режиму активної компенсації знакозмінного реактивного моменту, що створюється виконавчим двигуном зворотно-обертального руху, за допомогою керованого додаткового компенсуючого пристрою у вигляді ідентичної за структурою електричної машини [6, 12]. Тому питання розрахунку регуляторів тут не розглядаються, а величини їхніх параметрів були визначені в процесі моделювання та дослідження структури.

Кінцевою метою побудови електромеханічного пристрою зворотно-обертального руху з активною компенсацією реактивних моментів є усунення вібрації корпусу для реалізації захисту від впливу механічних вібрацій на працюючого з устаткуванням оператора. Ефект компенсації досягається шляхом створення знакозмінного моменту протилежного знаку.

Механічна частина системи, що складається з розташованих на одній осі обертання основного та компенсуючого роторів (рис. 2.2 г), а також корпусу приладу, описується рівняннями динаміки [6]

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M_{д1}; \quad \frac{d\alpha_1}{dt} = \omega_1; \quad (5.27, 5.28)$$

$$J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{д2}; \quad \frac{d\alpha_2}{dt} = \omega_2; \quad (5.29, 5.30)$$

$$J_3 \frac{d\omega_3}{dt} = M_{д2} - M_{д1} - M_{B3} - M_{Y3}; \quad \frac{d\alpha_3}{dt} = \omega_3, \quad (5.31, 5.32)$$

де $J_1, J_2, J_3; \omega_1, \omega_2, \omega_3; \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – осьові моменти інерції, кутові швидкості та кути повороту валів основного та компенсуючого роторів, а також корпусу навколо осі обертання зазначених роторів; $M_{д1}, M_{д2}$ – динамічні моменти на валах основного та компенсуючого роторів, які мають знакозмінний характер; M_{B3}, M_{Y3} – момент в'язкого тертя та момент пружності, що обумовлені

впливом на корпус приладу руки людини, яка накладає на корпус приладу зв'язок у вигляді моменту пружності та в'язкого тертя, обумовлених властивостями м'язів і шкіри руки.

В даному параграфі досліджуються режими роботи двороторного пристрою з виконавчим елементом на основному роторі для проведення медичних процедур лімфодренажу або дерматонії. У такому випадку механічне навантаження основного двигуна моделюється моментом механічного опору в'язкого тертя.

З рівнянь динаміки (5.31, 5.32) видно, що для компенсації небажаної реакції на корпус електроінструмента необхідно підтримувати на нульовому рівні різницю динамічних моментів основного та компенсуючого роторів. Тому, для реалізації зворотно-обертального руху двох роторів у протилежних напрямках в обмотках керування відповідних статорів повинні бути сформовані змінні струми, що змінюються за періодичним законом.

Надалі при дослідженні врахуємо також такі особливості розглянутої двороторної структури:

1. Вихідним параметром при реалізації зворотно-обертального руху основного ротора є амплітуда його коливань α_{1A} відносно корпусу приладу.
2. Умова компенсації реакцій на корпус визначається як досягнення мінімальних значень амплітуди кута α_{3A} повороту корпусу навколо осі обертання основного та компенсуючого роторів.
3. Моменти інерції основного та компенсуючого роторів J_1, J_2 , а також момент інерції корпусу інструменту J_3 є різними.
4. Частота першої гармоніки f_0 змушених коливань основного ротора регулюється в діапазоні від 5 до 100 Гц.
5. Розглянута структура характеризується нелінійними залежностями амплітуди та фазового зсуву коливань роторів від заданої частоти та механічного навантаження.
6. Покладається струмове керування статорними обмотками, що відповідають основному та компенсуючому роторам,

$$i_1 = I_{1A} \sin 2\pi f t; \quad i_2 = I_{2A} \sin(2\pi f t - \varphi_2) \quad (5.33, 5.34)$$

де i_1, i_2 – змінні струми статорних обмоток; I_{1A}, I_{2A} – амплітуди струмів статорних обмоток; φ_2 – фазовий зсув струму компенсуючої обмотки.

Динамічні моменти в рівняннях (5.27, 5.29) визначаються електромагнітними моментами основної та компенсуючої систем M_1 и M_2 , реактивними моментами опору підшипників M_{P1} та M_{P2} , моментами опору в'язкого тертя M_{B1} та M_{B2} , моментами опору, обумовленими дією магнітних пружних зв'язків M_{V1} та M_{V2} . Крім того, механічне навантаження основного ротора характеризується наявністю моменту механічного опору (момент M_{H1}), тобто

$$M_{Д1} = M_1 - M_{P1} - M_{B1} - M_{V1} - M_{H1}; \quad (5.35)$$

$$M_{Д2} = M_2 - M_{P2} - M_{B2} - M_{V2}. \quad (5.36)$$

Зазначені складові моментів визначаються як

$$M_1 = k_{m1} i_1 \cos \alpha_1; \quad M_2 = k_{m2} i_2 \cos \alpha_2; \quad (5.37, 5.38)$$

$$M_{P1} = M_{П} \text{ при } \omega_1 > 0 \text{ або } M_{P1} = -M_{П} \text{ при } \omega_1 < 0; \quad (5.39)$$

$$M_{P2} = M_{П} \text{ при } \omega_2 > 0 \text{ або } M_{P2} = -M_{П} \text{ при } \omega_2 < 0; \quad (5.40)$$

$$M_{B1} = k_B \omega_1; \quad M_{B2} = k_B \omega_2; \quad (5.41, 5.42)$$

$$M_{V1} = k_V \sin \alpha_1; \quad M_{V2} = k_V \sin \alpha_2; \quad (5.43 \text{ } 5.44)$$

$$M_{H1} = k_{BH} \omega_1, \quad (5.45)$$

де k_{m1}, k_{m2} – постійні коефіцієнти основного та компенсуючого двигунів; $M_{П}$ – статичний момент опору підшипників; k_B – коефіцієнт в'язкості; k_V – коефіцієнт пружності; k_{BH} – коефіцієнт в'язкості навантаження основного ротора.

Для електромеханічної системи з основним та компенсуючим роторами були проведені розрахунки амплітудно-частотних характеристик $\alpha_{1A}(f)$ и $\alpha_{3A}(f)$ при таких параметрах структури: $k_{m1} = k_{m2} = 0,125 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{А}$; $M_{П} = 0,0002 \text{ Н} \cdot \text{м}$; $I_{1A} = 0,2 \text{ А}$; $I_{2A} = 0$; $k_B = 0,000065 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с} / \text{рад.}$; $k_V = 0,0448 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{рад.}$; $k_{BH} = 0$; $J_2 = 0,0000024 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $J_3 = 0,0000514 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ для

трьох значень моменту інерції основного ротора $J_1 = 0,0000033 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $0,0000024 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $0,0000015 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Амплітудно-частотні характеристики при заданому струмовому керуванні обмотками статорів наведено на рис. 5.15, з яких видно, що амплітуда коливань ротора основного ротора нестабільна, крім того, очевидна необхідність мінімізації величини α_{3A} .

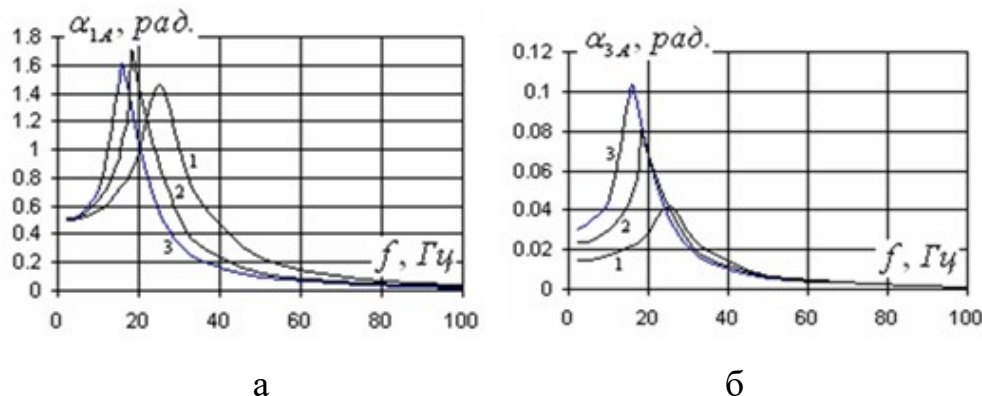


Рис. 5.15 Амплітудно-частотні характеристики коливань основного ротора (а) та корпусу приладу (б) без компенсації

Сформулюємо принципи побудови двороторної структури на основі БМД з урахуванням розглянутих особливостей.

1. Для стабілізації амплітуди коливань основного ротора α_{1A} на заданому рівні необхідна побудова замкнутої системи керування. Ефект стабілізації амплітуди кута досягається шляхом керування амплітудою струму статора i_1 основної системи.

2. Оскільки безпосередній вимір кута повороту корпусу α_3 є утруднений, то як вихідний параметр для визначення сигналів зворотного зв'язку замкнутої системи керування приймається різниця змінних періодичних коливань двох роторів

$$\Delta\alpha = \alpha_1 - \frac{J_2}{J_1} \alpha_2. \quad (5.46)$$

3. Завданням системи компенсації є виконання умов $\alpha_{1A} = A_1$ та $\Delta\alpha = 0$, де A_1 – задане значення амплітуди кута коливань основного ротора.

4. Для досягнення компенсації реакції корпусу необхідна побудова системи векторного керування рухом компенсуючого ротора [6], тобто, необхідна реалізація системи керування амплітудою I_{2A} та фазовим зсувом φ_2 вхідного струму статора i_2 компенсуючої системи відносно струму основного статора i_1 . Для цього необхідне формування сигналів неузгодженості на входах регуляторів амплітуди струму та фазового зсуву на підставі вимірів кутових змінних основного та компенсуючих роторів α_1 и α_2 .

5. Сигнал неузгодженості на вході регулятора амплітуди струму компенсатора повинен приймати позитивне або негативне значення залежно від величини фазового зсуву змінного сигналу $\Delta\alpha - 0$ або π радіан.

6. На кожному напівперіоді коливань роторів необхідно визначати фазовий зсув змінної α_2 відносно змінної α_1 .

При реалізації системи керування амплітудою коливань основного ротора сигнал зворотного зв'язку формується шляхом фіксації величини максимуму модуля вимірюваної змінної α_1 на кожному напівперіоді коливань основного ротора, як це було описано в параграфі 4.2

$$\alpha_{1A} = \max\{|\alpha_1|\}, \quad (5.47)$$

а керування амплітудою струму статора i_1 здійснюється за допомогою І-регулятора

$$A_1 = A_0(1 - \exp(-t/T_0)); \quad (5.48)$$

$$I_{1A}(n) = I_{1A}(n-1) + k_{PI}(A_1 - \alpha_{1A})h; \quad (5.49)$$

$$I_{1A}(n) = I_{\max 1} \text{ при } I_{1A}(n) > I_{\max 1}, \quad (5.50)$$

де n – номер відліку; k_1 – коефіцієнт передачі регулятора амплітуди струму основної обмотки; h – крок інтегрування.; $I_{\max 1}$ – максимально можлива амплітуда струму основної обмотки; A_0 – завдання амплітуди кута коливань основного ротора α_1 ; T_0 – стала часу інтенсивності наростання завдання амплітуди струму.

Керуючий сигнал A_1 на вході регулятора змінюється за експонентним законом з метою одержання більш плавних перехідних процесів при зміні завдання.

При реалізації системи керування амплітудою I_{2A} струму статора i_2 компенсуючої системи сигнал неузгодженості на вході регулятора формується на підставі вимірів сигналів α_1 та α_2 . Можна помітити, що мінімізація змінної $\Delta\alpha$ (5.46) можлива за умови збігу за фазовим зсувом періодичних величин α_1 та α_2 . Оскільки шуканий сигнал неузгодженості на вході регулятора повинен бути однополярним і приймати позитивне або негативне значення залежно від фази змінного сигналу $\Delta\alpha - 0$ або π радіан, то попередньо отриманий сигнал $\Delta\alpha$ необхідно підсумувати із синфазним опорним змінним сигналом виду $y_o = a_o \sin(\omega t + \varphi_o)$, що має фіксовану амплітуду (причому $a_o > \max\{\Delta\alpha\}$), а з модуля отриманої суми відняти модуль заданого опорного сигналу y_o . Оскільки змінний сигнал y_o збігається за фазовим зсувом з коливаннями змінної α_1 , пропонується така послідовність дій:

$$y_1(n) = \text{sign}(\alpha_1); \quad (5.51)$$

$$T_1(n) = T_1(n-1) + T_k; \quad T_1 = 0 \text{ при } y_1(n) - y_1(n-1) > 1; \quad (5.52)$$

$$y_o = a_o \sin \omega T_1(n); \quad (5.53)$$

$$y_2 = |\Delta\alpha + y_o| - |y_o|, \quad (5.54)$$

де T_1 – величина стану першого таймера, скидання якого відбувається за позитивним фронтом сигналу $y_1(n) = \text{sign}(\alpha_1)$, y_2 – сигнал неузгодженості на вході регулятора амплітуди струму компенсуючої обмотки.

На рис. 5.16 наведено часові діаграми описаних вище сигналів, що ілюструють процес формування сигналу неузгодженості y_2 при позитивному (а) та негативному (б) його значенні в залежності від величини фазового зсуву змінного сигналу $\Delta\alpha$ відповідно до формул (5.51-5.54).

Керування амплітудою струму статора i_2 компенсатора здійснюється за допомогою І-регулятора, що має властивості фільтра низької частоти для придушення пульсацій сигналу неузгодженості y_2 ,

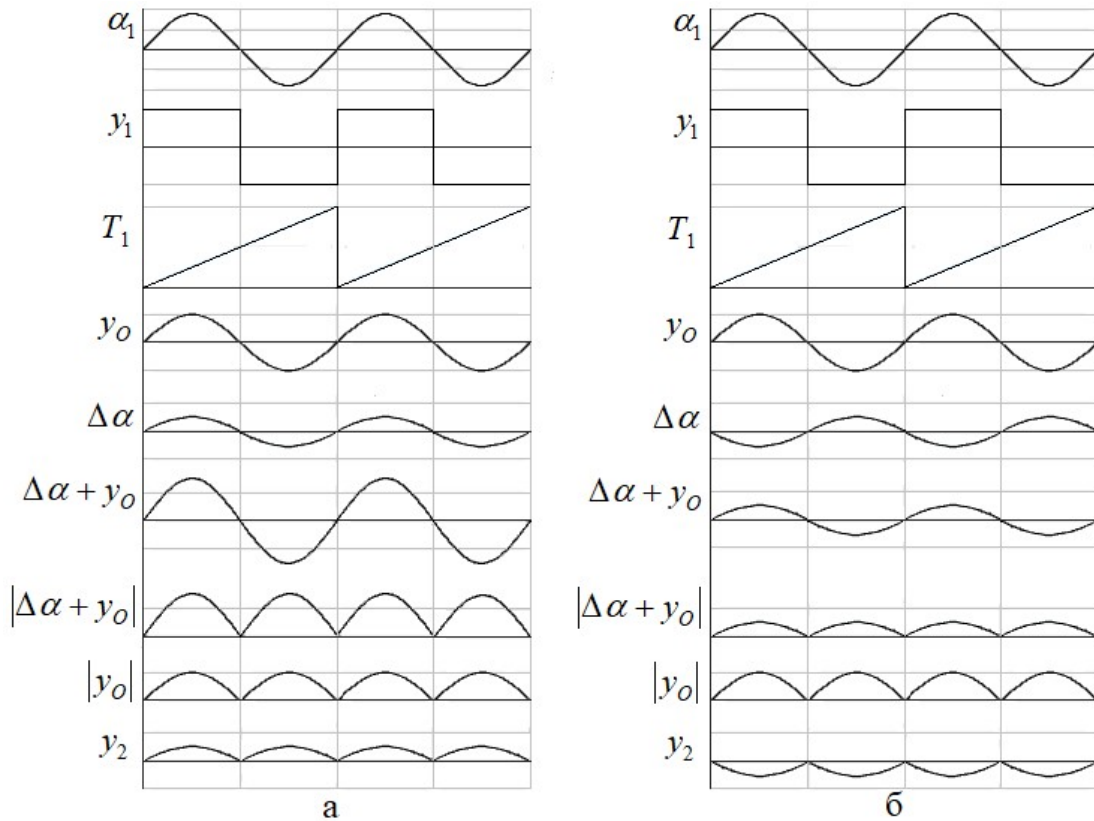


Рис. 5.16 Часові діаграми сигналів, що ілюструють процес формування сигналу неузгодженості y_2 при позитивному (а) та негативному (б) його значенні

$$I_{2A}(n) = I_{2A}(n-1) + k_{p2} y_2 T_K; \quad I_{2A}(n) = I_{\max 2} \quad \text{при} \quad I_{2A}(n) > I_{\max 2}, \quad (5.55)$$

де k_2 – коефіцієнт передачі регулятора струму компенсуючої обмотки; $I_{\max 2}$ – максимально можлива амплітуда струму обмотки компенсатора.

Дія регулятора фазового зсуву φ_2 струму статора i_2 компенсуючої системи спрямована на сполучення за фазовим зсувом періодичних коливань основного та компенсуючого роторів, що α_1 та α_2 , при цьому сигнал неузгодженості на вході цього регулятора формується на основі вимірів на кожному напівперіоді коливань інтервалів часу між моментами переходу через нуль змінних величин α_1 та α_2 у такій послідовності дій

$$y_3(n) = \text{sign}(\alpha_2); \quad (5.56)$$

$$T_2(n) = T_2(n-1) + T_K; \quad T_2 = 0 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) \neq 0; \quad (5.57)$$

$$\Delta T = -0,5T + T_2 \text{ при } y_1(n) - y_1(n-1) < -1 \text{ и } \alpha_2 > 0$$

$$\text{або } \Delta T = T_2 \text{ при } y_1(n) - y_1(n-1) < -1 \text{ и } \alpha_2 < 0$$

$$\text{або } \Delta T = -0,5T + T_2 \text{ при } y_1(n) - y_1(n-1) > 1 \text{ и } \alpha_2 < 0$$

$$\text{або } \Delta T = T_2 \text{ при } y_1(n) - y_1(n-1) > 1 \text{ и } \alpha_2 > 0; \quad (5.58)$$

$$\Delta\varphi_2 = 2\pi\Delta T f, \quad (5.59)$$

де T_2 – величина стану другого таймера, скидання якого відбувається в моменти зміни полярності сигналу $y_3(n) = \text{sign}(\alpha_2)$; ΔT – часовий інтервал, на підставі якого визначається величина фазового зсуву; $T = 1/f_o$ – період першої гармоніки статорних струмів.

На рис. 5.17 наведено часові діаграми сигналів, що ілюструють процес визначення інтервалу часу ΔT для розрахунку величини фазового зсуву $\Delta\varphi_2$ відповідно до формул (5.56-5.59).

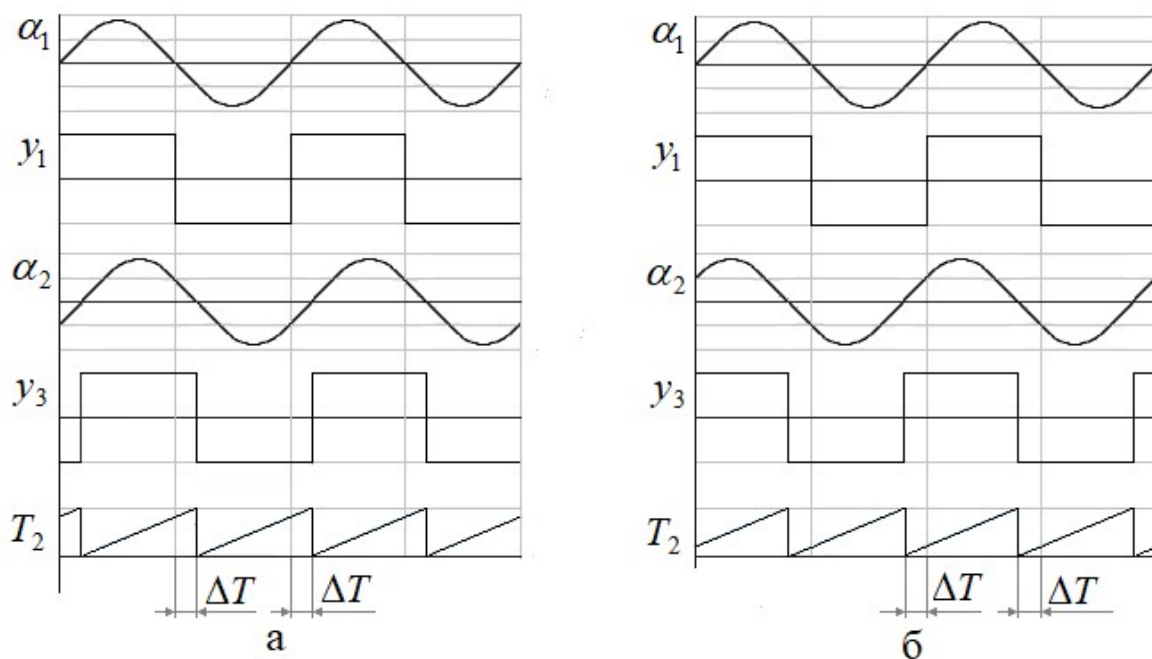


Рис. 5.17 Діаграми сигналів, що ілюструють процес визначення інтервалу часу ΔT для розрахунку величини фазового зсуву $\Delta\varphi_2$

Керування величиною фазового зсуву φ_2 струму статора i_2 також здійснюється за допомогою І-регулятора

$$\varphi_2(n) = \varphi_2(n-1) + k_{p3} \Delta\varphi_2 T_K; \varphi_2(n) = 0 \text{ при } t < 15T, \quad (5.60)$$

де k_3 – коефіцієнт передачі регулятора фазового зсуву.

На підставі викладеного сформовано загальну структуру системи активної компенсації реактивного моменту основного виконавчого ротора, що представлена на рис. 5.18, де РС1, РС2, РФЗ – регулятори амплітуд коливань першого та другого роторів, а також регулятор фазового зсуву φ_2 струму компенсуючої системи; БРН – блок розрахунку неузгодженості фазового зсуву $\Delta\varphi_2$ сигналу α_1 відносно α_2 ; ФОС – формувач опорного сигналу y_0 ; Д1, Д2, К – позначення для моделей першого та другого двигунів, а також корпусу приладу.

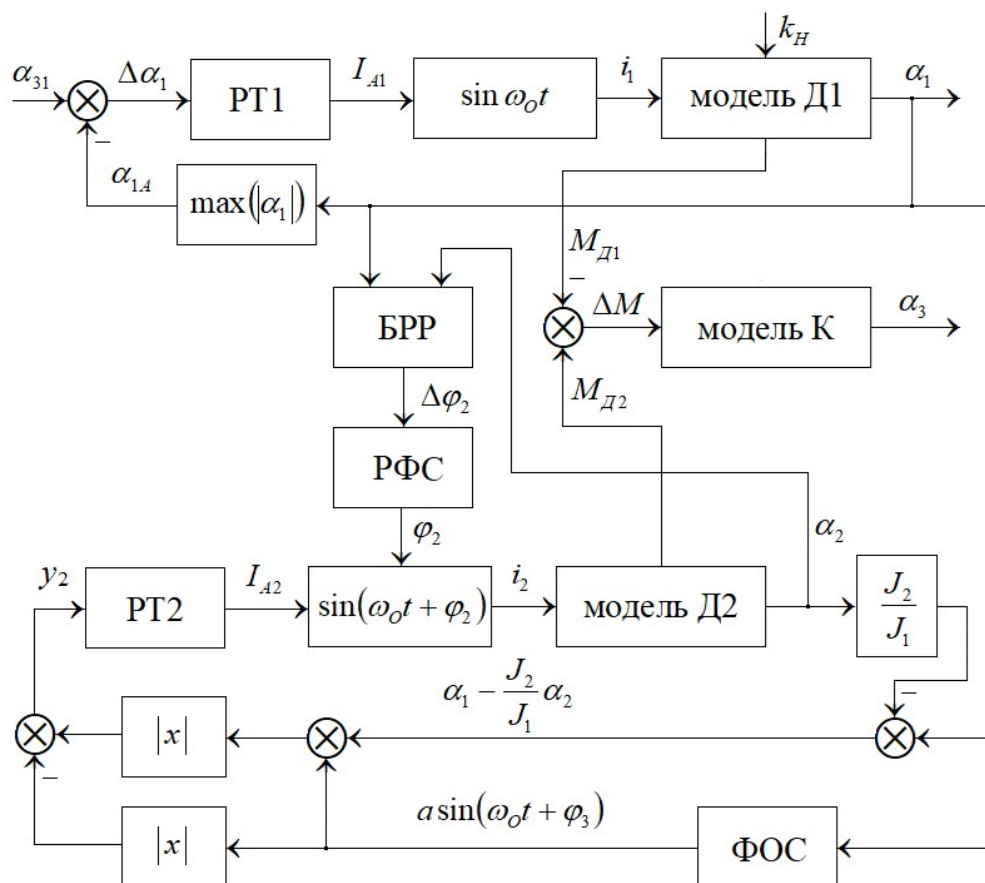


Рис. 5.18 Двороторна структура активної компенсації реактивного моменту основного виконавчого ротора

Процес впливу моменту в'язкого тертя механічного навантаження M_{H1} на вал основного ротора моделюється в такий спосіб

$$M_{H1} = 0 \text{ при } t < t_1; \quad (5.61)$$

$$M_{H1} = k_{BH} \omega_1 (1 - \exp(-(t - t_1)/T_o)) \text{ при } t > t_1; \quad (5.62)$$

$$M_{H1} = k_{BH} \omega_1 \exp(-(t - t_2)/T_o) \text{ при } t > t_2, \quad (5.63)$$

де t_1, t_2 – моменти часу початку збільшення та зниження механічного навантаження основного ротора.

Для ілюстрації роботи двороторної магнітоелектричної системи в режимі векторного керування активною компенсацією реакції корпусу проведено розрахунок перехідних процесів пуску, збільшення та зниження навантаження основного привода при таких параметрах: $k_{p1} = 2,5$; $I_{\max1} = 0,2 A$; $A_o = \pi/9 \text{ рад}$; $T_o = 0,4 \text{ с}$; $k_{p2} = 2,5$; $k_{p3} = 10$; $k_{BH} = 0,00055 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с} / \text{рад}$; $M_{B3} = 0$; $M_{Y3} = 0$; $t_1 = 3 \text{ с}$; $t_2 = 6 \text{ с}$.

Параметри регуляторів систем керування були визначені в процесі експериментального дослідження розробленої структури.

На рис. 5.19 наведено графіки перехідних процесів для змінних при моделюванні механічного навантаження основного ротора у вигляді в'язкого тертя та при значенні частоти статорних струмів 10 Гц (зверху вниз):

- амплітуда I_{1A} струму основної статорної обмотки;
- кут коливань α_1 основного ротора;
- амплітуда I_{2A} струму статорної обмотки компенсатора;
- сигнал неузгодженості y_2 за амплітудою струму компенсуючої обмотки;
- сигнал неузгодженості за фазовим зсувом $\Delta\varphi_2$;
- фазовий зсув φ_2 струму статора i_2 компенсуючої системи;
- кут коливань α_3 корпусу.

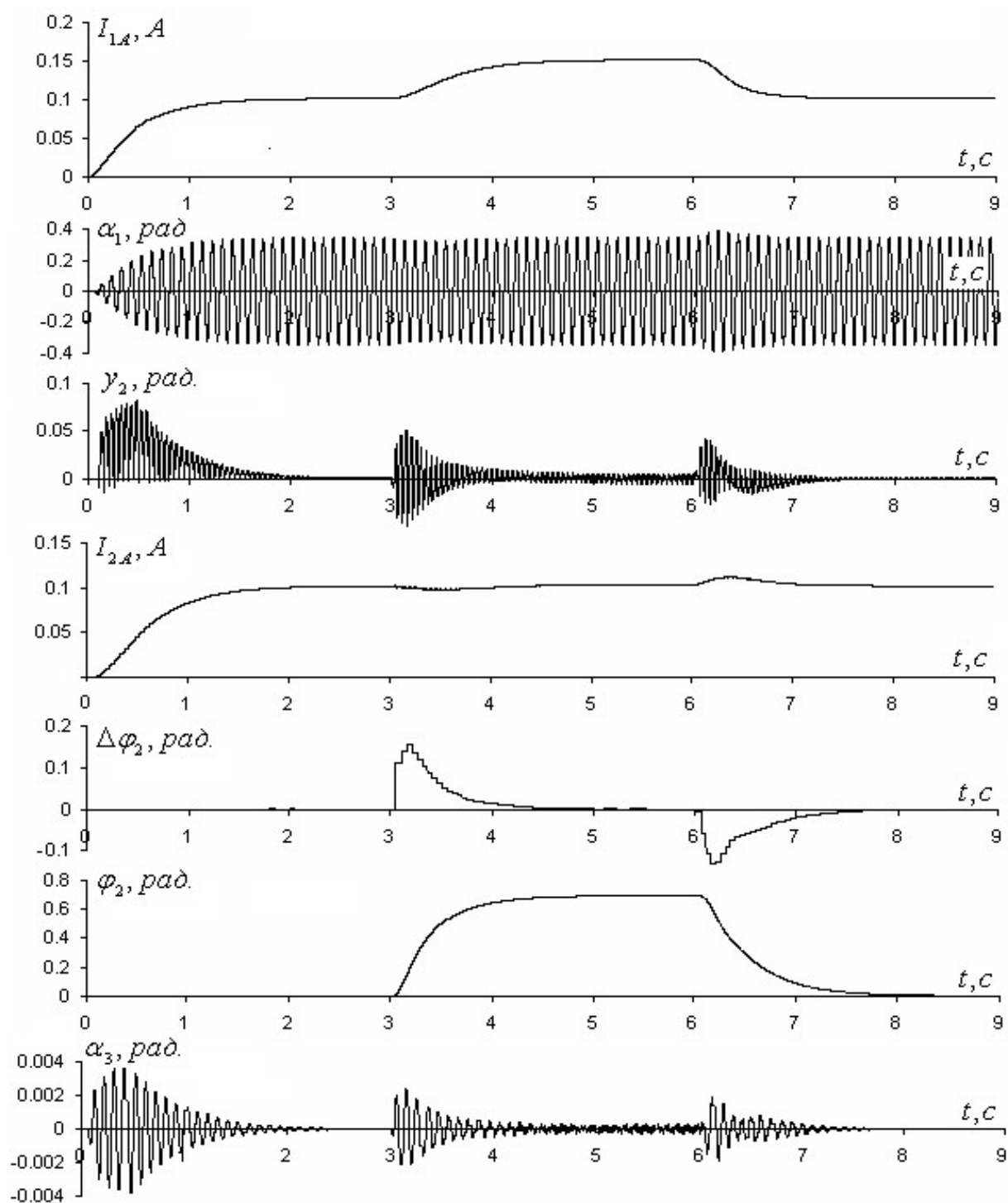


Рис. 5.19 Графіки перехідних процесів основних змінних при пуску двигуна, а також накиданні та скиданні навантаження при значенні основної частоти статорних струмів 10 Гц

На рис. 5.20 та 5.21 відповідно наведено графіки перехідних процесів для кута коливань α_1 основного ротора та кута коливань α_3 корпусу, розрахованих для ряду значень основної частоти – 5, 10, 20, 40 та 80 Гц.

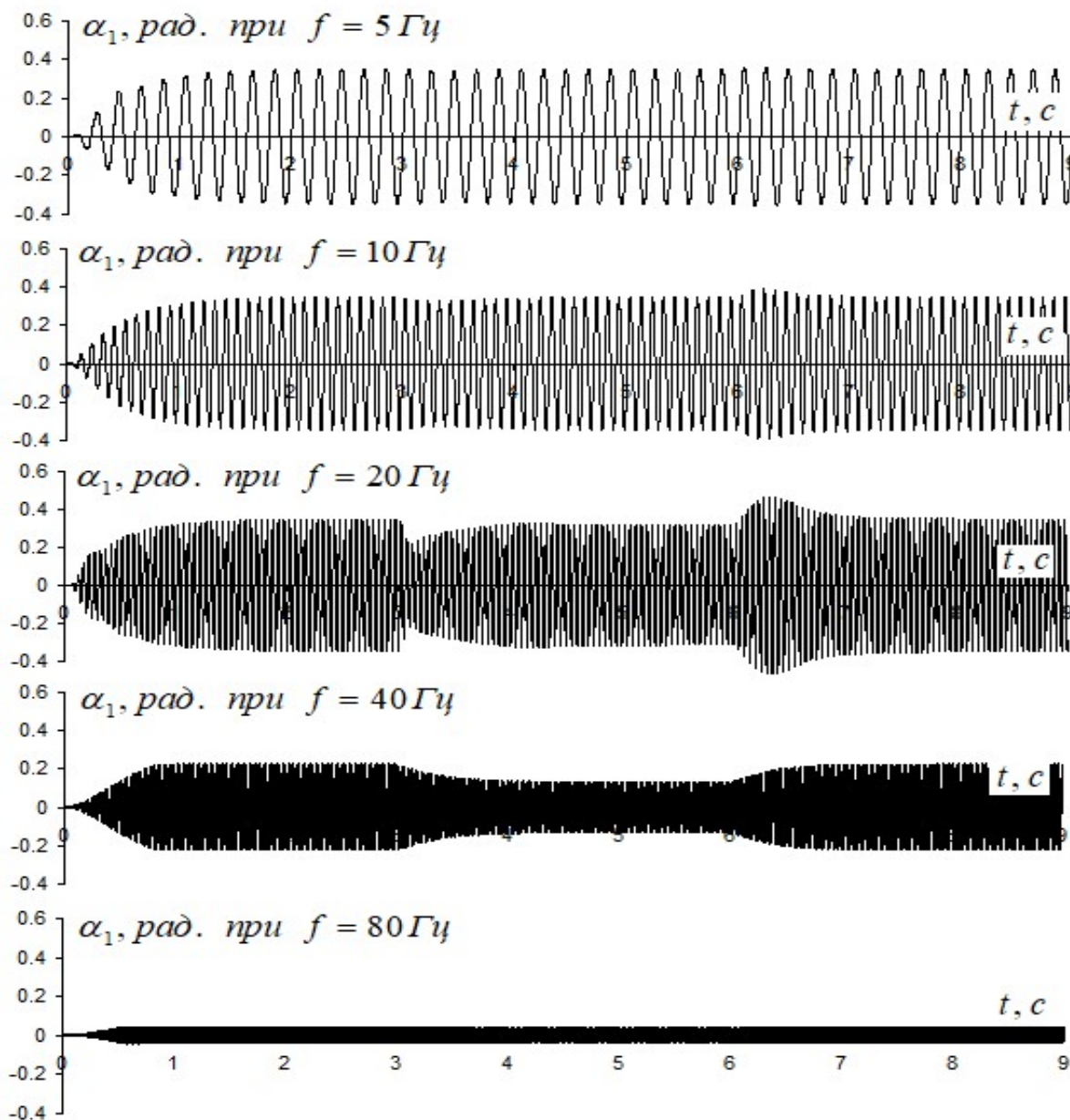


Рис. 5.20 Графіки перехідних процесів кута коливань α_1 основного ротора, розрахованих для ряду значень частоти – 5, 10, 20, 40 та 80 Гц

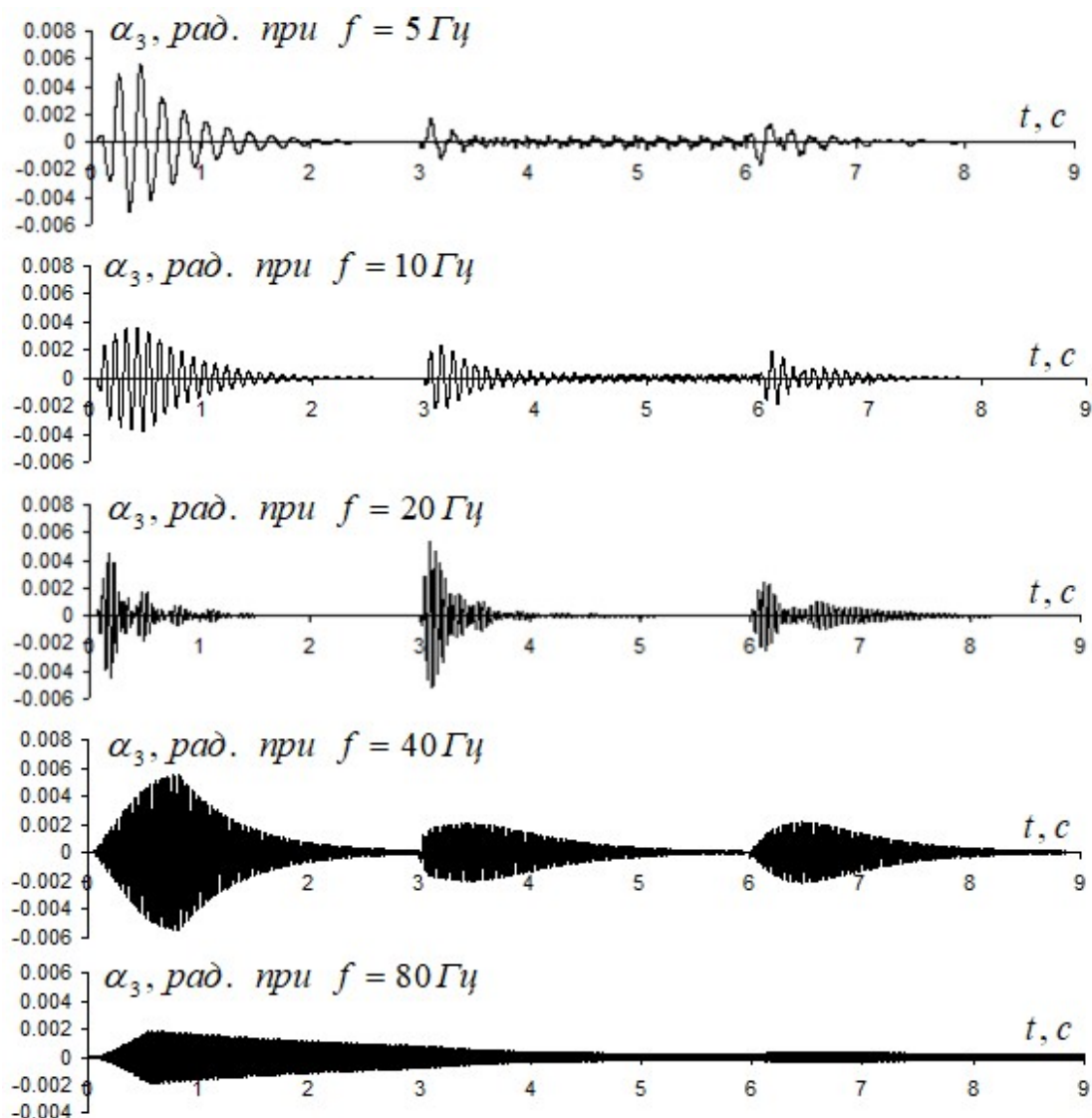


Рис. 5.21 Графіки перехідних процесів кута коливань α_3 корпусу, розрахованих для ряду значень частоти – 5, 10, 20, 40 та 80 Гц

Величини амплітуди кута коливань α_{3A} корпусу в діапазоні частот від 5 до 100 Гц при трьох значеннях моменту інерції основного ротора при роботі приладу без навантаження та під навантаженням при його моделюванні в'язким тертям наведено в табл. 5.6. Ненульові значення амплітуди кута коливань корпусу пояснюється наявністю в досліджуваному сигналі некомпенсованих вищих гармонік.

Таблиця 5.6

Величини амплітуди кута коливань α_{3A} корпусу в діапазоні частот від 5 до 100 Гц при трьох значеннях моменту інерції основного ротора

$J_2, \text{кг} \cdot \text{м}^2$	Без навантаження $\alpha_{3A}, \text{рад.}$	Під навантаженням $\alpha_{3A}, \text{рад.}$
0,0000015	$1,0 \cdot 10^{-5} - 5,2 \cdot 10^{-4}$	$4,0 \cdot 10^{-5} - 4,3 \cdot 10^{-4}$
0,0000024	$1,9 \cdot 10^{-5} - 7,2 \cdot 10^{-4}$	$3,7 \cdot 10^{-5} - 5,0 \cdot 10^{-4}$
0,0000033	$5,8 \cdot 10^{-5} - 8,3 \cdot 10^{-4}$	$2,4 \cdot 10^{-5} - 7,4 \cdot 10^{-4}$

5.4 Приклади практичної реалізації безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху

Отримані в роботі результати досліджень стали основою для створення багатофункціонального електромеханічного приладу для дерматонії тіла людини. Прилад призначено для проведення комплексу процедур і дозволяє механічно впливати на шкіру та м'язи. На рис. 5.22 показано комплекс устаткування приладу в складі стаціонарного електронного блоку керування та виконавчих ручних модулів з робочими насадками, які в процесі роботи реалізують траєкторію зворотно-обертального руху із заданими амплітудою та частотою коливань у діапазоні до 100 Гц.



Рис. 5.22 Зовнішній вигляд комплексу електроустаткування багатофункціонального приладу

При керуванні виконавчими модулями використовуються сформовані функціональні частотні залежності амплітуди змінної напруги статора при двох варіантах завдання форми вхідної напруги – синусоїдальної та прямокутної. У другому випадку реалізується форсований режим зворотно-обертального руху робочих насадок.

Посилання [2, 3, 6, 12, 29, 43, 56, 62, 85, 89, 90, 95] див. список використаних джерел стор. 142 – 144, 146, 147, 150, 151.

Висновки до розділу 5

1. Використання функціональних частотних залежностей дозволяє формувати траєкторію зворотно-обертального руху БМД за допомогою розімкненої структури без вимірювання будь-яких сигналів, що мінімізує її апаратну частину.

2. Проведені дослідження замкнутих структур на основі БМД зворотно-обертального руху підтвердили можливість аналітичного розрахунку параметрів регулятора амплітуди кута коливань ротора БМД і системи обмеження діючого значення струму статора на підставі частотних характеристик при довільній формі змінної напруги статора. Структура системи керування дозволяє здійснити перехід з режиму стабілізації амплітуди кута коливань ротора в режим обмеження діючого значення струму статора, що можливо завдяки введенню нелінійної ланки та фільтра низької частоти в додатковий контур зворотного зв'язку за струмом. Використання отриманих аналітичних залежностей дозволяє автоматично розраховувати параметри регулятора та фільтра залежно від значення частоти механічних коливань в заданому робочому діапазоні.

3. Використання варіанта формування сигналу зворотного зв'язку за амплітудою кута коливань ротора шляхом фіксації її значення в момент дося-

гнення максимуму для підвищення швидкодії керування є доцільним в низькочастотній частині діапазону роботи двигуна до 20Гц.

4. Реалізація принципу активної компенсації реактивного знакозмінного моменту в пристроях, що містять БМД зворотно-обертального руху, шляхом створення регульованого моменту, величина якого в кожен момент часу відповідає моменту основного привода, в той же час спрямованого протилежно, принципово дозволяє вирішити проблему віброзахисту людини, що працює з електроінструментом, у всьому діапазоні робочих частот і механічних навантажень. При змінних значеннях амплітуди та частоти коливань основного ротора систему керування компенсацією доцільно будувати на основі векторного керування амплітудою та фазовим зсувом струму компенсуючої системи.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено важливе наукове завдання щодо обґрунтування структур, розроблення математичних моделей спеціалізованих безконтактних магнітоелектричних двигунів, принципів керування їх координатами і активної компенсації знакозмінних реактивних моментів виконавчого ротора, що забезпечує створення ефективних ручних електроприладів зі зворотно-обертальним рухом виконавчого елемента.

1. На основі проведеного аналізу існуючого стану проблеми обґрунтовано доцільність побудови пристроїв зворотно-обертального руху на основі спеціалізованих БМД з пружним магнітним зв'язком між статором і ротором.

2. Визначено оптимальні геометричні співвідношення між елементами магнітної системи БМД у відносних одиницях, що дає змогу реалізувати виконавчий двигун із забезпеченням максимального моменту на одиницю витраченої енергії.

3. Розроблено нову математичну модель БМД зворотно-обертального руху однороторної конструкції, яка враховує пружний магнітний зв'язок між статором і ротором при обмеженому діапазоні кута коливань ротора та дозволяє розрахувати електромеханічні частотні характеристики двигуна.

4. Розроблено принципи побудови і структури двороторних БМД зворотно-обертального руху та їх математичні моделі, що дозволило створити прилади з активною компенсацією реактивних знакозмінних моментів, які виникають при зворотно-обертальному русі основного виконавчого ротора електромеханічного перетворювача.

5. Визначено умову та розроблено принцип активної компенсації знакозмінних реактивних моментів основного ротора БМД шляхом створення протифазного динамічного моменту за допомогою компенсуючого ротора, для керування яким розроблено спосіб векторного керування, який реалізовано зміною амплітуди і фазового зсуву змінного струму обмотки допоміж-

ного статора, що дозволяє мінімізувати негативний вплив механічних вібрацій на корпус електромеханічного приладу.

6. Для оцінки якості режимів роботи БМД зворотно-обертального руху запропоновано показники ефективності, якими є відношення амплітуди кута коливань до квадрата діючого значення струму та величина амплітуди кутової швидкості коливань ротора, при цьому використання першого показника дозволяє керувати двигуном із забезпеченням мінімального значення втрат у статорній обмотці, другого – забезпечити форсований режим роботи.

7. Для різних варіантів формування керуючої напруги статора досліджено електромеханічні характеристики БМД зворотно-обертального руху у вигляді частотних залежностей амплітуди кута коливань ротора, діючого струму статора, амплітуди змінної напруги статора та запропонованих показників ефективності режиму роботи, що дозволило визначити принципи керування режимами роботи двигуна.

8. Розроблено метод формування частотних функціональних залежностей амплітуди і параметрів форми змінної напруги статора для керування БМД зворотно-обертального руху в розімкненій системі при забезпеченні максимуму одного з параметрів ефективності, що дозволило мінімізувати апаратну частину структури.

9. Розвинуто принципи керування електромеханічними системами зворотно-обертального руху на основі амплітудних і фазових частотних характеристик розімкненої системи, яка складається з БМД і регулятора, шляхом завдання запасу стійкості за фазою і точності обмеження струму статора, при цьому немає необхідності у визначенні передаточних функцій елементів структури та стає можливим одержання аналітичних співвідношень для розрахунків параметрів регулятора амплітуди кута коливань ротора і контура обмеження струму статора залежно від значення частоти коливань ротора.

10. Результати роботи у вигляді структури БМД з компенсацією реактивних моментів на корпусі приладу та принципу регулювання величини

компенсуючого моменту впроваджено в продукції медичного та косметологічного призначення Науково-виробничої фірми «Елерон».

11. Результати досліджень пропонується використовувати для виробництва ручного спеціалізованого інструменту, в якому необхідно застосувати зворотно обертальний рух виконавчого елемента.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Абакумов А.М., Рандин Д.Г., Азаров Д.Н. Исследование эффективности системы активной виброзащиты с различными типами регуляторов. *Известия Самарского научного центра Российской академии наук*. 2015. № 6(2). – Т.17. – С.406-409.
2. Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А., Лавриненко В.А., Михайлик Е.М. Исследование электромеханических характеристик бесконтактных магнитоэлектрических двигателей возвратно-вращательного движения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 47–51.
3. Акинин К.П., Плугатарь А.П. Регуляторы на основе микроконтроллеров для электромеханических систем. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2010. Вип. 27. С. 77–81.
4. Антонов А.Е. Электрические машины магнитоэлектрического типа. К.: НАН Украины, Институт электродинамики, 2011. 216 с.
5. Антонов А.Е., Акинин К.П. Активная компенсация реактивных моментов в электроприводе. К.: "Сік груп Україна", 2019. 159 с.
6. Антонов А.Е., Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А. Компенсация реактивных моментов в электроприводе возвратно-вращательного движения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 51. С. 54-60
7. Антонов А.Е., Киреев В.Г. Построение оптимальных магнитных систем беспазовых магнитоэлектрических двигателей. *Техническая электродинамика*. 2003. №4. С.38-40.
8. Антонов А.Е., Петухов И.С., Филоменко А.А. Магнитоэлектрический двигатель возвратно-вращательного движения с упругой связью ротора. *Технічна електродинаміка*. 2013. №1. С. 49–55.
9. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Активная компенсация реактивных моментов в электрических машинах магнитоэлектрического типа. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 39. С. 20-24

10. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Оптимизация геометрии беспазовых двигателей магнитоэлектрического типа с цилиндрическим ротором. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2010. Вип. 25. С. 54-58.
11. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Порошковые магнитопроводы для магнитоэлектрических машин. *Технічна електродинаміка*. 2014. №2. С. 44-46.
12. Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Акинін К.П. Масажний пристрій: пат. № 88822 України: МПК А61Н 23/00. № а200801618; заявл. 08.02.208; опубл. 25.11.2009, Бюл. № 22.
13. Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Филоменко А.А. Масажний пристрій: пат. 108726 Україна: МПК А61Н 23/00. № а201409696; заявл. 04.09.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10.
14. Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Филоменко А.А. Масажний пристрій: пат. 108725 Україна: МПК А61Н 23/00. № а201409695; заявл. 04.09.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10.
15. Аристов А.В. Вопросы исследования, разработки и практического внедрения электроприводов колебательного движения с машиной двойного питания *Современные проблемы энергетики, электромеханики и электротехнологии*, ч. 2, г. Екатеринбург, 1995. С. 234-236.
16. Аристов А.В. Машина двойного питания, как общий случай электродвигателя колебательного движения: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01/ТПИ. Томск., 2001. 398 с.
17. Аристов А.В., Луковников В.И. О синхронном режиме машины двойного питания в колебательном движении. *Електричество*. 1992. №8. С. 31-33.
18. Аристов А.В. Рабочие характеристики электропривода колебательного движения с машиной двойного питания. *Известия Томского политехнического университета*. 2003. Т. 306. № 3. С. 101-107
19. Аристов А.В. современное состояние и перспективы развития машин двойного питания в составе электропривода колебательного движе-

ния. *Известия Томского политехнического университета*. 2004. Т. 307. № 6. С. 135-139.

20. Аристов А.В. Электропривод колебательного движения в режиме прерывистого перемещения. *Известия Томского политехнического университета*. 2008. Т. 313. № 4. С. 107-109.

21. Аристов А.В. Электропривод колебательного движения с регулируемой нейтралью положения. *Известия Томского политехнического университета*. 2011. Т. 318. № 4. С. 128-131.

22. Аристов А.В. Электропривод колебательного движения с регулируемой собственной частотой. *Доклады ТУСУРа*. № 1 (23), июнь 2011. С. 5-9.

23. Аристов А.В., Воронина Н.А. рабочие характеристики электропривода колебательного движения в режиме прерывистого перемещения. *Известия Томского политехнического университета*. 2009. Т. 314. № 4. 64-68.

24. Аристов А.В., Паюк Л.А. Управление переходными процессами в электрических машинах периодического движения. *Известия Томского политехнического университета*. 2009. Т. 314. № 4. С. 59-64.

25. Афонин А.А., Гребенников В.В. Исследования в области развития электромеханических преобразователей энергии линейного и ротационного движения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2005. № 11. С. 95–98.

26. Балагуров В.А., Галтеев, Ларионов А.Н. Электрические машины с постоянными магнитами. - М.: Энергия, 1964.

27. Барабанов В.А. Основные модели постоянного магнита в электромеханических системах. Киев, 1980. 50с. (Препринт АН УССР. Ин-т электродинамики, № 222).

28. Барабанов В.А. Энергия постоянного магнита. *Техническая электродинамика*. 1989. № 5. С.3 13.

29. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. М.: Высш. шк., 1990.

30. Бесекерский В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. Москва: Наука, 1970. 576 с.
31. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. Москва: Наука, 1975. 768 с.
32. Бидерман В.Л. Теория механических колебаний: Учебник для вузов. М.: Высш. шк., 1980. 408 с.
33. Бібік О.В. Розвиток теорії та розроблення засобів підвищення енергоефективності вентиляно-індукторних і асинхронних двигунів зі змінним навантаження. дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01/ Ін-т електродинаміки НАН України. К. 2020. 347 с.
34. Божко А.Е., Голуб Н.М. Динамико-энергетические связи колебательных систем. Киев: Наук. думка, 1980. 188 с.
35. Бондар Р.П., Чеботарун І.С., Подольцев О.Д. Моделювання динамічних характеристик нелінійної коливальної системи із магнітною пружиною. Ч. 1. *Електротехніка і електромеханіка*. 2014. № 2. С. 18-20.
36. Бухгольц Н.Н. Основной курс теоретической механики. Ч.2. Динамика системы материальных точек. М. Л.: Главная редакция технико-теоретической литературы, 1937. С.41–60.
37. Быховский И.И., Попов С.И. Автоматическая стабилизация резонансных машин. М.: ЦНИИТЭстроймаш, 1972. 120с.
38. Веселитский И.В., Воронков В.С., Денисов Г.Г., Линьков Р.В. Стабилизация вращением подвижного магнита в поле неподвижного. *Журнал технической физики*. 2005. т. 75, вып. 3. С. 88-93.
39. Вечерковский А.Ф., Егоров П.Э., Милорадов А.Б., Филатов А.Б. Бортовая система сканирования для фотоприемника с временной задержкой и накоплением заряда. *Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей»*. 2016;(4):49-57.
40. Грачев И. Н., Пирогов А. Н., Леонов А. А. Применение метода возвратно-вращательного движения цилиндрического тела для контроля

процесса свертывания молока. *Известия вузов. пищевая технология*, № 5-6, 2007: 94-97

41. Григорьев И.Ю., Васин В.А., Ивашов Е.Е., Степанчиков С.В. Проектирование механических устройств сканирования с электроприводами малой мощности (часть 1). *Антенны*, Вып. 3(178), 2012. С.61-66.

42. Зиннер Л.Я., Скороспешкин А.И. Вентильные двигатели постоянного и переменного тока М.: Энергоиздат, 1989. 136 с.

43. Ивей К.А. Системы автоматического управления на несущей частоте переменного тока. Москва: Машиностроение, 1968. 320 с.

44. Киреев В.Г. Построение оптимальных бесконтактных двигателей дискового типа с постоянными магнитами. *Технічна електродинаміка*. 2012. №6. С. 38–43.

45. Козерук А.С., Мальпика Д.Л., Филонова М.И., Шамкалович В.И., Диас Гонсалес Р.О. Математическое моделирование рабочей зоны технологического оборудования для двусторонней обработки линз. *НАУКА и ТЕХНИКА*. 2018;17(3):204-210.

46. Копейкин А.И., Малафеев С.И. Управляемые электромеханические колебательные системы: Учеб. пособие; Издательство «Посад», Владимир, 2001. 128 с. ISBN 5-86953-090-3

47. Кудараускас С.Ю. Синхронные двигатели колебательного движения: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01/МЭИ. Москва, 1980. 150 с.

48. Лариков Е.А., Виляевская Т.И. Узлы и детали механизмов приборов.- М.: Машиностроение, 1974г.- С.132-205

49. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами.-М.: Энергоатомиздат, 1985.- 169с.

50. Луковников В.И. Электропривод колебательного движения. М.: Энергоатомиздат, 1984. 152 с.

51. Луковников В.И., Рудченко Ю.А., Самовендюк Н.В. Анализ автоколебательного движения электропривода чаши колокола. *Энергетика. Из-*

вестия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. 2008; (5): С. 15-23.

52. Луковников, В. И., Веппер Л. В. Исследование автоколебательно-го движения асинхронного электродвигателя с маятником на валу. *Вестник ГГТУ имени П. О. Сухого: научно - практический журнал*. - 2003. - № 1. — С. 53-60.

53. Луковников, В. И., Веппер Л. В. Исследование автоколебательно-го движения однофазного асинхронного электродвигателя с линейной пружиной на валу. *Вестник ГГТУ имени П. О. Сухого: научно - практический журнал*. — 2001. - № 2. — С. 34-42.

54. Маса́жний пристрій: пат. 74668 України: МПК А61Н 23/02 А.О. Антонов, В.Г. Кіреєв. — № 2004010663; заявл. 29.01.2004; опубл. 16.01.2006, Бюл. №1.

55. Менчиков В.М., Шумилин В.П. Образцовая установка для градуирования угловых акселерометров ОКМ-1. *Измерительная техника*. 1974. № 2. С. 18 20.

56. Никулин Е.А. Основы теории автоматического управления. Частотные методы анализа и синтеза систем. СПб.: БХВ-Петербург, 2004. 640 с.

57. Паюк Л.А. Исследование влияния геометрии машины двойного питания на динамические характеристики электропривода колебательного движения. дис. канд. техн. наук: 05.09.03/ТПУ. Т., 2012. 151 с.

58. Паюк Л.А., Воронина Н. А., Ляпунов Д. Ю. Специальные режимы работы в безредукторном электроприводе вибростола. *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники / Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)*. 2020. Т. 23, № 2 . С. 122-130.

59. Петров И.И., Мейстель А.М. Специальные режимы работы асинхронного электропривода. М.: Энергия. 1968. - 264 с.

60. Поворотный электродвигатель колебательного движения: а.с. 1647790 СССР, МКИ Н02К 33/00 / А.Н. Кузнецов, Н.А. Широков, А.Н. Пер-

шин, А.Н. Широков. – № 4389396/07; заявл. 09.03.88; опубл. 07.05.91, Бюл. № 17.

61. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: підручник. 2-ге вид., переробл. і допов. Київ: Либідь, 2007. 656 с.

62. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Київ: Либідь, 2005. 680 с.

63. Постоянные магниты: Справочник / Альтман А. Б., Герберг А. Н., Гладышев П. А. и др; Под ред. Ю. М. Пятина. —2-е изд., перераб. и доп. — М. Энергия, 1980.— 488 с

64. Приходько А. А., Смелягин А. И. Структурный синтез перемещающих устройств с возвратно-вращательным движением рабочих органов. *Вестник Донского государственного технического университета*. 2015, №4(83), 69-75

65. Приходько А. А., Смелягин А. И. Кинематический анализ планетарного зубчатого механизма преобразования вращательного движения в возвратно-вращательное. *Известия высших учебных заведений. Машиностроение*. 2016, № 12 (681), 21-27.

66. Путников В.В., Путников А.В., Уваров В.Б. Бесконтактные электродвигатели постоянного тока с повышенной наработкой для космических аппаратов. *Электротехника*. – 2007. - №2. – с.18-23.

67. Рудченко Ю. А., Козлов А. В., Толстенков А. А. Проблемы теории и практики безредукторных электроприводов периодического движения. *Вестник Белорусско-Российского университета*. 2011. № 4 (33). – С. 129-137.

68. Рудченко Ю. А., Савельев В. А., Самовендюк Н. В., Толстенков А. А. Пуск асинхронного двигателя в автоколебательный режим. *Вестник ГГТУ им. П. О. Сухого: научно - практический журнал*. - 2010. - № 1. - С.82-88.

69. Сергеев Ю.С. Приводы вибрационных машин на базе вентильных индукторных двигателей. дис. канд. техн. наук: 05.09.03 / Южно-Уральский государственный университет. Ч., 2011. 208 с.
70. Сили С. Электромеханическое преобразование энергии. – М.: Энергия, 1968. – 376с.
71. Смелягин А.И. Структура механизмов и машин: Учебное пособие. М.: Высш. шк., 2006. 304 с
72. Способ возбуждения и регулирования авторезонансных колебаний в электроприводе возвратно-вращательного движения: заявка 2410826 Рос. Федерация: МПК H02K 33/02 H02K 33/04 H02P 27/02 / Э.А. Загривный, Ю.А. Гаврилов. — № 2009128017/07; заявл. 20.07.2009; опубл. 27.01.2011 Бюл. № 3. – 10 с.
73. Способ управления двухфазным асинхронным двигателем в режиме колебательного движения: а.с. 1415400 СССР, МКИ H02P 7/62 / В.И. Луковников, В.В. Годорев, С.А. Грачев. – № 4179356/24-07; заявл. 09.01.87; опубл. 07.08.1988. Бюл. № 29.
74. Способ управления синхронным двигателем в режиме колебаний: заявка 2706340 Рос. Федерация: МПК H02P 25/032 / А.И. Копейкин. - № 2019101730; заявл. 22.01.2019; опубл. 18.11.2019, Бюл. № 33. – 10 с.
75. Способ управления шаговым двигателем в режиме вынужденных колебаний (ВАРИАНТЫ): заявка 2395889 Рос. Федерация: МПК H02K 33/02 B25D 11/06 / М.Х. Магомедов. — №. 2008137901/09: заявл. 24.09.2008; опубл. 27.07.2010, Бюл. № 21. — 18 с.
76. Столов Л.И., Афанасьев А.Ю. Моментные двигатели постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1989. – 224 с.
77. Тейлор К. Интерметаллические соединения редкоземельных металлов. Москва: Мир, 1972. 221с.
78. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока. Н.П. Адволоткин, В.Т. Гращенко, Н.И. Лебедев и др. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984 – 160 с.

79. Федосеев В.И., Колосов М.П. Оптико-электронные приборы ориентации и навигации космических аппаратов: учеб. пособие. — М.: Логос, 2007. — 248 с.: ил.
80. Филоменко А.А. Двухроторная магнитоэлектрическая система возвратно-вращательного движения и её математическая модель. *Технічна електродинаміка*. 2014. №4. С. 114-116.
81. Цивилицин В.Ю., Мильман Ю.В., Бондар И.Б. Современные магнитотвердые материалы на основе РЗМ. *Журн. функц. матеріалов*. — 2008. — 2, № 2. — С. 42–47.
82. Цивилицин В.Ю., Мильман Ю.В., Гончарук В.А., Бондар И.Б. Магнитная пружина из двух постоянных магнитов. *Доповіді Національної академії наук України*. 2011, №1. С. 81-85.
83. Цивилицин В.Ю., Мильман Ю.В., Гончарук В.А., Бондар И.Б. Применение спеченных высокоэнергетических постоянных магнитов при разработке “магнитных пружин”. *Доповіді Національної академії наук України*. 2010, №9. С. 78-84.
84. Черных Д.В. Разработка и математическое моделирование замкнутых колебательных асинхронных электромеханических систем с частотным управлением.: Автореф. дис. канд. техн. наук. Воронеж. 2001. 24 с.
85. Шаталов А.С. Преобразования сигналов и изображающих их функций обобщенными линейными системами автоматического управления. Москва-Ленинград: Энергия, 1965. 343 с.
86. Электромеханические преобразователи угла с электрической редукцией / под редакцией А.А. Ахметжанова. — М.: Энергия, 1978. — 244с.
87. Электропривод колебательного движения: заявка 2401503 Рос. Федерация: МПК H02P 25/02 / Э.А. Загривный, Ю.А. Гаврилов. — № 2009112967/09; заявл. 06.04.2009; опубл. 10.10.2010 Бюл. №28. — 15 с.
88. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. М.: Висшая школа, 1976. — 416 с.

89. Akinin K.P., Antonov A.E., Kireyev V.G., Filomenko A.A. Return-rotary motion control system of rotor of brushless magnetoelectric motor. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 55. С. 67–71.
90. Akinin K.P., Kireyev V.G., Petukhov I.S., Filomenko A.A., Mihailik E.M. Frequency characteristics of brushless magnetoelectric motors of return-rotary motion. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 57. С. 73–80.
91. Aristov A.V., Aristov A.A., Yudintsev A. G. Oscillating motion motors general theory problems. *Proceedings of the 7th International Scientific and Practical Conference of Students, Post-graduates and Young Scientists. Modern Techniques and Technology*. MTT'2001. P. 101-103.
92. Brazaitis A., Guseinovienė E. 2011. Influence of Supply Current to the Characteristics of Reactive Oscillating Motors. *Electronics and Electrical Engineering*. ISSN 1392-1215. Kaunas: Technologija, No. 5(111), p. 115–118.
93. Brazaitis, E. Guseinovienė, V. Jankūnas. Control of Oscillation Amplitude of Oscillating Motors. *Electronics and Electrical Engineering*. – Kaunas: Technologija, 2010. – No. 3(99). – P. 77–82.
94. Cirtautas V. Pavarų su švytuojančio judesio sincroniniais elektros varikliais darbo stabilizavimas naudojant funkcinius poslinkio daviklius. *KU mokslo darbai. Technikos mokslai*. Serija D, 1, 1994, p. 49-54.
95. Eltom, A.H.; Demirbas, A. Motor system energy efficiency in the nylon industry: A comparison of PWM and square wave inverters. *IEMDC '09. IEEE International*, vol., no., pp.508-513, 3-6 May 2009. ISBN: 978-1-4244-4251-5
96. Ewanchuk, J.; Salmon, J. A Square-wave Controller for a high speed induction motor drive using a three phase floating bridge inverter. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010 IEEE , vol., no., pp.2584-2591, 12-16 Sept. 2010. ISBN: 978-1-4244-5286-6
97. Guseinovienė E. Švytuojamojo judesio sinchroninio pulsuojančios srovės variklio eksperimentinis tyrimas. *Konferencijos pranešimo medžiaga*. Kaunas, 1999, p. 105-106.

98. Hao Chen; Lingguo Cheng; Xiaohui Qiu; Yang Zhao Conductive EMI Noise Measurement for Switched Reluctance Drive. *Electromagnetic Compatibility, 2009 20th International Zurich Symposium on*, vol., no., pp.241-244, 12-16 Jan. 2009. ISBN: 978-3-9523286-4-4
99. Hassan M.F., Mailah M., Junid R. and Alang N.A. Vibration Suppression of a Handheld Tool Using Intelligent Active Force Control (AFC).- *Proceedings of the World Congress on Engineering*. 2010, Vol II.- WCE 2010, June 30 - July 2, 2010, London, U.K.
100. ISO/TS 15694:2004 Mechanical vibration and shock — Measurement and evaluation of single shocks transmitted from hand-held and hand-guided machines to the hand-arm system
101. Jankūnas V., Senulis A., Guseinovicė E.. System of Power Supply and Oscillating Pulse Current Synchronous Drive in Power Network. *2014 9th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2014*.
102. Jordan Tl. Erzwungene Schwingungen von Asynchronmaschinen. *Elektrotechnische Zeitung*. 1963. Bd A84. №20. 15-20.
103. Kudarauskas S. and Simanyniene L., "Oscillating generator for hybrid-electrical and electrical vehicles", *Proc. 20th Int. Conf. Elect. Mach. (ICEM)*, pp. 1996-2001, Sep. 2012.
104. Kudarauskas S. Švytuojamosios elektros mašinos. Klaipėda : Klaipėdos universiteto leidykla, 2008. P. 302. ISBN 9789955182856
105. Kudarauskas S., Ulbikas J., Razvanovičius T.. Oscillating rotary electrical machine for Stirling cycle heat pump and other devices of renewable energy. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'13) Bilbao (Spain)*, 20th to 22th March, 2013
106. Kudarauskas, S.; Vaupšas J. Structure and Equations of the Oscillating Synchronous Motors. *Proc. ICEM-84*, 1984. Lausanne, 1984, Part 2, p. 523-526

107. Parham Hekmati, Ian P. Brown. Rotary-Reciprocating Movement Switched-Reluctance Machines With Consequent Axially Shifted Poles. *IEEE Transactions on Magnetics* (Volume: 54, Issue: 5, May 2018)

108. Petukhov I.S., Akinin K.P., Filomenko A.A.. Influence of the Magnetic Field of the Overhang Parts of the Micromotor Winding on the Rotor Position Sensor. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, p.1-4.

109. Robert C. O'Handley Modern Magnetic Materials: Principles and Applications.- New York: John Wiley & Sons, 2000.- 768p.

110. Samuitis A. Švytuojančio judesio pulsuojančios srovės variklio tyrimas. *KU mokslo darbai. Technikos mokslai. Serija D*, 1, Klaipėda, 1994, p. 87-95.

111. Simanynienė L. Švytuojamą variklio ir kompresoriaus pavaros darbo charakteristikų analizė. *Elektronika ir Elektrotechnika*. ISSN 1392-1215. – Kaunas: Technologija, 2002, Nr. 5(40), p. 51-54.

112. Smith Kj, Graham Dj, Neasham Ja. Design and optimisation of a voice coil motor (VCM) with a rotary actuator for an ultrasound scanner. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015.

113. Todd D. Batzel and Kwang Y. Lee. Slotless Permanent Magnet Synchronous Motor Operation without a High Resolution Rotor Angle Sensor. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, VOL. 15, NO. 4, DECEMBER 2000

114. Vibration solutions. Practical ways to reduce the risk of hand-arm vibration injury.- Published by HSE, 1997. – 107 p. ISBN 978 0 7176 0954 3

115. Xing Jichun, Cao Chenyang, Qin Yong, Ren Wendi. Tests of a Non-contact Piezoelectric Motor Modulated by an Electromagnetic Field. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. DOI.10.1109 / TUFFC.2019.2938235

116. Yusofl A.S., Che-Ani A.I., Hussain Z., Hamzah N., Boudville R., Rahman M.F.A. Back-Drivability of Powered Knee Orthosis for Knee Free Swing

and Knee Extension. *2017 7th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE 2017)*, 24–26 November 2017, Penang, Malaysia. P. 331–335.

117. {Электронный ресурс] <http://www.comsol.com>.

Додаток А

Список публікацій здобувача

1. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Оптимизация геометрии беспазовых двигателей магнитоэлектрического типа с цилиндрическим ротором. *Пр. Ин-ту електродинаміки НАН України*. 2010. Вип. 25. С. 54-58. (Особистий внесок – автором отримано аналітичні вирази оптимальних геометричних співвідношень системи збудження без пазового магнітоелектричного двигуна).
2. Антонов А.Е., Петухов И.С., Филоменко А.А. Магнитоэлектрический двигатель возвратно-вращательного движения с упругой связью ротора. *Технічна електродинаміка*. 2013. №1. С. 49–55. (Особистий внесок – побудована узагальнена математична модель варіаційним методом на основі рівнянь Лагранжа другого роду).
3. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Порошковые магнитопроводы для магнитоэлектрических машин. *Технічна електродинаміка*. 2014. №2. С. 44-46. (Особистий внесок – експериментально досліджено частотні залежності втрат на вихрові струми та гістерезис у магнітороводах, виготовлених з різних матеріалів).
4. Филоменко А.А. Двухроторная магнитоэлектрическая система возвратно-вращательного движения и её математическая модель. *Технічна електродинаміка*. 2014. №4. С. 114-116.
5. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Активная компенсация реактивных моментов в электрических машинах магнитоэлектрического типа. *Пр. Ин-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 39. С. 20-24. (Особистий внесок – розроблено принцип роздільного керування двома роторами для компенсації негативної реакції на корпус двигуна).
6. Антонов А.Е., Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А. Компенсация реактивных моментов в электроприводе возвратно-вращательного движения. *Пр. Ин-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 51. С. 54-60.

(Особистий внесок – брав участь у дослідженні системи керування двомотною системою для активної компенсації негативної реакції на корпус двигуна).

7. Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А., Лавриненко В.А., Михайлик Е.М. Исследование электромеханических характеристик бесконтактных магнитоэлектрических двигателей возвратно-вращательного движения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 47–51. (Особистий внесок – розрахунок електромеханічних характеристик двигуна).

8. Akinin K.P., Antonov A.E., Kireyev V.G., Filomenko A.A. Return-rotary motion control system of rotor of brushless magnetoelectric motor. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 55. С. 67–71. (Особистий внесок – досліджено метод розрахунку системи керування амплітудою коливання ротора двигуна на основі частотних характеристик розімкненої системи).

9. Akinin K.P., Kireyev V.G., Petukhov I.S., Filomenko A.A., Mihailik E.M. Frequency characteristics of brushless magnetoelectric motors of return-rotary motion. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 57. С. 73–80. (Особистий внесок – виконано розрахунок перехідних процесів регулювання амплітуди кута повороту ротора та діючого струму двигуна при різних формах керуючої напруги).

10. Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Филоменко А.А. Масажний пристрій: пат. 108726 Україна: МПК А61Н 23/00. № а201409696; заявл. 04.09.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10. 3 с. (Особистий внесок – брав участь у патентному пошуку, виготовленні дослідного зразка та оформленні патенту).

11. Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Филоменко А.А. Масажний пристрій: пат. 108725 Україна: МПК А61Н 23/00. № а201409695; заявл. 04.09.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10. 3 с. (Особистий внесок – брав участь у патентному пошуку, виготовленні дослідного зразка та оформленні патенту).

Продовж. дод. А

Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-технічних конференціях різного рівня:

1. Филоменко А.А. Магнитоэлектрический двигатель возвратно-вращательного движения. *Проблеми підвищення ефективності електромеханічних перетворювачів в електроенергетичних системах*: зб. матеріалів конф. XII Міжнародої наук.-техн. конф., 23–27 вересня 2013 р. Севастополь, 2013. С. 120-122. (форма участі – публікація тез).

2. Филоменко А.А. Особенности двигателей возвратно-вращательного движения для привода ручного инструмента {Электронный ресурс]: Статті та тези доповідей за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. *Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики*. Київ: ФЕА КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. С. 363-366. Режим доступу: <http://jour.fea.kpi.ua/issue/view/11926> – Міжнародний науково-технічний журнал молодих учених, аспірантів і студентів «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики». (форма участі – публікація тез).

3. Petukhov I.S., Akinin K.P., Filomenko A.A.. Influence of the Magnetic Field of the Overhang Parts of the Micromotor Winding on the Rotor Position Sensor. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, p.1-4. (форма участі – публікація тез).

Додаток Б

Акт впровадження результатів роботи

Науково-виробнича фірма «ЕЛЕРОН»

03148, м. Київ, пр. Леся Курбаса, 5Б, к. 111. Свид. № 100118569. Инд.нал.№ 229655026579
Код 22965502. Р.р. 26000107182001 в ПАТ КБ «Експобанк, МФО 322294,
Тел/факс: (044)276-21-77.

А К Т

Про використання результатів та впровадження у виробництво
матеріалів кандидатської дисертаційної роботи провідного інженера
Інституту електродинаміки НАН України
Філоменка Антона Анатолійовича

Даним актом підтверджується, що наукові результати кандидатської дисертаційної роботи провідного інженера Інституту електродинаміки НАН України Філоменко А.А. впроваджені в конструкції медичних приладів, що серійно випускаються Науково-виробничою фірмою «Елерон», а саме:

- принципи регулювання величини компенсуючого моменту у двороторному двигуні приладу для дерматонії тіла;
- структура двороторного двигуна з компенсованими реактивними моментами;
- оптимальні геометричні співвідношення між елементами магнітної системи електромеханічного модуля.

Використання зазначених результатів дозволило створити сучасні електромеханічні прилади медичного та косметологічного призначення «Charm», «Charm-body» та «Charm-combine», які за своїми експлуатаційними властивостями перевищують існуючі аналоги.

Директор ТОВ Науково-виробнича фірма «Елерон»

В.Г. Баранов



Додаток В Експериментальне дослідження БМД

В.1. Вимірювання індукції в зазорі

Стенд складається з жорстко закріпленого циліндричного магнітопроводу зі шкалою виміру кута повороту вала і ротора, встановленого в підшипникових опорах, на валу якого встановлена стрілка (рис. В.1). Напрямок стрілки збігається з напрямком намагніченості магніту ротора. На внутрішній поверхні магнітопроводу приклеєний призматичний магніт, причому його вектор намагніченості збігається з вектором намагніченості магніту ротора. Завдяки такому розміщенню магнітів організована магнітна пружина, що втримує ротор у положенні стійкої рівноваги. Діаметр магніту ротора становила 14,6 мм, а довжина – 22 мм.

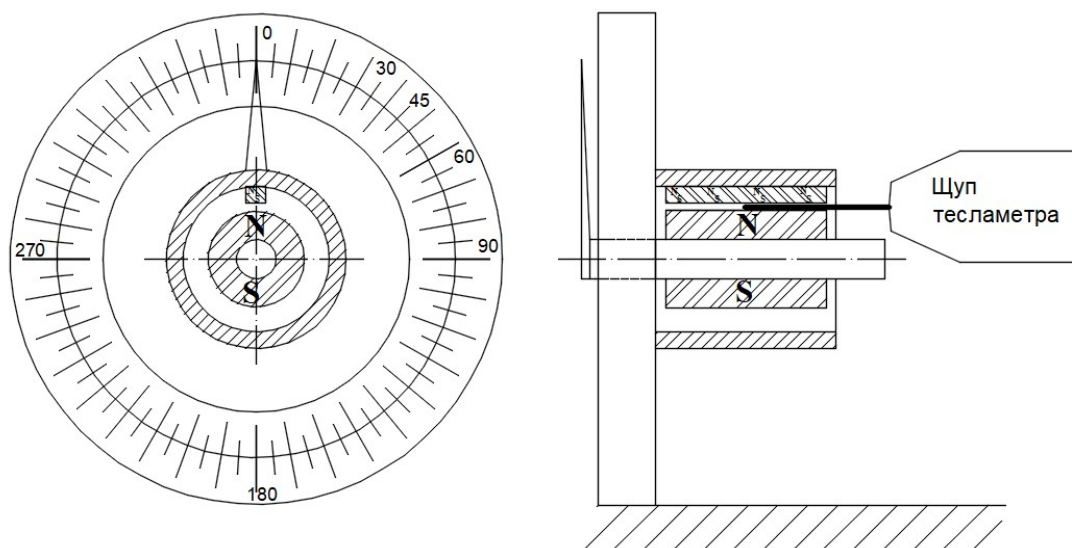


Рис. В.1 Установка для виміру індукції в робочому зазорі БМД

Вимірювання індукції проводилися універсальним тесламетром 43205/1 у центрі робочого зазору (між магнітом статора і ротора) на відстані 5 мм і 11 мм від торця роторного магніту при зміні його кутового положення. Графіки обмірюваних значення індукції представлені на рис. В.2.

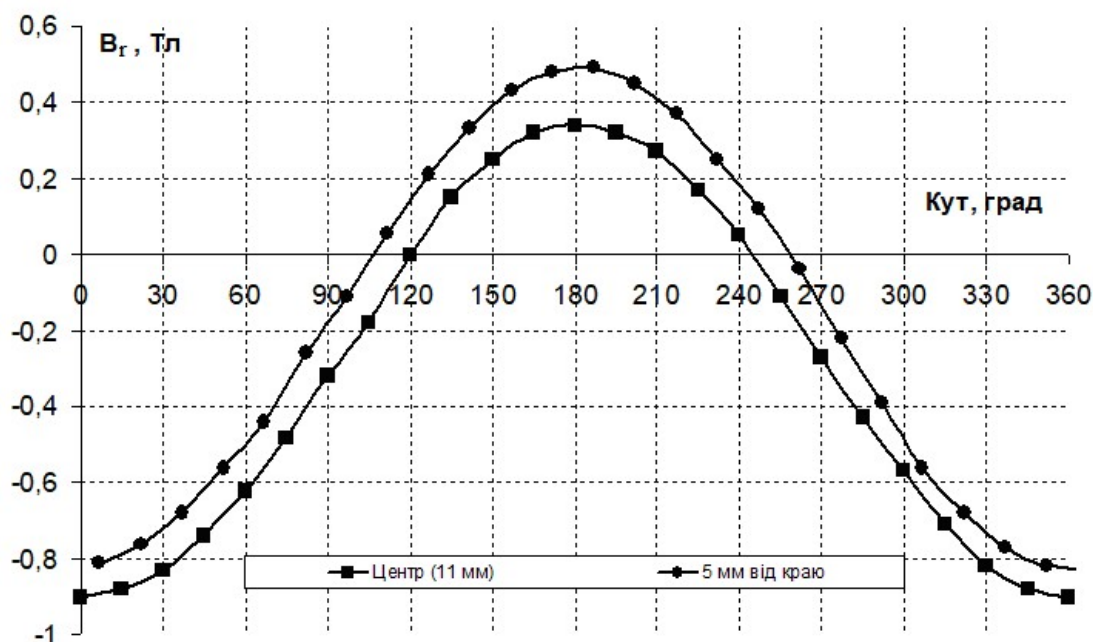


Рис. В.2 Розподіл індукції в зазорі БМД залежно від кута повороту ротора

Також проводилися вимірювання індукції магнітного поля, створюваного магнітом ротора, у зазорі БМД уздовж його осьової довжини рис. В.3. Оскільки розподіл індукції уздовж магніту носить симетричний характер щодо його центрального поперечного перерізу, то на графіку представлений розподіл індукції в зазорі, створюваною половиною магніту.

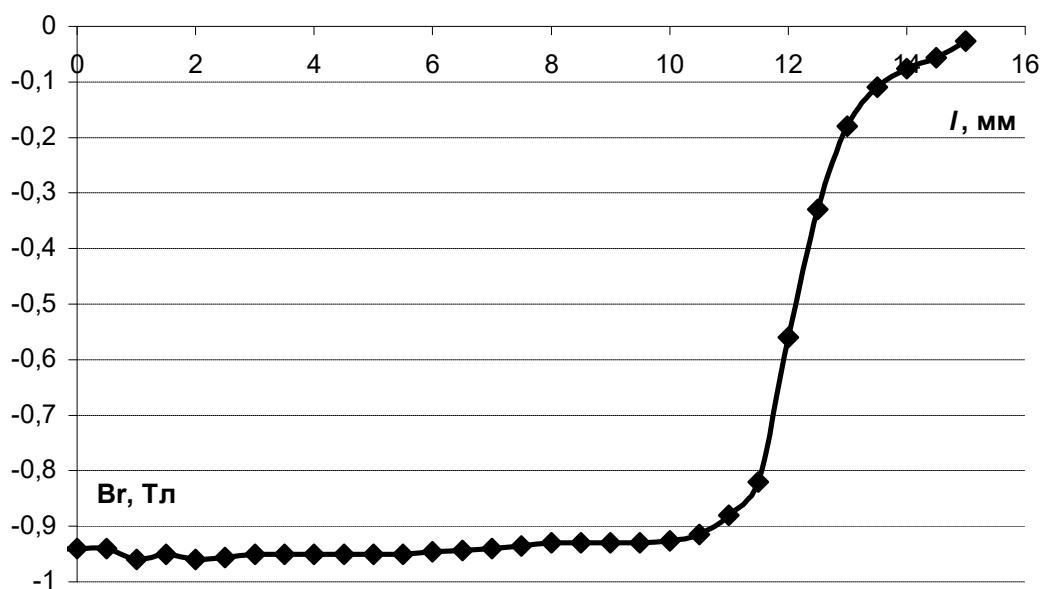
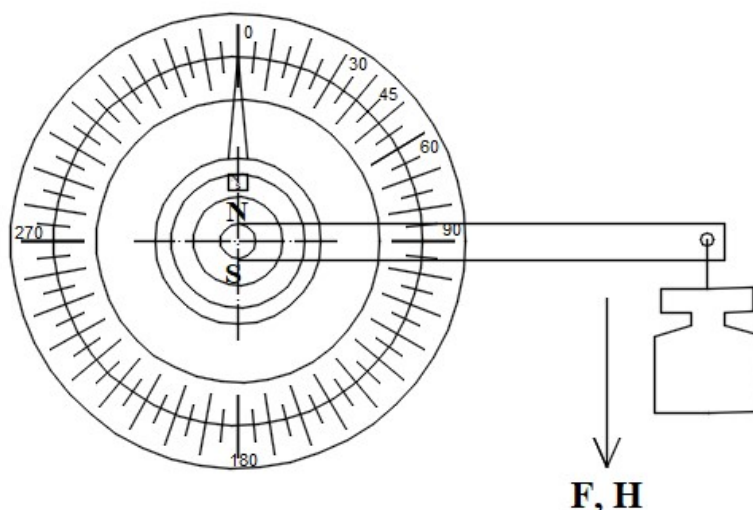


Рис. В.3 Розподіл індукції в зазорі БМД уздовж осі ротора.

Порівняння результатів експерименту з розрахунковим значенням індукції у відповідних крапках (див. рис. 3.5) показує, що величина похибки не перевищує 5%. Така похибка цілком припустима для інженерних розрахунків і може бути пов'язана з розкидом параметром магніту, а також неточністю установки щупа тесламетра.

В.2. Визначення коефіцієнта пружності магнітної пружини

З метою визначення коефіцієнта пружності магнітної пружини була отримана залежність зміни моменту від кута повороту ротора при відключеній від джерела живлення обмотки керування БМД. Стенд для проведення експерименту представлений на рис. В.4. Вимірювання кута повороту ротора проводився при зрівноважуванні моменту магнітної пружини моментом, створюваним силою ваги вантажу на заздалегідь обмірюваному плечі додатка сили.



В. 4. Стенд для виміру коефіцієнта пружності магнітної пружини

Результати вимірів представлені на рис. В.5. Очевидно, що зміна моменту пружності магнітної пружини носить лінійний характер, у зв'язку із чим

можна прийняти коефіцієнт пружності незмінним у всім робочому діапазоні зміни кута повороту ротора і рівним $0,0448 \text{ Н*м./рад.}$

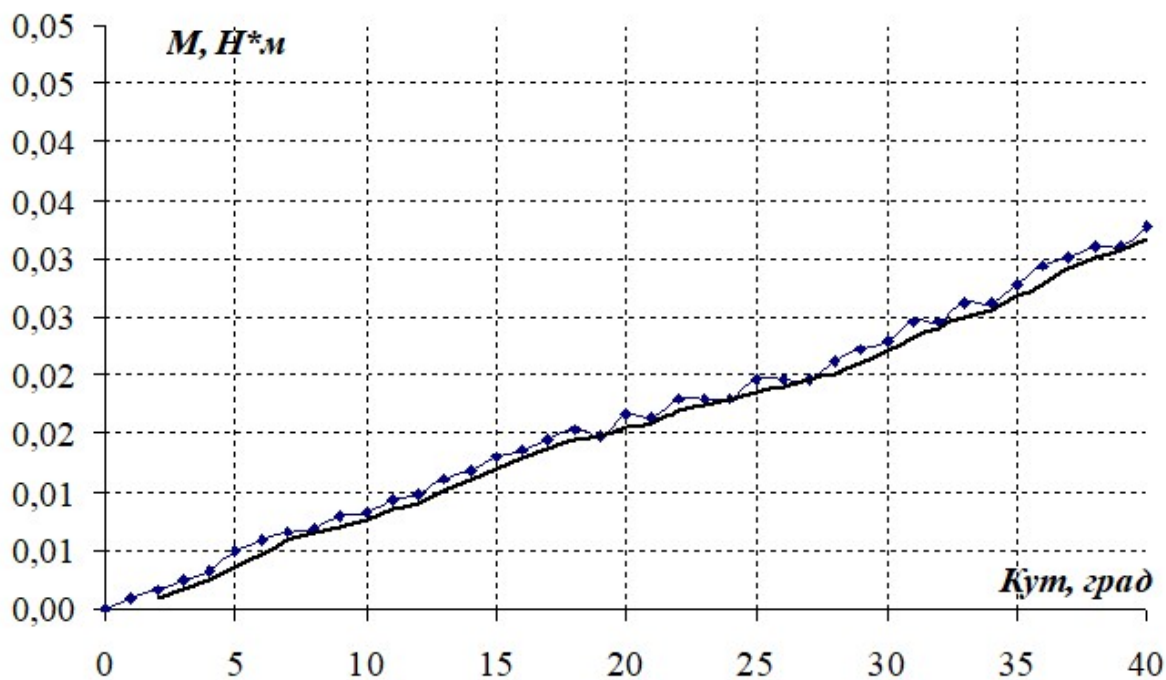


Рис. В. 5 Залежність моменту, створюваного магнітною пружиною від кута повороту ротора при відсутності струму обмотці.

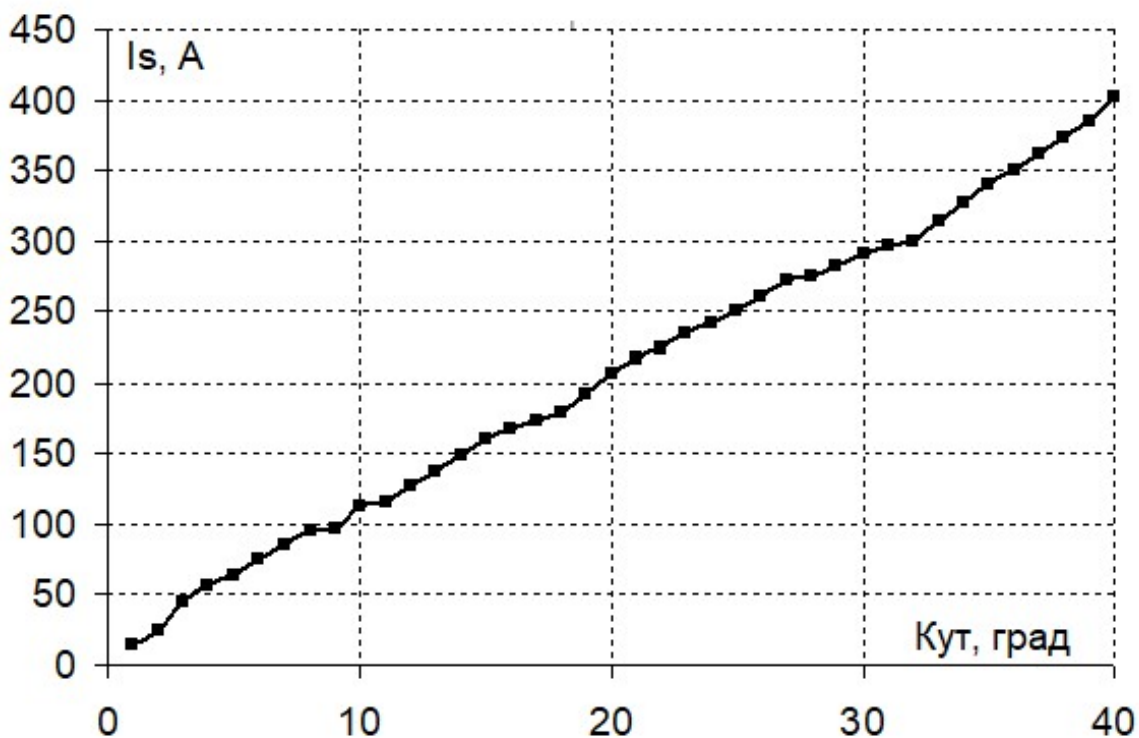


Рис. В. 6 Залежність струму в обмотці від кута відхилення ротора без навантаження

В.3. Визначення коефіцієнта моменту

Як ми вже відзначали, діапазон зміни кутового положення ротора в БМД не перевищує ± 20 , тому цілком припустимо припустити, що зміна поточозчеплення обмоток статора й магніту ротора залишається незмінним у всьому діапазоні зміни кута повороту ротора. Це припущення було підтверджено в результаті проведення експерименту аналогічного описаному в п. В.2, що відрізняються тільки тим, що на статорі був відсутній магніт, а роль магнітної пружини виконувала підключена до джерела струму обмотка керування. Виходячи з експериментального визначення залежності електромагнітного моменту БМД від струму в обмотці, було встановлено, що для даної конфігурації магнітної системи коефіцієнт моменту склав $0,125 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{А}$.

В. 4. Експериментально визначені частотні залежності втрат на вихрові струми і гістерезис у магнітопроводах

На базі Казенного заводу порошкової металургії (м. Бровари, Україна) були виготовлені зразки порожніх циліндричних магнітопроводів з розмірами ($\text{Ø}38 \times \text{Ø}21 \times 40 \text{ мм}$) з порошку заліза марки PASC- 60 виробництва фірми Höganäs (Швеція) [11]. Були виготовлені також магнітопроводи таких же розмірів з порошкових матеріалів, створених в Інституті проблем матеріалознавства НАН України: чистого заліза, з'єднання заліза з оловом (FeSn), заліза з кобальтом (FeCoP), а також зі здрібненої відпаленої стрічки аморфного заліза товщиною 20 мкм. Геометрія магнітопроводів була обрана виходячи з компонування магнітної системи БМД, побудованої на основі циліндричного дво полюсного постійного магніту ($\text{Ø}14,6 \times \text{Ø}6 \times 40 \text{ мм}$), виконаного з матеріалу NdFeb з параметрами: $B_r = 1,1 \text{ Тл}$; $\mu_m = 1,04$.

Для проведення досліджень був зібраний стенд, що складається з колекторного двигуна ДПР-72 з безспазовим порожнім ротором, вал якого жорстко з'єднаний з валом намагніченого дво полюсного ротора, встановленого в

шарикопідшипникових опорах. На основі стенда розташоване посадочне місце для установки випробовуваних циліндричних магнітопроводів таким чином, щоб вони розташовувалися концентрично намагніченому ротору. До обмотки ДПР-72 підключалося джерело живлення із приладами для виміру його енергоспоживання і частоти обертання ротора. На першому етапі експерименту була знята частотна залежність енергоспоживання ДПР-72, вал якого з'єднаний тільки з намагніченим ротором. Потім на тих же частотах обертання було виміряно його енергоспоживання при по черзі встановлених на посадкове місце стенда випробовуваних магнітопроводах. Оскільки намагнічений ротор, використовуваний в експерименті, двополюсний, то частота його обертання відповідає частоті перемагнічування нерухомого магнітопроводу. Електромагнітні втрати у випробовуваному магнітопроводі визначалися по різниці енергоспоживання двигуна ДПР-72 при обертанні тільки намагніченого ротора й споживання при обертанні намагніченого ротора з концентрично розташованим стосовно нього нерухомим магнітопроводом.

Таблиця В.1

Характеристики матеріалів дослідних магнітопроводів

№ зразка	Склад	Розмір часток, мм	Кіл-сть сполучного, в % загальному до обсягу
1	Fe	0,04...0,07	1%
2	Fe	0,04...0,07	5%
3	Fe-Sn	0,04...0,07	5%
4	Fe-P	0,04...0,07	5%
5	PASC - 60	0,04...0,07	1,5%
6	Аморфний Fe	0,025 x3	5%

Залежності сумарних втрат на вихрові струми і гістерезис від частоти перемагнічування при величині індукції 0,8 Тл, наведені до одиниці маси магнітопроводу в 1 кг, показані на рис. Е.7. Тут знизу нагору розташовані криві втрат для: аморфного заліза, порошку PASC-60, порошку заліза з 5% сполучного полімеру, порошку заліза з 1% сполучного полімеру, порошку Fe-P, порошку Fe-Sn.

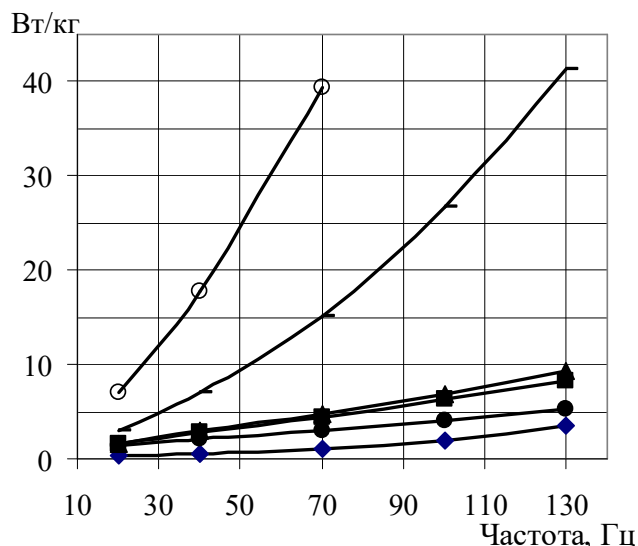


Рис. В. 7

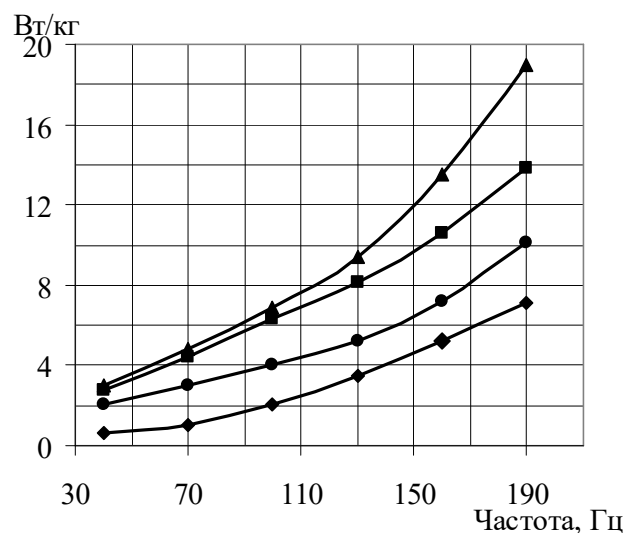


Рис. В. 8

Середня величина індукції в матеріалі магнітопроводу визначалася розрахунковим шляхом при допущенні про ідентичність кривих намагнічування досліджуваних феромагнітних матеріалів.

Як впливає з рис. В.7, найкращі результати отримані при використанні здрібненої аморфної стрічки й порошоків чистого заліза з 1 і 5 - процентним вмістом полімеру. Для цих матеріалів були досліджені втрати в більш широкому діапазоні частот (від 20 до 190 Гц). Ці результати наведені на рис. В.8, де знизу нагору зображені криві втрат для: аморфного заліза, порошку PASC-60 і чистого заліза з 5% і 1% наповнення полімером.

Найменші втрати дає застосування магнітопроводу із здрібненого аморфного заліза. Більш крутий підйом кривої втрат з однопроцентним наповненням обсягу полімером (верхня крива) можна пояснити більш швидким ростом втрат на вихрові струми, оскільки при малому обсязі полімеру стає більш імовірним торкання сусідніх часток металічного порошку при пресуванні. Для магнітопроводу з 5% наповненням полімером ріст втрат у досліджуваному діапазоні відбувається практично лінійно, що вказує на переважно гістерезисний характер втрат у сталі. Кращі показники для порошку PASC-60 можна пояснити меншим змістом у ньому домішок.