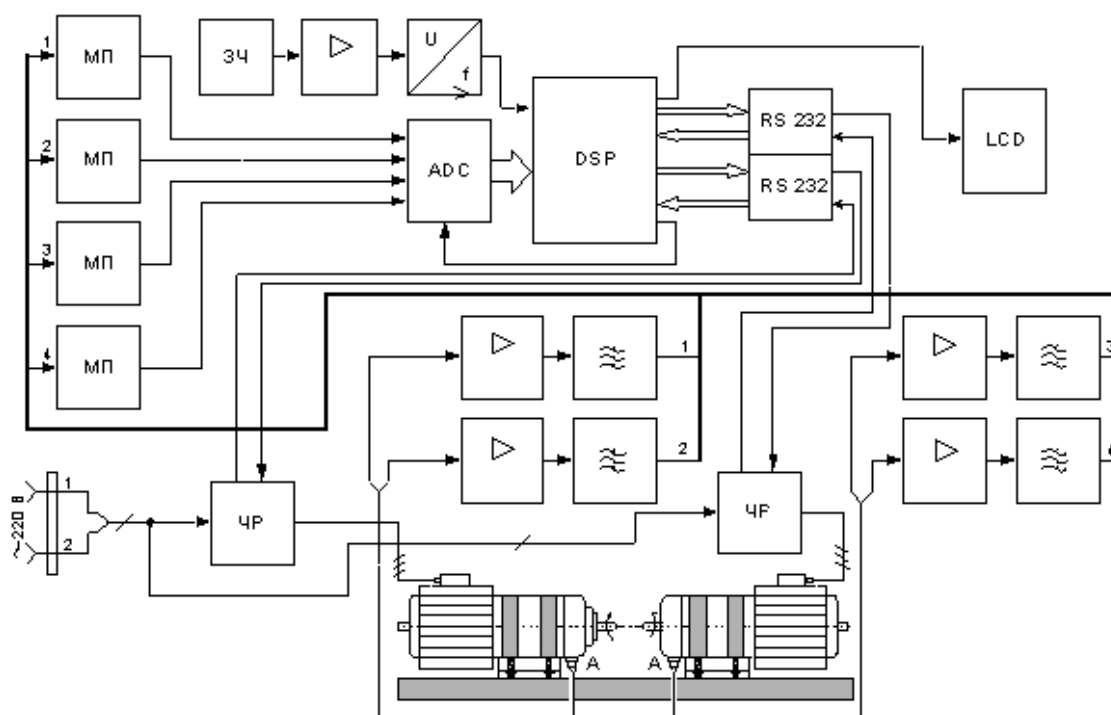


О. М. Васілевський, В. О. Поджаренко



**СИСТЕМА ВИМІРЮВАЛЬНОГО
КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ
ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ
РОТОРНИХ МАШИН**

О. М. Васілевський, В. О. Поджаренко

***СИСТЕМА ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ
ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ
РОТОРНИХ МАШИН***

Монографія

УНІВЕРСУМ-Вінниця
2007

УДК 621.313.333:621.317
В 19

Рецензенти:

П.Г. Столярчук, доктор технічних наук, професор
В.В. Кухарчук, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 2 від 28. 09. 2006 р.)

Васілевський О. М., Поджаренко В. О.

В 19 Система вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 156 с.

ISBN 978-966-641-213-6

В монографії розглянуто питання побудови сучасних систем вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин. Особливу увагу приділено створенню нового методу вимірювання частот обертання роторних машин та методам автоматичного контролю технічного стану за віброметричними параметрами. Розглянуті питання отримання основних метрологічних характеристик вимірювального перетворення вібрації та вираження невизначеності вимірювань.

Монографія розрахована на спеціалістів в галузі розробки систем вимірювального контролю і технічного діагностування, аспірантів та студентів старших курсів відповідних спеціальностей.

УДК 621.313.333:621.317

ISBN 978-966-641-213-6

© О. Васілевський, В. Поджаренко, 2007

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ	5
ВСТУП	6
1. ОГЛЯД СИСТЕМ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН	8
1.1. Огляд та аналіз існуючих підходів до побудови систем вимірювального контролю параметрів роторних машин	8
1.2. Аналіз методів контролю технічного стану роторних машин за віброметричними параметрами	14
1.3. Особливості вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин	21
1.4. Класифікація систем вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин	26
2. МОДЕЛЬ ТА МЕТОД СИСТЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН	29
2.1. Модель збудження вібрації у роторних машинах	29
2.2. Метод вимірювання частот обертання роторних машин за віброметричними параметрами	38
2.2.1. Конструктивна схема реалізації методу вимірювання частот обертання роторних машин за віброприскоренням	38
2.2.2. Модель та алгоритм перетворення віброметричних параметрів у частоту обертання вала роторних машин	40
2.3. Модель системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин	48
2.4. Модель адаптивної системи автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних роторних машин	60
3. МЕТОДИ КОНТРОЛЮ ВІБРОМЕТРИЧНИХ ТА МЕХАНІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН	65
3.1. Метод контролю віброметричних параметрів взаємозв'язаних роторних машин за логарифмічним декрементом затухання	65
3.2. Метод контролю моменту опору роторної машини за струмом статора	72
3.3. Метод функцій чутливості для контролю механічних параметрів роторних машин	81
3.3.1. Аналіз механічних параметрів роторних машин в режимі самогальмування	81
3.3.2. Метод контролю механічних параметрів роторних машин за функціями чутливості	86

3.4. Метод оцінювання довговічності конструкцій роторних машин при випадковому вібраційному навантаженні	97
4. СТРУКТУРА ТА ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЙНО-МЕТРОЛОГІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН	102
4.1. Рекомендації щодо розробки структурної схеми системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин	102
4.2. Розробка вимірювального каналу віброприскорення та його рівняння перетворення	105
4.3. Рекомендації щодо розробки алгоритму функціонування системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин	111
4.4. Оцінка інформаційно-метрологічних показників системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин	113
4.4.1. Аналіз основних похибок системи вимірювального контролю	114
4.4.2. Оцінювання динамічних метрологічних характеристик акселерометра	121
4.4.3. Оцінювання статичних метрологічних характеристик вимірювального каналу віброприскорення	129
4.4.4. Узагальнений підхід до оцінки невизначеності результатів у вимірюваннях	133
4.4.5. Оцінка невизначеності результатів вимірювань при контролі несинхронності обертання взаємозв'язаних роторних машин	140
ВИСНОВКИ	146
ЛІТЕРАТУРА	148

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

АД	Асинхронний двигун
АКФ	Автокореляційна функція
АЦП	Аналого-цифровий перетворювач
ВК	Вимірювальний канал
ВКФ	Взаємкореляційна функція
ДО	Діагностична ознака
ЕС	Електромагнітна складова
ІВС	Інформаційно-вимірювальна система
ЛДЗ	Логарифмічний декремент затухання
МК	Мікроконтролер
МП	Масштабний перетворювач
МС	Механічна складова
ОД	Об'єкт дослідження
ПЕ	Пороговий елемент
ПД	Пропорційно інтегрально диференціальний
ПК	Пікова амплітуда
СФ	Смуговий фільтр
РМ	Роторна машина
САК	Система автоматичного контролю
СВК	Система вимірювального контролю
СКЗ	Середнє квадратичне значення
ЧПК	Числове програмне керування
ЧР	Частотний регулятор
ФМС	Формувач модуля сигналу
ФВЧ	Фільтр верхніх частот
ФНЧ	Фільтр нижніх частот
ЦАП	Цифро-аналоговий перетворювач
ЦСП	Цифровий сигнальний процесор

ВСТУП

Сьогодні у світі велику увагу приділяють підвищенню якості продукції, що в свою чергу потребує розвитку систем вимірювального контролю та інформаційно-вимірювальних систем (ІВС). Враховуючи те, що основу професійних знань в науці і техніці складає вимірювальна інформація, то стає зрозумілою необхідність забезпечення виробництва високоефективними методами і засобами вимірювання, контролю та керування, які вмщують в собі останні досягнення науки та техніки в різних галузях.

Розробка і дослідження систем вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин (РМ), що дозволяють одержувати своєчасну і достовірну інформацію про частоти обертання, їх несинхронність та фактичний стан вібропараметрів РМ, є одним із компонентів стратегії підвищення якості продукції під час обробки серовини та дозволяє знизити витрати на технічний огляд РМ в процесі експлуатації. Організація технічного обслуговування за фактичним станом механічного обладнання дозволяє знизити середньорічні витрати на підтримку працездатності РМ приблизно в 1.5 рази у порівнянні з витратами на проведення з цією ж метою планово-попереджувальних ремонтів, і майже у два рази в порівнянні з витратами на технічне обслуговування після виходу з ладу.

В технічних системах часто виникає необхідність у вимірювальному контролі параметрів РМ під час технологічного процесу, наприклад, при обдирці алмазів, в машинах і механізмах, призначених для перемотування смугових матеріалів, таких, як листів металу, паперу, різних плівок і т.п., постає задача безперервного контролю несинхронності обертання кількох взаємозв'язаних РМ. Оскільки на несинхронність обертання в значній мірі впливає момент опору механічної частини при виникненні дефектів, то доцільно також проводити вимірювальний контроль як моменту опору, так і вібраційного стану електрошпинделів, від яких залежить точність синхронізації частот обертання та якість продукції, що виготовляється. Віброметричні дані в таких системах є головними параметрами, які необхідно вимірювати та контролювати, і на основі яких приймаються рішення. Сучасний рівень обчислювальних засобів дозволяє більш повно реалізувати природну потенційно високу інформативність вібрації РМ, що розкриває додаткові можливості у створенні нового методу вимірювання частот обертання, алгоритму автоматичного контролю несинхронності обертання РМ та методів автоматичного контролю як електромеханічних, так і віброметричних параметрів РМ.

Разом з тим комплексний підхід до одночасного вимірювання частот обертання за вібрацією РМ, автоматичного контролю несинхронності обертання РМ та контролю електромеханічних і віброметричних параметрів РМ раніше не використовувався. Тому обґрунтування і розробка системи вимірювального контролю віброметричних параметрів взаємозв'язаних РМ, що здатна забезпечити підвищений рівень вірогідності автоматичного контролю, є актуальною науковою задачею. Її вирішення дозволить підвищити надійність системи, точність синхронізації частот обертання, вірогідність автоматичного контролю вібропараметрів та якість обробки сировини, а також знизить витрати на ремонт і обслуговування в процесі експлуатації.

1. ОГЛЯД СИСТЕМ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН

1.1. Огляд та аналіз існуючих підходів до побудови систем вимірювального контролю параметрів роторних машин

Точність систем вимірювального контролю (СВК) параметрів РМ безпосереднім чином залежить від способів задання, вимірювання швидкості, формування сигналу про відхилення частоти обертання від заданого значення і системи автоматичного настроювання частоти обертання. Пристрої задання і вимірювання частот, а також формування сигналів про відхилення параметрів разом утворюють СВК параметрів РМ. Найбільш простими СВК є аналогові системи. Задання частоти виконується у вигляді напруги постійного струму, яка надходить до системи керування від стабілізованих джерел живлення. Вимірювання частоти виконується за допомогою тахогенераторів постійного чи змінного струму. В останньому випадку напруга змінного струму перетворюється, як правило, в напругу постійного струму за допомогою випрямлячів та фільтрів.

Для СВК наладку параметрів виконують на симетричний оптимум, при якому перехідні процеси по частоті при стрибкоподібних змінах моменту опору оптимальні. Якщо характер зміни моменту опору інший, то використовуються й інші підходи до оптимізації системи автоматичного контролю, які розглянуті в [1]. Зміна параметрів внутрішніх підпорядкованих контурів керування струму і напруги в порівнянні з традиційними налатками, які розглянуті в [2], є неефективними тому, що такі зміни дають малий вплив на динамічну похибку системи. Слід відмітити, що якщо постійна часу РМ стає набагато більшою від постійної часу, яка не компенсується, то внутрішній контур доцільно налагоджувати, так само як і контур регулювання частоти, на симетричний оптимум.

Цифро-аналогові СВК параметрів РМ, також як і аналогові СВК, структурно можуть виконуватися за принципами підпорядкованого контролю та регулювання. Цифрова частина системи в такому випадку відноситься в основному до контуру регулювання частоти і включає в себе цифрову систему обробки інформації про параметри РМ та цифровий контроль несинхронності обертання. Аналогова частина СВК параметрів РМ включає в себе внутрішні контури регулювання струму, напруги, частоти та інших параметрів. Узгодження цифрової частини з аналоговою виконується за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП).

Цифро-аналогова система автоматичного контролю параметрів РМ постійного струму з цифровою інформаційною системою зображена на рис. 1.1. В цій СВК використано аналоговий контур регулювання струму якоря двигуна, задатчиком для якого є вихідний сигнал ЦАП. Обмеження струму якоря виконується шляхом обмеження вихідної напруги ЦАП.

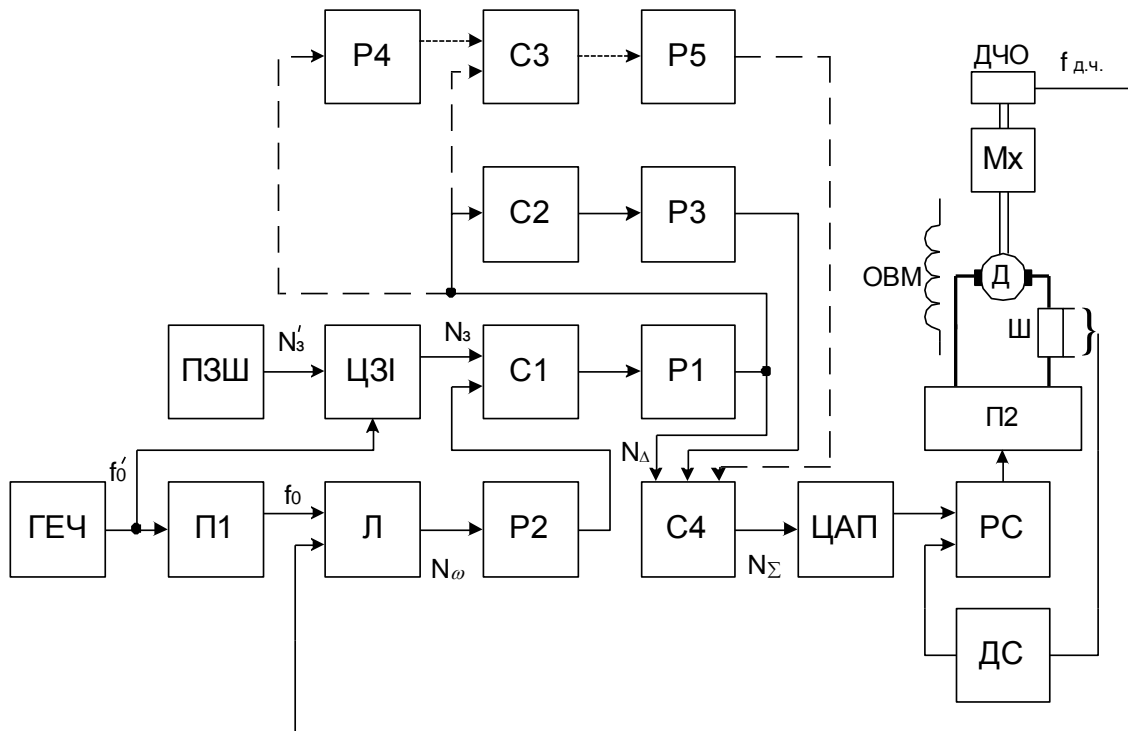


Рис. 1.1. Цифро-аналогова СВК параметрів РМ: ГЕЧ – генератор опорної частоти; П1 – подільник; Л – лічильник; ПЗШ – пристрій задання швидкості; ЦЗІ – цифровий задавач інтенсивності; ДЧО – датчик частоти обертання; Мх – маховик; ДС – датчик струму; РС – регулятор струму; Ш – шунт; П2 – помножувач

Якщо для контролю параметрів РМ достатньо використати пропорційний регулятор швидкості, то сигнал похибки N_{Δ} з виходу регістра Р1 надходить в ЦАП і перетворюється в сигнал задатчика для контуру керування струму. При необхідності реалізації складнішого контролю несинхронності обертання в систему включають додаткові регістри, які призначені для прийому, проміжного зберігання і видачі інформації в процесі виконання обчислювальної операції, і суматори, які виконують операції арифметичного додавання. Якщо додатково до пропорційної складової необхідно ввести інтегральну складову, тобто отримати ІІ-регулятор, то виконується це введенням послідовного алгебраїчного додавання поточних значень відхилення параметрів

$N_{\Delta}(iT_0)$ в накопичувальному суматорі C_2 і подальшого запам'ятовування результату в регістрі P_3 . Окремі складові сигналу керування частоти додаються на суматорі C_4 , і його вихідний сигнал у вигляді числа N_{Σ} поступає в ЦАП.

Якщо потрібно реалізувати ПД-регулятор частоти обертання, то додатково до пропорційної та інтегральної складових вводиться диференціальна складова (на рис. 1.1 вона показана штриховими лініями). В такому випадку з поточного значення похибки $N_{\Delta}(iT_0)$ алгебраїчно віднімається за допомогою суматора C_3 значення похибки $N_{\Delta}[(i-1)T_0]$ в попередній період часу T_0 . Результат віднімання запам'ятовується в регістрі P_5 . Значення похибки в попередній період часу T_0 в регістрі P_4 .

ПД-закон керування в цифровій формі записується виразом

$$N_{\Sigma} = k_1 N_{\Delta}(iT_0) + k_2 \sum N_{\Delta}(iT_0) + k_3 \{N_{\Delta}(iT_0) - N_{\Delta}[(i-1)T_0]\}, \quad (1.1)$$

де $N_{\Delta}(iT_0) = N_s(iT_0) - N_{\omega}(iT_0)$;

$N_s(iT_0)$, $N_{\omega}(iT_0)$ – задане і дійсне значення частоти обертання, яке виражене в цифровій формі на i -му такті обчислення;

$N_{\Delta}(iT_0)$ – сигнал відхилення частоти обертання від заданого значення в цифровій формі на i -му такті обчислення;

k_1, k_2, k_3 – масштабні коефіцієнти.

На рис. 1.2 показана функціональна цифро-аналогова схема СВК параметрів двох взаємозв'язаних РМ. Кожна із локальних систем виконується за схемою з цифровим інтегратором. Автоматичний контроль несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ проводиться в цифровій формі за схемою послідовного керування, аналогічно тому, як це робиться в аналогових системах. На частотні входи перетворювача „код-частота” (ПКЧ) кожної із систем контролю стану допоміжної РМ2 надходить задаюча частота з головної РМ1. На частотний вхід ПКЧ головної РМ1 надходить частота f_0 з генератора еталонної частоти.

Автоматичний контроль несинхронності обертання головної 1 та допоміжної 2 РМ виконується зміною чисел N_{21} і N_{12} за допомогою пристроїв задавання співвідношення швидкостей (ПЗШ) обертання. Ці числа пропорційні відповідним коефіцієнтам співвідношення швидкостей: k_{c1} - РМ2 і РМ1.

Одночасний контроль несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ виконується шляхом зміни числа N_{31} . Задаюча частота f_{31} системи керування головної РМ1 є ведучою (головною)

частотою. Задаюча частота системи керування РМ 1 і 2 визначається через коефіцієнти співвідношення швидкостей [2, 3]

$$f_{32} = k_{c1} \cdot f_{31}, \quad (1.2)$$

де f_{32} – задаюча частота допоміжної РМ.

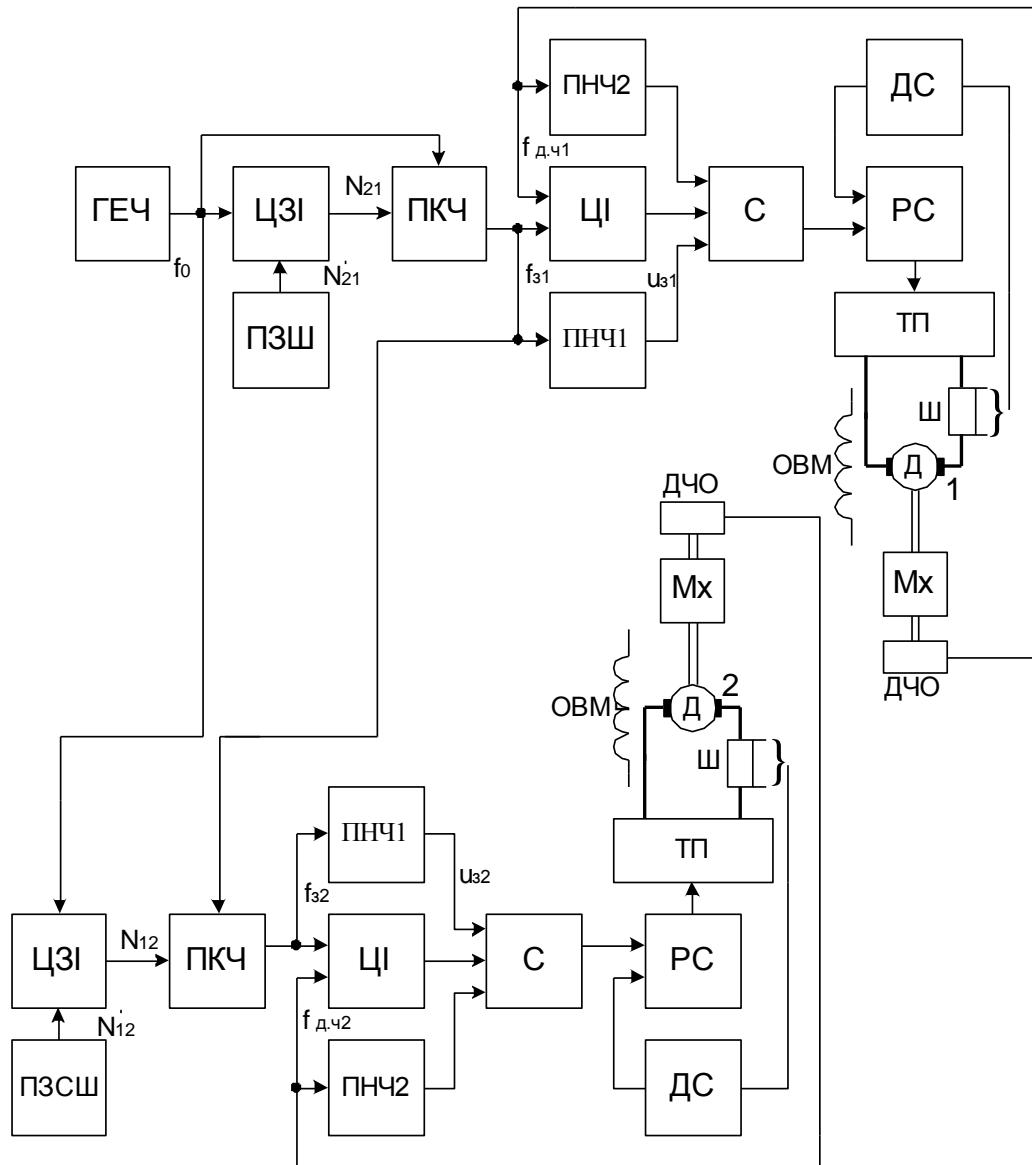


Рис. 1.2. Функціональна схема СВК параметрів взаємозв'язаних РМ: ЦІ – цифровий інтегратор; ПНЧ – перетворювач частота-напруга; ТП – тиристорний перетворювач

Перевагою послідовного автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ в цифровій формі є відсутність нестабільності коефіцієнтів k_{ci} . При послідовному автоматичному контролі з великою кількістю взаємозв'язаних РМ в аналого-

вих схемах накопичується похибка формування $\prod_{i=2}^n k_{ci}$ внаслідок дрейфу напруг масштабних підсилювачів, яка може стати дуже великою, а використання аналогової системи – неможливим.

При необхідності реалізації паралельного контролю несинхронності обертання локальних взаємозв'язаних РМ частота f_0 ГЕЧ надходить на частотні входи всіх ПКЧ. Пристрій задання швидкості кожної системи керування РМ буде в такому випадку одночасно являтися і ПЗСШ. Реалізацію цифрового контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ і блоків цифрової інформаційної системи зручно виконати, коли керування РМ, що входять в СВК, виконується від мікропроцесора. Така реалізація зводиться до складання програм роботи мікропроцесорів [3, 4]. ТП за своїм принципом роботи є дискретними пристроями, керування якими виконується в імпульсній формі. У зв'язку з цим стає логічним виконувати керування ними від блоків контролю, в яких вхідна цифрова інформація перетворюється в імпульси з деяким фазовим зсувом без проміжного перетворення в аналогову форму. В такому вигляді СВК параметрів РМ стає повністю цифровою системою.

В імпульсно-фазових СВК параметрів РМ можуть бути отримані найвищі точності синхронізації частот обертання [2, 5, 6]. В таких системах доцільно використовувати безредукторні РМ, регулювання частоти в яких проводиться за допомогою широтно-імпульсних перетворювачів. Схему одного із варіантів імпульсно-фазової СВК параметрів РМ зображено на рис. 1.3. Задання швидкості виконується у вигляді числа N_3 , яке перетворюється в перетворювачі „код-частота” (ПКЧ) в задану частоту f_3 . Точність заданої частоти визначається точністю формування частоти f_0 в генераторі еталонної частоти (ГЕЧ). Послідовності імпульсів заданої частоти і частоти датчика обертання РМ $f_{д.ч.}$ надходять до фазового дискримінатора (ФД). Якщо послідовності імпульсів частот f_3 і $f_{д.ч.}$ синхронізовані, то на виході ФД формується сигнал, який пропорційний поточному фазовому зсуву на інтервалі $T_3=1/f_3$ кожного імпульсу ДЧО відносно кожного імпульсу задатчика, тобто відбувається контроль поточного положення РМ відносно заданого значення.

Зовнішнім контуром СВК параметрів РМ є контур керування поточного положення. Крім ФД вона включає в себе регулятор положення (РП), замкнутий контур регулювання струму двигуна і механічну частину двигуна. Імпульсно-фазовий контроль несинхронності має також додатковий контур автоматичної синхронізації, за допомогою якої здійснюється перехід РМ з однієї

швидкості на іншу при зміні завдання. В такому режимі послідовності імпульсів заданої частоти і датчика несинхронізовані.

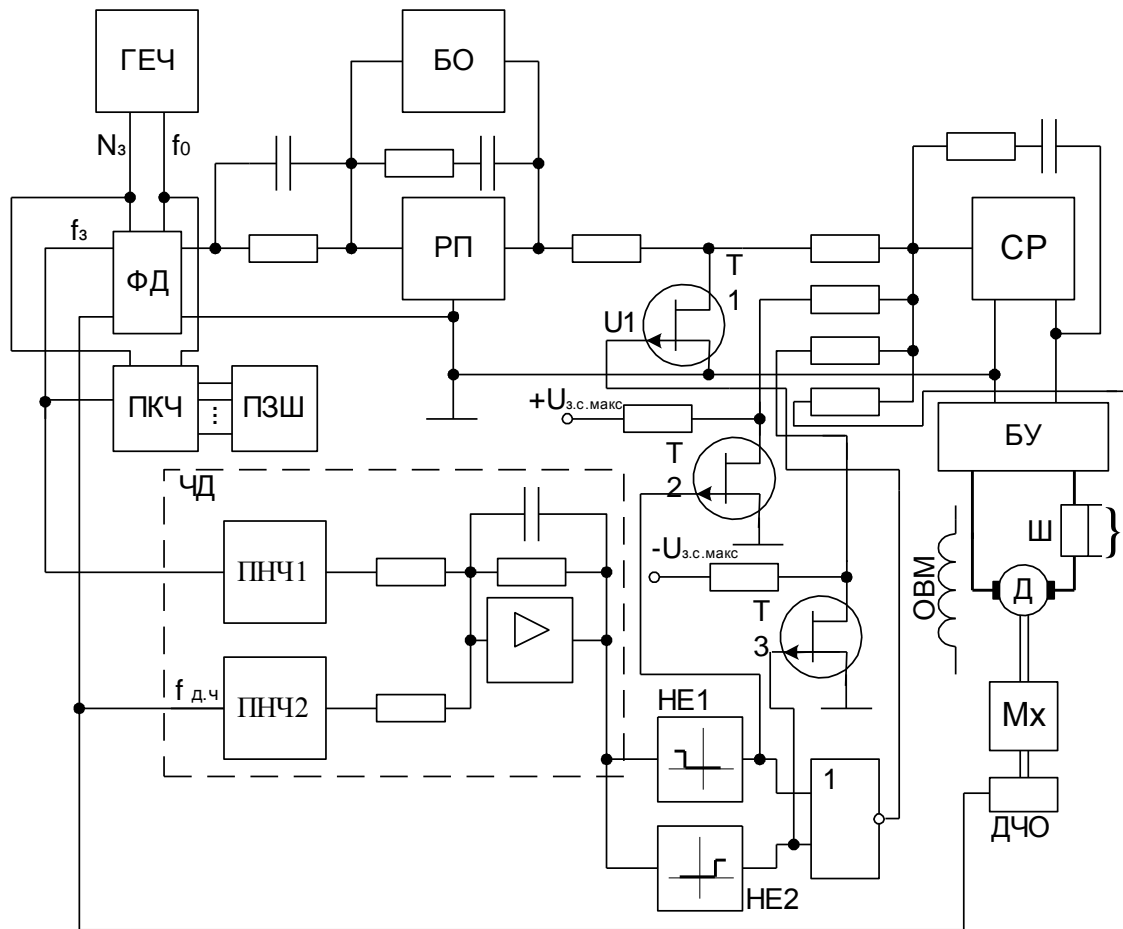


Рис. 1.3. Функціональна схема імпульсно-фазової СВК параметрів РМ

В залежності від режиму роботи системи за допомогою аналогових ключів, які виконані на транзисторах Т1-Т3, автоматично організовується одна з двох автономних структур системи автоматичного контролю. В синхронному режимі на вхід струмового регулятора (СР) надходить сигнал з виходу РП і реалізується імпульсно-фазовий контроль несинхронності, який замкнутий по кутовому положенню за допомогою ФД. При зміні завдання на швидкість, а також при запуску і гальмуванні РМ відключається РП і на вхід СР надходить позитивний чи негативний сигнал завдання максимально допустимого струму двигуна $U_{з.с.макс}$, який відповідає допустимому значенню пускового чи гальмівного моменту РМ. Керування ключами виконується в контурі автоматичної синхронізації, який включає в себе частотний дискримінатор (ЧД) та нелінійний логічний блок (НЛБ).

Слід відзначити, що два вказаних вище режими роботи СВК можуть бути співставлені в одній структурі. Але важливою перевагою

розподілу структур є можливість оптимізації СВК в синхронному режимі по мінімуму динамічної похибки не залежно від умов синхронізації системи. Перехідні процеси в режимі автоматичного контролю можуть формуватися шляхом корекції контуру автоматичної синхронізації, не змінюючи при цьому умов оптимізації основної структури [4, 5].

Частотний дискримінатор містить два перетворювача „частота-напруга” (ПЧН1 і ПЧН2) та підсумовуючий підсилювач. Вихідний сигнал підсилювача, пропорційний різниці частот $\Delta f = f_3 - f_{д.ч}$, надходить на входи нелінійних елементів НЕ1 і НЕ2. Якщо $\Delta f > 0$, то формується сигнал U_2 ; якщо $\Delta f < 0$, то U_3 . Відповідно на вхід СР буде надходити сигнали $+U_{з.с.макс}$ або $-U_{з.с.макс}$. В режимі синхронізації при нульових сигналах U_2 або U_3 на виході логічної схеми АБО-НЕ формується сигнал U_1 і на вхід СР буде поступати сигнал з виходу РП. Зона нечутливості нелінійних елементів визначається частотною смугою захоплення фазової системи керування $\Delta f_{зх}$, яка визначається максимальним скачком частот на вході ФД, при якому система автоматичного контролю замкнута по положенню, автоматично втягується в синхронність.

При виникненні несинхронності послідовності імпульсів частот f_3 і $f_{д.ч}$ миттєві фазові розбіжності можуть приймати значення, суттєво перевищуючі протяжність лінійної частини характеристики вхід-вихід ФД. При цьому виникає режим биття. Здатність системи переходити від режиму биття до режиму синхронного обертання характеризує стійкість процесу автоматичного контролю параметрів. Ця стійкість визначається динамічними характеристиками системи, обмеженням координат, значенням і характером моменту опору та скачком частот на вході ФД. Чим ширша смуга захоплення системи, тим вища її стійкість. При великих розбіжностях частот f_3 і $f_{д.ч}$ фазова система втрачає стійкість.

Головними недоліками розглянутих вище СВК параметрів РМ є: неможливість автоматичного контролю несинхронності обертання РМ при розгоні, гальмуванні, реверсі, із достатньою точністю; неможливістю плавної зміни частот обертання асинхронних РМ від 0 до 80 Гц та невеликою кількістю контрольованих параметрів РМ.

1.2. Аналіз методів контролю технічного стану роторних машин за вібриметричними параметрами

Більшість відомих методів контролю технічного стану РМ за вібриметричними параметрами [7 – 11] можуть бути зведені до декількох основних, які в свою чергу, реалізують обмежену кількість

методів виділення діагностичних ознак. Аналіз цих методів дозволяє визначити як проблеми обробки ВС із метою автоматичного контролю параметрів РМ, так і одержати оцінки їхніх потенційних можливостей. Основні методи оцінки технічного стану РМ, такі: метод ПІК-фактора; метод прямого спектра; метод спектра обвідної; метод ударних імпульсів.

Метод ПІК-фактора оцінки технічного стану РМ. Якщо ми установимо акселерометр поблизу зовнішньої обойми справного, добре змазаного підшипника і подивимося отриманий сигнал на осцилографі, то побачимо стаціонарний двополосний сигнал шумового характеру, симетричний часовій осі, як це показано на рис. 1.4, а.

Рівень сигналу огинаючої для стаціонарного процесу є незмінним, а отже середнє і ефективне значення обвідної збігаються. З урахуванням цього ефективне значення обвідної можна визначити за формулою [8]

$$Y_{ef} = \sigma_{x1} \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad (1.3)$$

де σ_{x1} – середньоквадратичне значення (СКЗ) вібросигналу на вході.

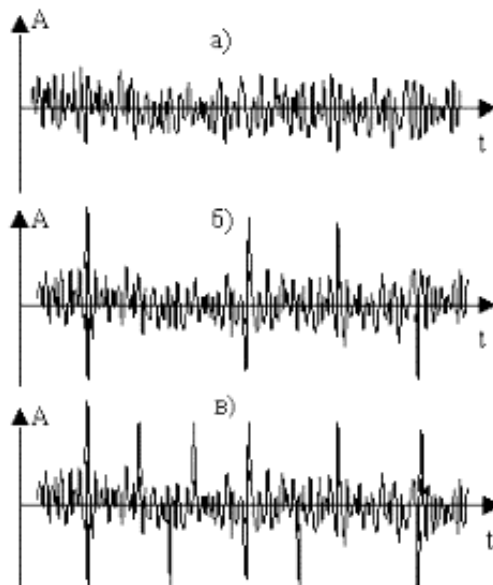


Рис. 1.4. Вигляд сигналів вібрації підшипникового вузла РМ

Візьмемо акселерометр, що дозволяє вимірювати два параметри вібросигналу: середньоквадратичне значення рівня (СКЗ) вібрації, тобто енергію вібрації, і пікову амплітуду (ПІК) вібрації (позитивну, негативну або повний розмах – значення не має).

Будемо вимірювати два цих параметри в процесі експлуатації підшипника з періодичністю приблизно 1 раз у 2-3 місяця. З часом, у міру появи дефектів на кінематичних вузлах підшипника, у вібросигналі почнуть з'являтися окремі, короткі амплітудні піки, що відповідають моментам зіткнення дефектів (див. рис. 1.4, б). З розвитком дефекту спочатку збільшуються амплітуди піків, потім поступово збільшується і їх кількість (див. рис. 1.4, в), - дефект починає "розноситися" по підшипнику, тобто з'явившись спочатку, наприклад, на одній кульці, він створює, зрештою, забоїну на кільці, з нього вона переноситься на іншу кульку, дефекти кульок починають виробляти сепаратор і т.д. до повного руйнування.

Якщо зобразити результати вимірювань на графіку, то побачимо залежності, показані на рис. 1.5 [9, 10]. ПІК і СКЗ являють собою монотонні, неспадаючі функції однакового характеру, але зміщені одна відносно іншої в часі. Спочатку, у міру появи і розвитку дефекту, наростає функція ПІК, а СКЗ міняється дуже мало, оскільки окремі, дуже короткі амплітудні піки практично не змінюють енергетичні характеристики сигналу.

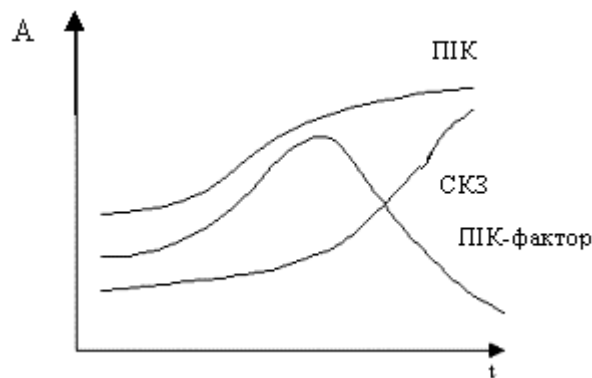


Рис. 1.5. Результати вимірювань за методом ПІК-фактора

Потім, по мірі збільшення кількості піків, починає уже відповідно збільшуватися енергія сигналу, зростає СКЗ вібрації. Самі по собі функції ПІК і СКЗ малоінформативні для діагностики внаслідок своєї монотонності. Але відношення ПІК/СКЗ, яке називається ПІК-фактором, уже становить значний інтерес, оскільки ця функція через тимчасове зрушення між ПІК і СКЗ має явно виражений максимум на часовій осі. На цьому і ґрунтується метод ПІК-фактора. Експериментально було встановлено, що момент проходу функції ПІК-фактор через максимум відповідає залишковому ресурсові підшипника порядку 2-3 тижнів.

Основна перевага цього методу – простота. Для його реалізації потрібний звичайний акселерометр загального рівня, тобто найпростіший і дешевий вібровимірювальний прилад.

Основні недоліки – низька завадозахищеність методу і необхідність проводити багаторазові виміри в процесі експлуатації. Справа в тім, що установити датчик безпосередньо на зовнішній обоймі підшипника практично неможливо, тобто він установлюється десь на корпусі механізму. Тому сигнал вібрації характеризує не тільки підшипник, але й інші вузли механізму, що в даному випадку можна розглядати як вібраційні перешкоди. І чим далі встановлений датчик від підшипника і складніше кінематика самого механізму, тим менша вірогідність методу. Тому і використовувати метод, у першу чергу, доцільно тоді, коли датчик можна розташувати близько до підшипника і сама кінематика механізму проста. Наприклад, підшипникові вузли різних розподільних пристроїв у технологічному устаткуванні, підшипники вентиляторів та ін.

Метод прямого спектра. Повернемося до вібраційних сигналів, зображених на рис. 1.4. Ті ж самі сигнали можна проаналізувати не тільки з погляду співвідношення амплітудних і енергетичних характеристик, але і з погляду періодичності появи амплітудних сплесків. Саме на цьому і базується метод прямого спектра. Вібраційний сигнал аналізується вузькосмуговим спектроаналізатором і по частотному складу спектра можна ідентифікувати виникнення і розвиток дефектів підшипника. Амплітудні сплески у вібросигналі впливають не хаотично, а з цілком визначеною періодичністю або частотою. Причому, дефектові на кожному з елементів підшипника (тіла кочення, доріжки, сепаратор) відповідають свої частоти, що однозначно прораховуються в залежності від кінематики підшипника і частоти його обертання. Наявність тієї або іншої дискретної складової в спектрі сигналу говорить про виникнення відповідного дефекту підшипника, а амплітуда цієї складової – про глибину дефекту. Це трохи спрощений підхід, оскільки багато дефектів у спектрі виявляються у вигляді не однієї частотної складової, а декількох, але ми не будемо тут вдаватися в тонкості спектрального аналізу складних сигналів. До розуміння суті методу це мало що додасть. Тому, основних переваг у методу два [8 – 10]:

- досить висока завадозахищеність (малоймовірна наявність у механізмі джерел, що створюють вібрації на тих же точно частотах, що і дефекти підшипника);

- інформативність методу істотно вище, ніж по методу Пікфактора. Існує можливість одержати диференційовану оцінку стану

підшипника окремо по кожному його кінематичному вузлі, оскільки вони генерують різні частотні ряди в спектрі.

До основних недоліків слід віднести:

- метод дорогий, тому що найпростіший смуговий спектроаналізатор коштує набагато дорожче найкращого акселерометра;

- метод малочутливий до дефектів, що зароджуються, та незначних дефектів. Це пов'язано з тим, що підшипник у переважній більшості механізмів є дуже малопотужним джерелом вібрації. Іншими словами, невеликий відкол на кульці або доріжці не в змозі помітно качнути механізм, щоб ми побачили цю частотну складову в спектрі вібрації. І тільки при досить значних дефектах амплітуди цих частотних складових починають помітно виділятися над загальною шумовою частиною спектра.

Метод спектра обвідної. Вихідний вібросигнал такий же, так що повернемося ще раз до рис. 1.4. Звернемо тепер увага на те, що високочастотна, шумова частина сигналу змінює свою амплітуду в часі, тобто вона модулюється якимось більш низькочастотним сигналом. Виявляється, що саме в цьому сигналі, утримується інформація про стан підшипника. Виділення і обробка цієї інформації складають основу методу обвідної. Експериментально було встановлено, що найкращі результати цей метод дає в тому випадку, коли аналізувати модуляцію не широкосмугового сигналу, одержаного від акселерометра, а попередньо здійснити смугову фільтрацію вібросигналу в діапазоні приблизно 6-10 кГц і аналізувати модуляцію цього сигналу. Для цього відфільтрований сигнал детектується та подається на вузькосмуговий спектроаналізатор, а потім отримуємо спектр модульованого сигналу, або спектр обвідної. Описана послідовність обробки сигналу представлена для наочності на рис. 1.6 [7].

З рис. 1.6 видно, що обробка сигналу дуже складна, але сам результат вартий того. Справа в тім, що невеликі дефекти підшипника не в змозі викликати помітні вібрації в області низьких і середніх частот, які генеруються підшипником. У той же час для модуляції високочастотних вібраційних шумів енергії ударів, що виникають, виявляється цілком достатньо, тобто метод має дуже високу чутливість.

Сам спектр обвідної завжди має дуже характерний та специфічний вигляд. При відсутності дефектів він являє собою майже горизонтальну, злегка хвилясту лінію. З появою дефектів, над рівнем цієї досить гладкої лінії суцільного фону починають підійматися дискретні складові, частоти яких однозначно обчислюються по кінематиці і оборотах підшипника.

Частотний склад спектра обвідної дозволяє ідентифікувати наявність дефектів, а перевищення відповідних складових над фоном однозначно характеризує глибину кожного дефекту. Типові приклади спектрів обвідної показані на рис. 1.7.

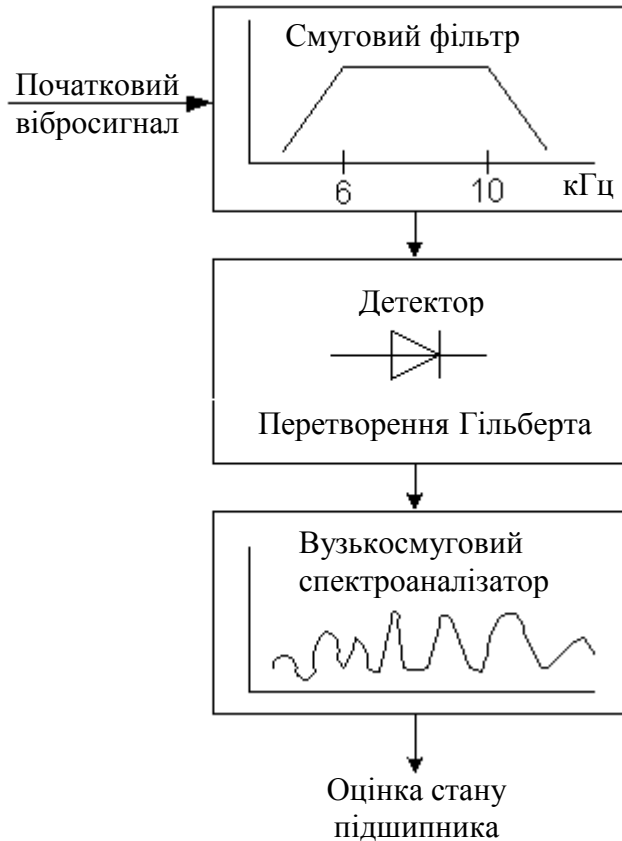


Рис. 1.6. Обробка сигналу за методом спектра обвідної

Перевагами даного методу є висока чутливість, інформативність і завадозахищеність.

Основний недолік – висока вартість і складність реалізації. Як правило, алгоритм обробки й аналізу реалізується з використанням комп'ютерної техніки.

Метод ударних імпульсів. На рис. 1.4 показані вібросигнали з типового акселерометра, що працює в діапазоні від 0.01 Гц до 20 кГц. Але працюючий підшипник генерує і більш високочастотні вібраційні процеси, що і є предметом розгляду в цьому методі.

Зіткнення дефектів підшипника викликає виникнення високо-частотних швидкозагасаючих коливань [11], що поширюються від підшипника по конструкціях механізму у виді хвиль стиску-розтягання, аналогічно тому, як поширюється звук у повітрі. Вигляд цих процесів показано на рис. 1.8.

Підшипникові вузли від зіткнення дефектів "дзенькають" на своїй власній частоті. Ця частота практично завжди лежить у діапазоні 28-32кГц, а коливання дуже швидко загасають, тому на осцилограмах вони виглядають як імпульси. Амплітуди ударних імпульсів однозначно пов'язані із швидкістю співударяння дефектів і глибиною дефектів.

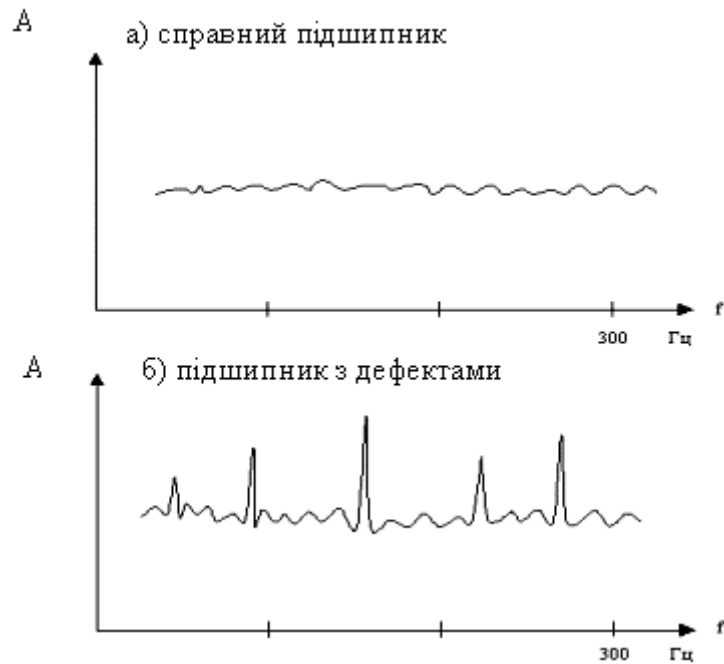


Рис. 1.7. Типовий вигляд спектрів обвідної

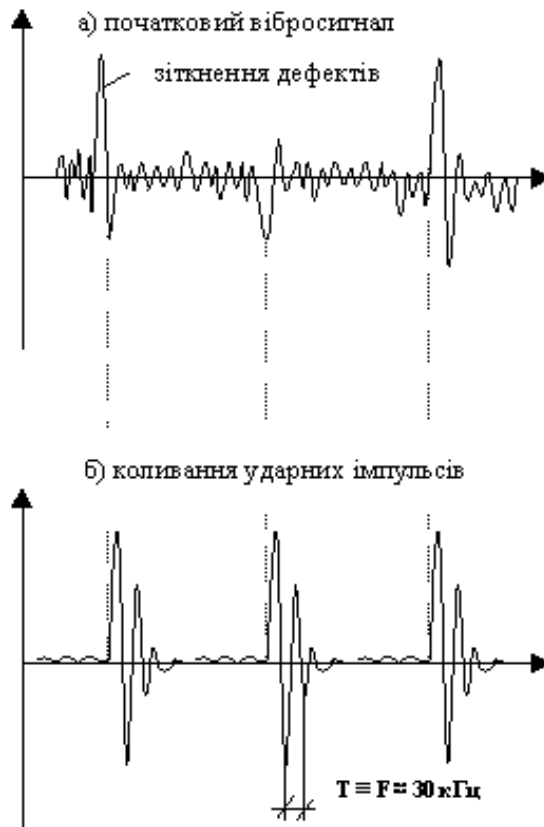


Рис. 1.8. Вигляд сигналів за методом ударних імпульсів

Результати вимірювань дуже легко віднормувати за швидкістю співударяння, знаючи геометрію підшипника і його обороти.

Таким чином, за амплітудами ударних імпульсів можна вірогідно діагностувати наявність та глибину дефектів. При цьому граничні значення, що характеризують той або інший стан підшипника, виявляються абсолютно універсальними, тобто ніяк не залежать від типу та оборотів підшипника.

Метод простий і дешевий у реалізації, має високу чутливість і дуже широко використовується у вібродіагностиці технічного стану устаткування. Велика кількість портативних приладів працюють за цим методом.

Для використання методу існує одне обмеження, пов'язане з конструктивним виконанням механізму. Оскільки мова йде про вимірювання ультразвукових хвиль коливань, що дуже сильно згасають на границях рознімних з'єднань, для коректних вимірювань необхідно, щоб між зовнішнім кільцем підшипника і місцем установки датчика існував суцільний масив металу.

1.3. Особливості вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин

Розвиток мікропроцесорної техніки привів до широкого використання електроприводів разом з двигунами змінного струму, до створення нових СВК параметрів електродвигунів. Порівняно з електроприводами постійного струму, електроприводи на базі асинхронних двигунів (АД) мають значно нижчу вартість, більшу різноманітність, значно більше число регульованих координат та значно простішу конструкцію, і тому широко використовуються на практиці.

Технологічний процес синхронної обробки сировини пов'язаний з підвищеними вимогами до точності виготовлення виробів та їх якості, в результаті чого виникає проблема побудови СВК параметрів взаємозв'язаних РМ. Суть цієї проблеми полягає в автоматичному контролі параметрів взаємозв'язаних РМ для синхронізації частот обертання на високих кутових швидкостях. При роботі РМ між ними виникає несинхронність обертання, за рахунок різних властивостей механізмів та неідеальності виготовлення електричних і механічних елементів. Тому, до основних параметрів, які необхідно контролювати, відносяться: несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ, момент опору та вібрація РМ. Вибір цих параметрів обумовлений тим, що для підвищення якості обробки сировини необхідно забезпечити високу точність синхронізації частот обертання, тобто при роботі на максимальних частотах обертання проводити автоматичний контроль несинхронності обертання. Як вже було зазначено вище, на несинхронність обертання значною мірою впливає технічний стан РМ, зміна якого відображається в першу чергу на віброметричних параметрах РМ. Поява дефекту у підшипниках РМ характеризується відхиленням від норми моменту опору, що і призводить до збільшення несинхронності обертання та зниження якості обробки алмазу. Побудова СВК параметрів взаємозв'язаних РМ дозволить підвищити вірогідність автоматичного контролю та якість обробки сировини.

Існуючі СВК параметрів РМ, як правило здійснюють вимірювання та регулювання частот обертання за класичним методом, з використанням тахометрів чи фотоелектричних сенсорів кутової швидкості та закріпленого на валу ротора модулятора, який інколи дуже складно або зовсім неможливо розмістити. Безупинний ріст вимог до ефективності сучасного промислового виробництва обумовлює необхідність пошуків нових шляхів зниження затрат і, в першу чергу, пов'язаних з відмовою, аваріями і позаплановим простоєм обладнання. Сучасна та достовірна інформація про фактичний стан РМ дає можливість організувати раціональне використання існуючого ресурсу, попереджувати виникнення критичних станів, вимірювати частоти

обертання РМ і проводити технічне обслуговування з найменшими втратами.

Значну частину на сучасних підприємствах (до 95%) складають роторні машини, більшість дефектів і несправностей яких супроводжується зміною умов динамічної рівноваги підшипникових опор. Виникаючі при цьому вібрації несуть багату і діагностичну інформацію про технічний стан РМ. Широке впровадження вібродіагностики, що супроводжується високим рівнем вібрації (дисбаланси, розцентровки, короблення корпусних деталей і т.д.), пов'язані з частотою обертання ротора і кратними до неї гармонійними складовими. Тому частоту обертання доцільно визначати за допомогою вібраційних сигналів, які одержують через закріплені на основі РМ акселерометри. Це дозволяє не тільки вимірювати частоти обертання без додаткового закріплення на вал модулятора, а й одночасно контролювати технічний стан РМ за їхньою вібрацією.

Нестабільність роботи електроприводів як об'єктів керування залежить від способів керування електродвигунами і від властивостей механізмів в процесі експлуатації. Зміна параметрів електроприводів відбувається при зміні таких основних величин: параметрів електромагнітних контурів в колі „перетворювач-двигун”, передатних коефіцієнтів перетворювача, потоку збудження двигунів, моментів інерції механізмів, частот пружних механічних коливань. Крім того, в процесі експлуатації систем можуть спостерігатися значні зміни за спектральним складом та інтенсивності збуджуючих і керуючих впливів, що може привести до значного збільшення динамічних похибок системи, що в свою чергу приводить до необхідності перенастройки параметрів регуляторів для мінімізації цих похибок і забезпечення відносної синхронності обертання РМ [12].

Існує велика кількість СВК, які відрізняються принципом дії, структурою, елементами, принципом контролю і керуванням виконавчим механізмом, родом джерел живлення і т. д. Як відомо із попередніх підрозділів СВК можуть бути аналоговими, в яких несинхронність обертання РМ виділяється різними методами в аналоговій формі; цифровими – в яких задаючим пристроєм є мікропроцесор, а сигнал несинхронності обертання виділяється в цифровій формі у вигляді коду; і змішаними – цифро-аналоговими.

За структурною побудовою СВК можуть бути одно- і багатоканальними, з одним або декількома приймаючими пристроями, з послідовними чи паралельними коректуючими пристроями, простими та взаємозв'язаними складними [2, 3]. На практиці найбільш поширеними є одноканальні слідкуючі системи. Але для верстатів прокатки

металів, перемотки бумаг, ниток та обдирки алмазів, необхідні двоканальні (багатоканальні) СВК з підвищеними вимогами до точності синхронізації частот обертання взаємозв'язаних РМ і достовірності автоматичного контролю. Спрощена схема моделі СВК параметрів взаємозв'язаних РМ та деякі характеристики її роботи зображені на рис.1.9 – 1.11. Вона дозволяє забезпечити автоматичний контроль несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ на максимальній кутовій швидкості, тобто автоматично відслідковувати частоти обертання головної та допоміжної РМ, з подальшою їх автопідстройкою та автоматичний контроль технічного стану РМ за віброметричними параметрами [12, 13].

Об'єктом дослідження (ОД) є процеси отримання інформації про фактичний стан РМ за допомогою методу вимірювання частот обертання і методів автоматичного контролю електромеханічних та віброметричних параметрів.

Роторна машина складається із електрошпинделя та АД змінного струму, конструктивне креслення якої представлено в додатку А. До основи електрошпинделів прикріплені сенсори вібрації (акселерометри A_1 та A_2), за допомогою яких визначається частота обертання та контролюються параметри головної РМ₁ та допоміжної РМ₂.

Вібросигнали (X_1, Y_1, X_2, Y_2) з акселерометрів надходять до схеми автоматичного контролю (САК), яка відслідковує частоту обертання кожної РМ і якщо різниця між частотами обертання головної РМ₁ та допоміжної РМ₂ перевищує задану, то САК подає сигнал U_2 до частотного регулятора (ЧР₂), який зменшує або збільшує частоту обертання допоміжної РМ. За допомогою сигналу U_1 , через ЧР₁ задається частота обертання РМ, яка може змінюватись від 0 до 80 Гц.

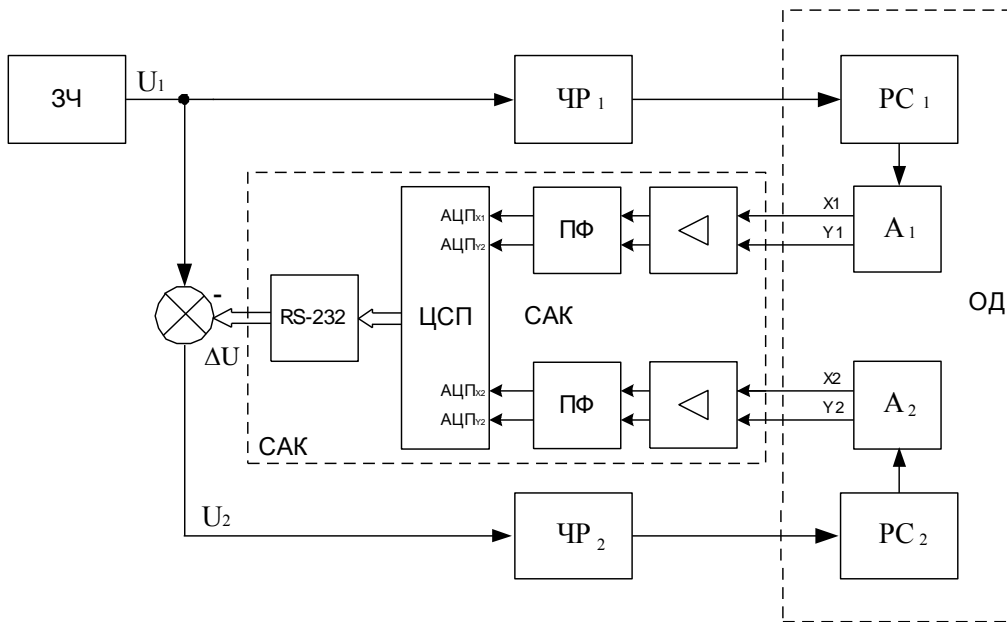


Рис. 1.9. Спрощена модель СВК параметрів взаємозв'язаних РМ

Використання ЧР дозволяє не тільки змінювати частоти обертання АД від нуля і до максимального значення, а й проводити автоматичний контроль несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ в режимі розгону, гальмування, реверсу та уникати дії пускових струмів при запусках і зупинках. При одночасній роботі контурів регулювання, допоміжна РМ синхронно займає положення

$$U_2 = U_1 \pm \Delta U . \quad (1.4)$$

Розвиток в часі перехідної характеристики регульованої N_p РМ, яка ввімкнена в систему автоматичного контролю параметрів взаємозв'язаних РМ з частотними регуляторами (рис. 1.9) та нерегульованої N_n РМ без використання системи регулювання за допомогою ЧР зображені на рис.1.10 [12].

Як видно з рис. 1.10 РМ, що ввімкнена в САК з частотним регулюванням виходить на максимальний режим роботи плавно без коливань, а без використання ЧР помітна нестабільність перехідної характеристики (коливання). Також видно, що регульована РМ має менший час виходу на номінальний режим роботи. Розвиток в часі несинхронності обертання ΔN_p між взаємозв'язаними РМ₁ та РМ₂ при заданій швидкості N_1 зображено на рис. 1.11.

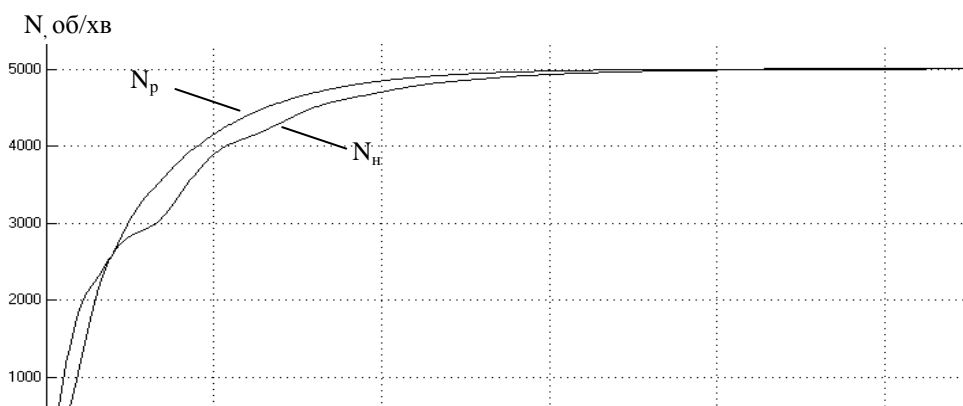


Рис. 1.10. Перехідні характеристики регульованої та нерегульованої роторних машин

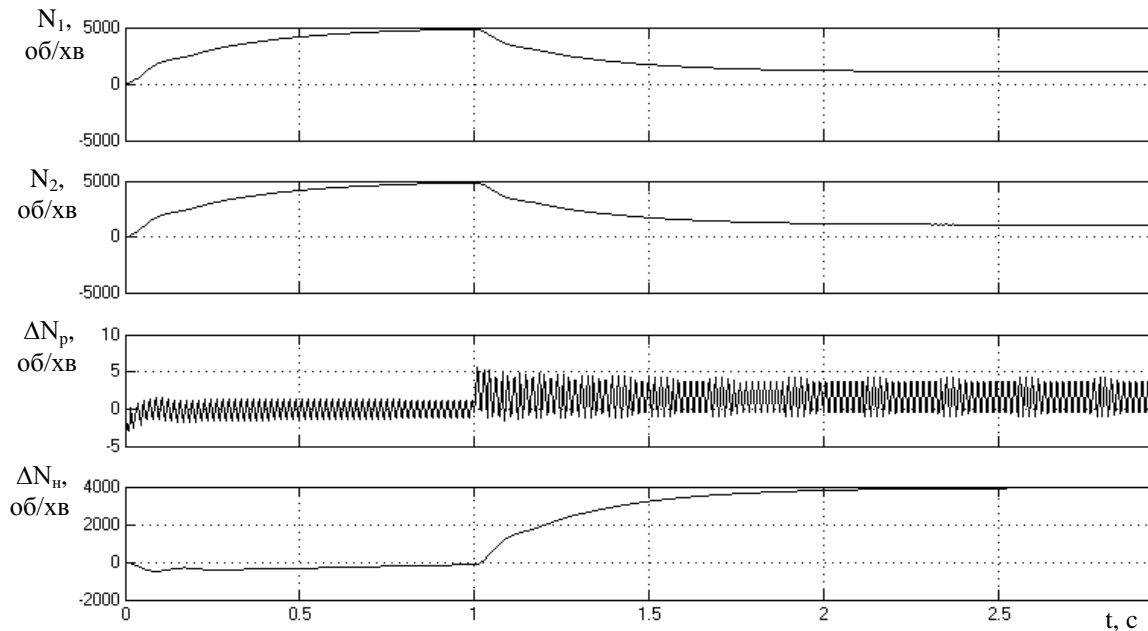


Рис. 1.11. Зміна частот обертання в часі з використанням системи автоматичного контролю та без неї

В нижній частині рис. 1.11 зображено несинхронність обертання $\Delta N_{\text{н}}$ без використання запропонованої слідкуючої схеми автоматичного контролю. Як бачимо з нижньої частини рис. 1.11 синхронізація швидкостей обертання взаємозв'язаних РМ без ввімкнення сенсорів для вимірювання частот обертання у зворотні зв'язки – неможлива. Для того, щоб автоматично контролювати несинхронність обертання, необхідно змінювати частоту обертання ротора допоміжної РМ₂ (див. рис. 1.9).

Миттєві відхилення частоти обертання РМ, які виникають при автоматичному контролі несинхронності (рис. 1.11), залежать від ряду

факторів, головними з яких є: динамічні зміни моменту опору і напруги мережі живлення, параметричні збурення в АД, наявність різного моменту на валах РМ, похибки вимірювання поточних значень швидкості обертання, завади в каналах керування. Тому для розробки СВК віброметричних параметрів взаємозв'язаних РМ з підвищеною вірогідністю та точністю автоматичного контролю потрібні детальні дослідження та вивчення перерахованих вище факторів [12].

1.4. Класифікація систем вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин

В умовах поширення автоматизації технологічних процесів обробки деталей (сировини) і збиранні вузлів та агрегатів, підвищення вимог до продуктивності, точності та якості обробки при масовому виготовленні, все більшого значення набувають СВК параметрів РМ [14]. Тому пропонується класифікація СВК параметрів РМ за такими класифікаційними ознаками (рис. 1.12): кількістю контрольованих параметрів; ступенем автоматизації; способом перетворення вимірювального сигналу; місцем установки в технологічному процесі; методами вимірювання; методами дії на хід технологічного процесу.

За кількістю контрольованих параметрів СВК розділяються на одномірні та багатомірні.

За ступенем автоматизації СВК розділяються на ручні, механізовані, напівавтоматичні та автоматичні.

За способом перетворення вимірювального сигналу СВК діляться на механічні, пневматичні, електричні, гідравлічні та оптичні.

За місцем установки в технологічному процесі СВК може бути до позиції обробки, на позиції обробки та після позиції обробки.

За методами вимірювання СВК розділяються на абсолютні та відносні.

За методами дії на хід технологічного процесу СВК може здійснювати автоматичний контроль до обробки, в процесі обробки, після обробки та самонастроювальний автоматичний контроль.

СВК параметрів взаємозв'язаних РМ використовують у тих випадках, коли з тією чи іншою заданою точністю потрібно підтримувати параметри робочих органів промислових установок. Режими роботи СВК можуть бути дуже різноманітними в залежності від режимів роботи промислових установок в технологічному процесі. Найбільш характерним є режим довготривалої роботи в устаткуваннях з непередбаченим технологічним процесом. До таких установок відносяться: безперервні прокатні стани, паперовиробні машини, верстати для обточки алмазів та інші. В залежності від вимог до точності,

СВК виконуються з різними інформаційними та керуючими пристроями.

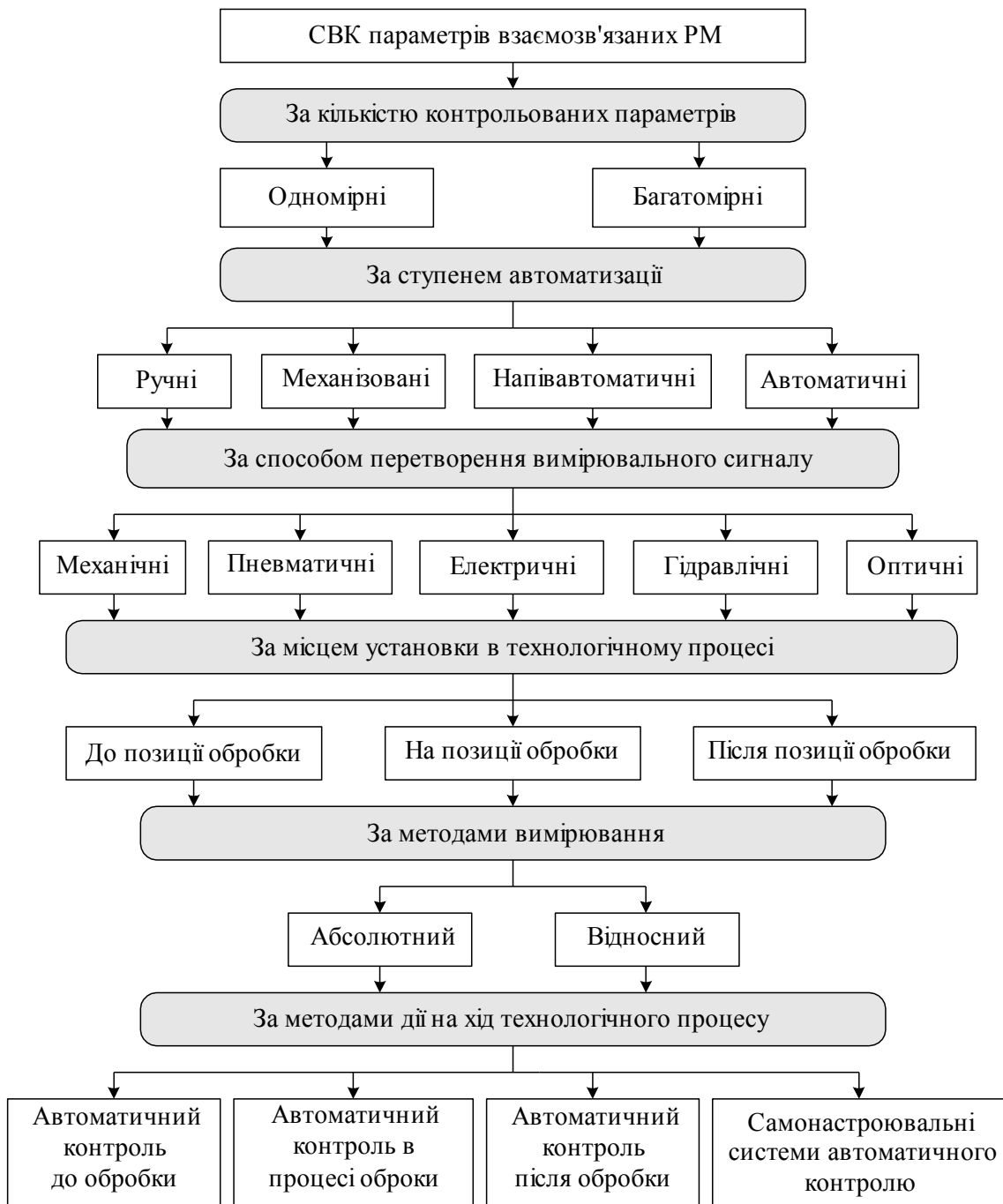


Рис. 1.12. Класифікація СВК параметрів взаємозв'язаних РМ

2. МОДЕЛЬ ТА МЕТОД СИСТЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН

2.1. Модель збудження вібрації у роторних машинах

Існуючі структурні та математичні моделі збудження вібрації побудовані на гіпотезі одночасного взаємозв'язку енергетичних параметрів вібрації з мірами серйозності дефектів елементів. Деякі з них враховують так само зв'язок кінематики дефекту і частоти обертання ротора із частотою пульсації середньої потужності вібрації. Як вхідні положення подальших досліджень контактів кочення використовуються факти та допущення, що обґрунтовані й прийняті у теорії контактної гідродинаміки [15-17], теорії навантаженого механічного контакту [18], теорії пружних систем [19, 20]:

1. Механічні вібрації збуджуються мікронерівностями поверхонь кочення, розміри яких значно менші розмірів плями контакту в напрямку кочення;

2. Допускається справедливність гіпотези про еквівалентність контакту двох шорсткуватих поверхонь контакту шорсткуватої і гладкої поверхонь з перерахуванням параметрів еквівалентної шорсткуватої поверхні;

3. Внутрішня структура контактуючих тіл кочення однорідна, контакт двох гладких поверхонь кочення супроводжується їхньою деформацією відповідно до теорії Герца і не викликає виникнення вібрації при прямованні одного тіла по іншому;

4. Плівка мастила в контакті має значно меншу товщину, чим деформація контактуючих поверхонь і не впливає на розподіл зусиль у контакті;

5. Тиск у контакті розподілено по напівеліптичному закону, який можна для спрощення викладень замінити на косинусуїдальний;

6. Товщина плівки мастила в контакті залишається постійною на всій площі контакту;

7. Прослизання в контакті кочення відсутнє;

8. Деформації тіл кочення у контакті – абсолютно пружні, тіла цілком відновлюють свою форму після виходу з контакту.

Тіла, що котяться, стискаються статичною силою P , під дією якої відбувається їх деформація у зоні контакту. Для циліндричних тіл форма площадки контакту прямокутна. Розподіл напруги у зоні контакту рівномірний уздовж осей циліндрів і напівеліптичний за напрямком вектора швидкості кочення. Ідеальна форма тіл кочення обумовлює незмінний характер розподілу напруги у матеріалі контактуючих тіл в зоні контакту при перекочуванні. Таким чином,

динамічне збудження у контактуючих тілах не виникає і пружні хвилі напруги у матеріалі тіл кочення не збуджуються.

Для циліндричних контактуючих тіл контурні площадки мають вигляд вузьких смужок, які лежать у площині зони контактування тіл та орієнтованих повздовж осей тіл кочення. Ширина смуги Δu повинна бути досить малою, щоб у її межах контурний тиск незначно змінювався, а величину цього контурного тиску можна було б вважати незмінною.

Таким чином, якщо для контактуючої площадки Δs кількість мікроконтактів як функція тиску P описується виразом [16]

$$n_{\Delta s}(P) = C_{n\Delta s} P, \quad (2.1)$$

а величина контурного тиску підпорядковується залежності

$$P(y) = P_0 \cos\left(\frac{\pi}{2b} y\right), \quad (2.2)$$

то для будь-якої контурної площадки такої ж площі одержимо залежність кількості мікроконтактів від координати y і тиску P

$$n_{\Delta s}(P, y) = P_0 C_{n\Delta s} \cos\left(\frac{\pi}{2b} y\right). \quad (2.3)$$

Тут $C_{n\Delta s}$ – постійна контактування для площадки $\Delta s = \Delta y l$; b, l – ширина і довжина зони контактування; P_0 – тиск у центрі контактної зони; y – відстань від елементарної площадки до центра контакту.

Середня щільність мікроконтактів (тобто кількість мікроконтактів на одиницю площі) визначається як

$$n(P_0, y) = \frac{n_{\Delta s}(P, y)}{\Delta s} = P_0 C_n \cos\left(\frac{\pi}{2b} y\right), \quad (2.4)$$

де $C_n = C_{n\Delta s} / \Delta s$ – постійна щільності контактування для площадки.

Похідна від $n_0(P_0, y)$ характеризує швидкість зміни щільності контактування від координати y :

$$n_0(P_0, y) = \frac{\partial}{\partial y} n(P_0, y) = -\frac{\pi}{2b} P_0 C_n \sin\left(\frac{\pi}{2b} y\right). \quad (2.5)$$

З урахуванням цього, для контактуючої площадки малої ширини Δy в межах дозволених значень координати y ($-b < y < b$) будемо мати деяку кількість мікроконтактів, які вступили у взаємодію:

$$\Delta n(P_0, y) = n_0(P_0, y)\Delta y l = -\Delta y l \frac{\pi C_n P_0}{2b} \sin\left(\frac{\pi}{2b} y\right). \quad (2.6)$$

Для малих значень $\Delta y \ll y$, що справедливо майже в будь-якому випадку на інтервалі $(-b; b)$ крім точки $y=y_0$, де $n_0(P_0, y=0) = 0$, може бути визначена тривалість i -го силового імпульсу, сформованого i -им мікроконтактом, що виникає при $y=y_i$ та зникає при $y=-y_i$ [17]:

$$t_i = \frac{2y_i}{V} = \frac{4y_i}{D_\epsilon \omega_\epsilon}, \quad (2.7)$$

де $V = \frac{D_\epsilon \omega_\epsilon}{2}$ – швидкість кочення; D_ϵ – діаметр тіла кочення; ω_ϵ – кутова швидкість тіла кочення.

Комплексний спектр прямокутного імпульсу тривалістю t_i має вигляд [20]

$$S_i(\omega, t_i) = q_i t_i \frac{\sin\left(\frac{\omega t_i}{2}\right)}{\frac{\omega t_i}{2}}, \quad (2.8)$$

де q_i – амплітуда i -го силового імпульсу, обумовленого деформацією i -го мікрорівняння.

Цей же спектр, що залежить від координати початку контактування y_i може бути представлений у вигляді

$$S_i(\omega, y_i) = q_i \frac{4y_i}{D_\epsilon \omega_\epsilon} \frac{\sin\left(\frac{4\omega y_i}{2D_\epsilon \omega_\epsilon}\right)}{\frac{4\omega y_i}{2D_\epsilon \omega_\epsilon}} = q_i \frac{2 \sin\left(\frac{2\omega y_i}{D_\epsilon \omega_\epsilon}\right)}{\omega}. \quad (2.9)$$

Величина q_i має випадкову природу, що обумовлена формою і розмірами мікрорівнянь, і так само матеріалом контактуючих поверх-

хонь. Середньому значенню $q_i - M[q_i] = q_0$ буде відповідати середній спектр [20,21]

$$S_0(\omega, y) = q_0 \frac{2 \sin\left(\frac{2\omega y}{D_\epsilon \omega_\epsilon}\right)}{\omega}, \quad (2.10)$$

який можна розглядати як функцію довільної координати y у початку (закінченні) контактування мікроступу. Усереднений результуючий спектр, пов'язаний з мікроконтактуванням на інтервалі Δy , дорівнює

$$S_{\Delta y}(\omega, y, P_0) = \Delta n(P_0, y) S_0(\omega, y). \quad (2.11)$$

Для того, щоб дістати спектр усіх імпульсів, які виникають на ділянці $(-b; 0)$ плям контакту, підсумуємо спектри для всіх контурних площадок, пронумерувавши їх від $j=1$ до $j = b/\Delta y$. В результаті отримаємо

$$S_{\Sigma}(\omega, P_0) = \sum_{j=1}^{\frac{b}{\Delta y}} S_{\Delta y}(\omega, y_j, P_0) = \sum_{j=1}^{\frac{b}{\Delta y}} \Delta n(P_0, y_j) S_0(\omega, y_j). \quad (2.12)$$

Після підстановки рівнянь (2.6 та 2.10) у (2.12) отримаємо

$$S_{\Sigma}(\omega, P_0) = \sum_{j=1}^{\frac{b}{\Delta y}} \left(-l \frac{C_n P_0 \pi}{2b} \sin\left[\frac{\pi}{2b} y_j\right] \right) \left(\frac{2q_0}{\omega} \sin\left[\frac{2\omega y_j}{D_\epsilon \omega_\epsilon}\right] \right) \Delta y. \quad (2.13)$$

При $\Delta y \rightarrow 0$ кінцева сума переходить в інтеграл

$$S_{\Sigma}(\omega, P_0) = \int_{-b}^0 \left(-l \frac{C_n P_0 \pi}{2b} \sin\left[\frac{\pi}{2b} y_j\right] \right) \left(\frac{2q_0}{\omega} \sin\left[\frac{2\omega y_j}{D_\epsilon \omega_\epsilon}\right] \right) dy. \quad (2.14)$$

Розв'язавши інтеграл, отримаємо

$$S_{\Sigma}(\omega, P_0) = \frac{8C_n P_0 q_0}{\pi D_\epsilon \omega_\epsilon} \frac{\pi^2 D_\epsilon^2 \omega_\epsilon^2}{\pi^2 D_\epsilon^2 \omega_\epsilon^2 - 16b^2 \omega^2} \cos\left(\frac{2b\omega}{D_\epsilon \omega_\epsilon}\right). \quad (2.15)$$

Врахувавши, що ширина площадки контактування b є функцією сили P , яка прикладена до контакту

$$b = C_6 P^{\frac{1}{3}}, \quad (2.16)$$

$$\text{де } P = l \int_{-b}^b P(y) dy = l \int_{-b}^b P_0 \left(\cos \left[\frac{\pi y}{2b} \right] \right) dy = \frac{4lP_0 b}{\pi},$$

C_6 – постійна величина, яка залежить від діаметрів контактуючих тіл і модуля пружності матеріалу [15].

З урахуванням (2.15) отримаємо

$$S_{\Sigma}(\omega, P) = \frac{2C_n P^{\frac{2}{3}} q_0}{l C_6 D_6 \omega_6} \frac{1}{1 - \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \left(\frac{2C_6 P^{\frac{1}{3}}}{D_6 \omega_6}\right)^2 \omega^2} \cos \left(\frac{2C_6 P^{\frac{1}{3}} \omega}{D_6 \omega_6} \right). \quad (2.17)$$

Тоді спектр амплітуд для збурення буде мати вигляд

$$S_{\Sigma}(S_0, \varphi) = S_0 \left| \frac{\cos(\varphi)}{1 - \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \varphi^2} \right|, \quad (2.18)$$

де $S_0 = \frac{C_{s0} P^{\frac{2}{3}}}{l D_6 \omega_6}$ – постійна складова спектру сили, яка пов'язана з мікроконтактуванням;

$C_{s0} = \frac{2C_n q_0}{C_6}$ – стала величина, яка залежить від механічних ха-

рактеристик тіл, що контактують;

$\varphi = \frac{2C_6 P^{\frac{1}{3}} \omega}{D_6 \omega_6}$ – нормована частота.

Із рівняння (2.18), випливає, що:

1. Спектр збуджуючої сили знаходиться в пропорційній залежності від лінійної швидкості в контакті кочення ($V = \frac{D_\epsilon \omega_\epsilon}{2}$) і змінюється по закону степені ($-\frac{1}{3}$) від P ;

2. Спектральна густина сили вібрації в області низьких частот змінюється по закону степені ($\frac{2}{3}$) в залежності від навантаження на контакт;

3. З підвищенням лінійної швидкості відбувається перерозподіл енергії, за рахунок зниження рівня низькочастотних компонентів вібрації за законом ($\frac{1}{V}$).

Вигляд залежності амплітудного спектра силових впливів, які сформовані у контакті кочення, близький до амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) фільтра нижніх частот. Під дією навантаження на контакт, параметри АЧХ – коефіцієнт передачі на нульовій частоті

$$S_0(P) = \frac{2C_n q_0 P^{\frac{2}{3}}}{ID_\epsilon \omega_\epsilon C_\epsilon} \quad (2.19)$$

та частота нескінченного згасання

$$\omega_1(P) = \frac{3 \pi D_\epsilon \omega_\epsilon}{4 C_\epsilon} P^{-\frac{1}{3}} \quad (2.20)$$

змінюються.

Для побудови моделі контакту як формувача діагностичних параметрів, які відображаються вібрацією, представимо у вигляді генератора білого шуму [17, 20] і фільтра верхніх частот другого порядку з атенюатором на вході (рис.2.1).

Урахування рівнянь (2.19) та (2.20) у моделі будемо здійснювати через залежний від навантаження P коефіцієнт передачі атенюатора

$$k_s = k_s(P, R_1, R_2) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = R_{20} \frac{P^{\frac{2}{3}}}{P_{\max}^{\frac{2}{3}}} \frac{1}{R_1 + R_{20}} \quad (2.21)$$

і частота нескінченного згасання АЧХ фільтра

$$\omega_{\infty} = k_{\infty} \omega_0 = \omega_1(P) = A_{\omega} P^{-\frac{1}{3}}, \quad (2.22)$$

де P_{\max} – максимальне зусилля, що діє на контакт;

R_1, R_2 – опори відповідних елементів атенюатора ($R_{20} = R_2(P=0)$);

$C(P), L, R$ – параметри елементів формуючого фільтра;

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}}$ - частота зрізу формуючого фільтра;

k_{∞} - пропорційний коефіцієнт.

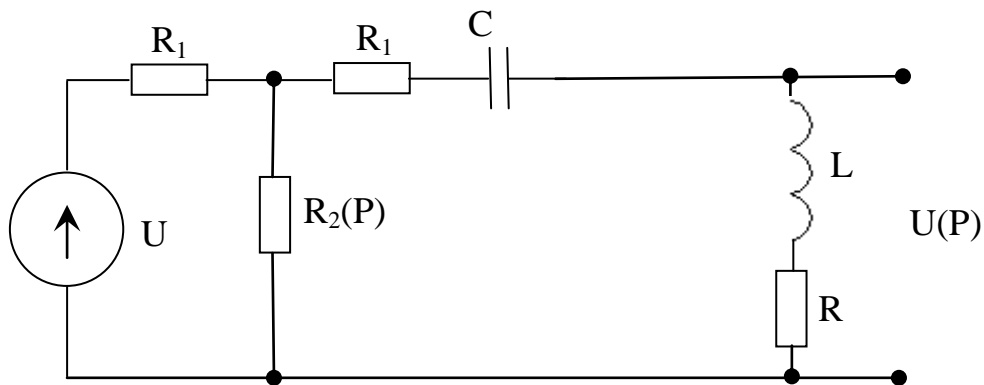


Рис. 2.1. Еквівалентна схема формувача комплексних діагностичних параметрів механічної частини у контактї кочення

З рівнянь (2.21) та (2.22) отримаємо параметри моделі, що залежить від P :

$$\omega_0(P) = \frac{\omega_1(P)}{k_{\infty}} = \frac{A_{\omega} P^{-\frac{1}{3}}}{k_{\infty}}, \quad (2.23)$$

$$R_2(P) = R_{20} \frac{P^{\frac{2}{3}}}{P_{\max}^{\frac{2}{3}}}. \quad (2.24)$$

Коефіцієнт k_{∞} та інтенсивність шуму генератора на вході

$$U = \frac{2C_n q_0 P_{\max}^{\frac{2}{3}}}{D_{\theta} \omega_{\theta} l C_{\theta}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (2.25)$$

вибирається з умови мінімуму похибки апроксимації квадрата амплітудного спектра (2.18) усередненим спектром потужності шумового сигналу на виході фільтра. Маючи вирази для параметрів еквівалентного формуючого фільтра і джерела вхідного сигналу, запишемо систему рівнянь для його узагальнених координат у просторі станів [22-24]

$$\frac{dX_k(t)}{dt} = A_k(t)X_k(t) + B_k(t)U_k(t), \quad (2.26)$$

$$\text{де } A_k(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{-1}{\omega_0^2} & \frac{-1}{L} \left(R_2 + R_1 + R - \frac{R_2^2}{R_1 + R_2} \right) \end{bmatrix}, \quad B_k(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{R_2}{R_1 + R_2} & 0 \end{bmatrix},$$

$$X_k(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, \quad U_k(t) = \begin{bmatrix} u(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad R_2 = R_2(P), \quad \omega_0 = \omega_0(P), \quad P = P(t),$$

$P(t)$ – закон зміни динамічного навантаження в часі.

Модель у вигляді рівнянь (2.26) дає можливість описати еквівалентну вібрацію, яка збуджується в обоймі підшипникового вузла контактами навантаження тіл кочення. У структурі матриці B передбачено коефіцієнт, який визначає частку статичного навантаження сприйнятого i -тим контактом у залежності від кута сприйняття навантаження. В такому вигляді рівняння (2.26) може бути включене до складу глобальної системи рівнянь всієї опори, що описує динаміку кочення, виконуючи роль моделі формувача вібрації підшипника.

Крім того, модель контакту кочення як формувача діагностичних параметрів, які відображаються вібрацією у вигляді еквівалентної електричної схеми рис. 2.10 і опис залежностей параметрів цієї моделі від параметрів самої опори та її режиму, може бути впроваджена до складу динамічної моделі опори, представленою еквівалентною електричною схемою, яка отримана методом електромеханічних аналогій [25].

З вищесказаного випливає, що створювані підшипниками кочення порушення відносяться до розряду кінематичних, коли вихідними є не навантаження, а взаємні переміщення зовнішнього і внутрішнього кілець підшипників.

Спектральні характеристики і загальні рівні порушень у смугах частот є основною інформацією при утворенні сигналів вібрації підшипників кочення.

Достовірне оцінювання параметрів вібраційних сигналів перетворюється в складну вимірювальну задачу, рішення якої пов'язане з рядом вимог до вимірювальних каналів віброприскорення. Найважливіші з них такі:

- ефективне виділення вібраційних сигналів в інформаційній смузі частот;
- максимальне подавлення завад, які надходять у вимірювальні канали ззовні, разом з інформативною компонентою вібрації;
- мінімальне спотворення вторинних діагностичних параметрів під час перетворення вібросигналів у вимірювальних каналах;
- мінімальний рівень власних шумів вимірювальних каналів.

Результуюча вібрація опори являє собою складний продукт перетворень первинного збурення, яке кількісно характеризується первинними діагностичними параметрами. Навантаження на опору РМ носить циклічний характер, а зміна первинних діагностичних параметрів – періодичне, що відображається на законі зміни параметрів результуючої вібрації опори. Рух центра ваги шийки ротора в підшипнику кочення з позитивним радіальним зазором було розглянуто в [23 - 25]. Траєкторію руху в часі центра ваги шийки ротора в найпростішому вигляді можна представити у вигляді згорненої синусоїди. А механічні коливання можна описати рівнянням [26]

$$X(t) = a \left| \sin \left(\frac{\omega}{2} \left[1 - \frac{D_T}{D_{cp}} \cos(b) \right] z \frac{t}{2} \right) \right|, \quad (2.27)$$

де a – максимальне зміщення внутрішнього кільця підшипника;

ω – кутова швидкість ротора;

D_T – діаметр тіла кочення;

D_{cp} – середній діаметр підшипника;

b – кут контакту;

z – кількість тіл кочення;

t – час.

Графічне представлення промодельованих механічних коливань (вібросигналів), які виникають на поверхні РМ, зображено на рис. 2.2.

Еквівалентна схема, яка зображена на рис. 2.1, може бути замінена еквівалентним генератором з комплексним входним опором, який описується виразом (2.27), і так само може бути включений до складу еквівалентної електричної схеми опори, отриманої згаданим методом електромеханічних аналогій.

Таким чином, побудована математична модель збудження вібрації у РМ, на основі якої встановлено:

1. Потужність і спектральний склад вібрації, яка проникає до місця спостереження на корпусі РМ, обумовлюється особливостями механізмів і параметрами кінематичного та силового впливу на РМ, потужністю і спектральним складом вібрації, яка збуджується в контактах кочення, залежать від дисипативних і частотних властивостей опори РМ, які істотно відрізняються для різних частотних областей. Названі властивості опори кочення як генератора, так і перетворювача вібрації залежать від силового навантаження на опору, яке додає додатковий приріст при виникненні дефектів у РМ.

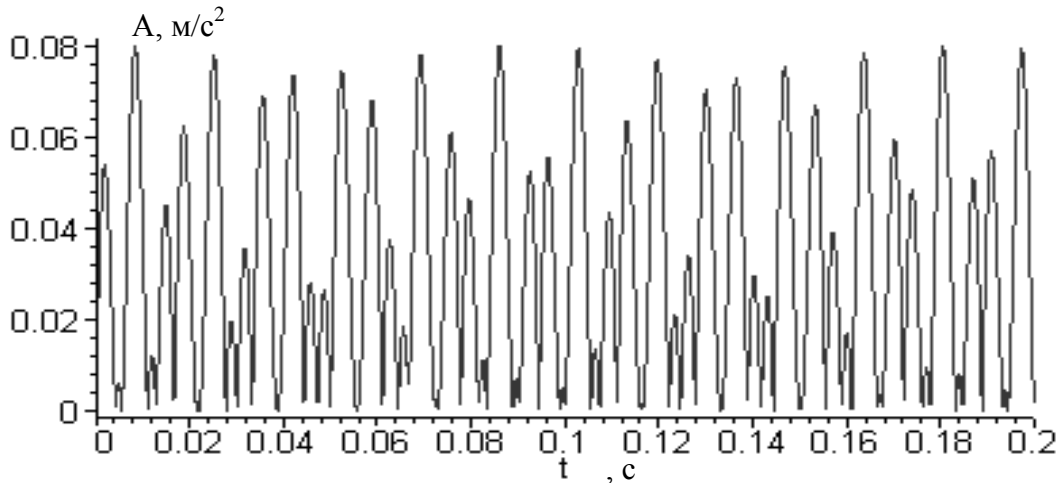


Рис. 2.2. Характеристика зміни механічних коливань РМ

2. Одержання інформації з періодично нестационарного випадкового процесу із використанням комплексних частотно-енергетичних параметрів висуває додаткові вимоги до технічних засобів вимірювальних каналів (ВК) для автоматичного контролю віброметричних параметрів РМ, які у загальному вигляді можуть бути сформовані як вимоги достатнього динамічного діапазону, достатньої ширини та високої рівномірності АЧХ каналів в інформативній смузі частот.

2.2. Метод вимірювання частот обертання роторних машин за віброметричними параметрами

2.2.1. Конструктивна схема реалізації методу вимірювання частот обертання роторних машин за віброприскоренням

До основних методів вимірювання частот обертання, які найшли найширше розповсюдження в контрольно-вимірювальній техніці відносяться такі: відцентрові, магнітоіндукційні, електричні (постійного та змінного струму), індуктивні, фотоелектричні та стробоскопічні [26].

Безупинний ріст вимог до ефективності сучасного промислового виробництва обумовлює необхідність пошуків нових шляхів зниження затрат і, в першу чергу, пов'язаних з відмовою, аваріями і позаплановим простоєм обладнання. Широке впровадження вібродіагностики РМ, що супроводжується високим рівнем вібрації, пов'язані з частотою обертання ротора і кратними до неї гармонійними складовими. Тому, розглянемо питання побудови методу вимірювання частоти обертання РМ за сигналом віброприскорення, що одержують через закріплені на основі РМ акселерометри, які вимірюють механічні коливання по двох осях – X та Y . Це дасть змогу одночасно вимірювати частоти обертання РМ без додаткового закріплення на вал модулятора та контролювати технічний стан віброметричних параметрів, чого не дозволяє зробити ні один із відомих методів.

Для реалізації такого методу необхідно, щоб сенсори вібрації були розміщені концентрично під певним кутом φ , а найкраще використати двохкомпонентний акселерометр в якому вісь Y – перпендикулярна корпусу РМ та горизонтальній площині, а вісь X – перпендикулярна до осі Y (рис. 2.3). Тоді кут φ між осями стає відомим і дорівнює 90° . Вимірні параметри віброприскорення будуть зміщеними в часі один відносно іншого на невідомий проміжок часу T , який необхідно розраховувати.

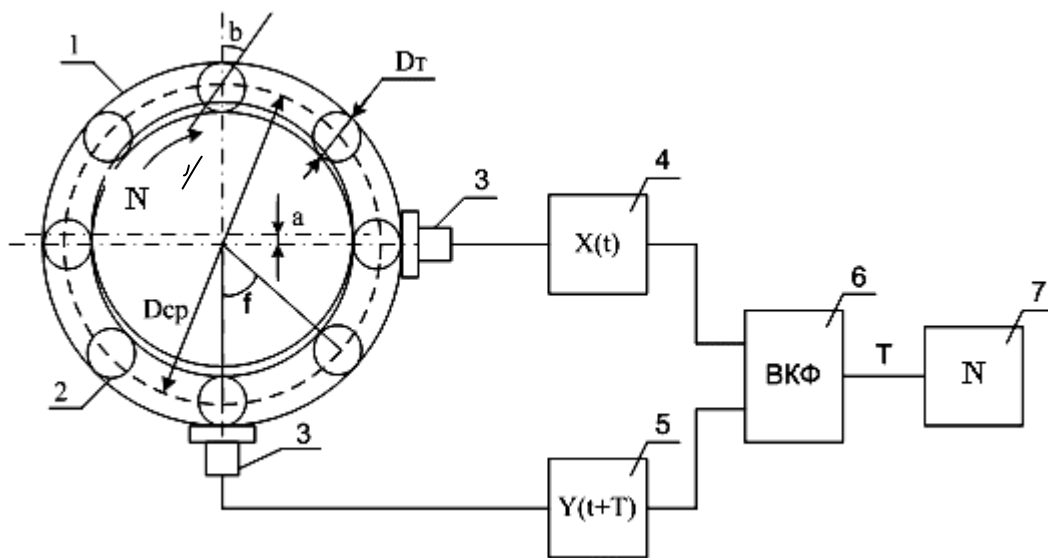


Рис. 2.3. Конструктивна схема реалізації методу вимірювання частоти обертання РМ за віброметричними параметрами: 1 – підшипниковий вузол РС; 2 – тіло кочення; 3 – сенсори вібрації; 4, 5 – блоки перетворення механічних коливань у сигнали віброприскорення; 6 – блок визначення часу затримки T через утворену ВКФ між вимірними сигналами віброприскорення; 7 – блок визначення частоти обертання N

Для цього між двома вимірними параметрами вібрації потрібно утворити взаємкореляційну функцію (ВКФ), з якої визначається невідомий час затримки T між зсуnutими в часі ВС. При відомому куті φ та визначеному часові затримки T , кутова швидкість ω визначається за відомою формулою $\omega \approx \Delta\varphi/\Delta T$ [26 - 29].

Таким чином, використання такого методу вимірювання частот обертання РМ дозволить не тільки визначати кутову швидкість без додаткового закріплення на вал модулятора, який потрібний під час використання відомих методів вимірювання кутової швидкості, а й контролювати технічний стан вібрації РМ.

2.2.2. Модель та алгоритм перетворення віброметричних параметрів у частоту обертання вала роторних машин

Як вже було згадано вище, джерелами вібрації РМ є підшипникові вузли, які мають широкий спектр частот – від декількох Гц до десятків кГц. Низка причин приводить до підшипникових вібрацій [26]:

- наявність у підшипниках декількох елементів, що роблять складний рух з різними кутовими швидкостями;
- недосконалості підшипників кочення, що утворилися на стадії їхнього виготовлення;
- овальність, гранність доріжок та тіл кочення, наявність радіального зазору, дисперсія діаметрів тіл кочення і т.д.;
- недосконалості, що виникають при збиранні РМ – перекося кілець, недотримання допусків на посадки кілець на вал і в корпус і т.д.;
- недосконалості, що виникають при експлуатації РМ – зношення, забруднення змазки, збільшення радіального зазору та інші.

Зазначені причини, кожна окремо та всі в цілому, приводять до складного характеру руху центра вала під впливом сил взаємодії контактуючих деталей.

Перераховані в попередньому підрозділі вимоги визначають структуру ВК, функції і параметри модулів, що входять в них. В найбільш загальному вигляді схема вимірювальних каналів віброприскорення для визначення частот обертання та технічного стану РМ представлена на рис.2.4 [30].

Оцінка якості роботи каналів може бути зроблена на основі аналізу перетворень вібросигналу (ВС) модулями, які входять в нього, побудові та аналізу експериментальних даних. На практиці ВС доцільно знімати з двокомпонентного сенсора вібрації, підсилювати за допомогою вхідного вимірювального перетворювача 5, виділяти інформативну смугу частот за допомогою смугового фільтру (СФ) 6,

який несе інформацію тільки про інформативну частоту обертання вала 3 РМ. Потім ВС потрібно масштабувати у відповідності з вибраним аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) 8 за допомогою масштабованого перетворювача (МП) 7. Після цього аналогові сигнали $X(t)$ та зміщений на $\pi/2$ - $Y(t)$ перетворюються в квантовано-дискретизовані сигнали, які в однакові інтервали часу t_i , що залежать від частот обертання підшипників РМ, мають відповідні значення напруг U_{x_i} , U_{y_i} . Виміряні значення часу та напруги надходять до цифрового сигнального процесора (ЦСП) 9, який запам'ятовує та обробляє ці значення в реальному масштабі часу [30].

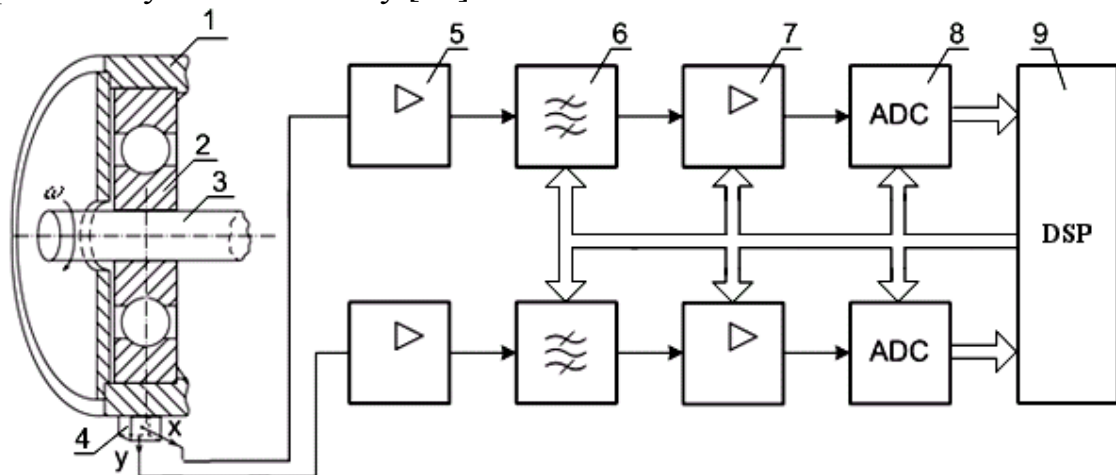


Рис. 2.4. Схема ВК віброприскорення: 1 – корпус РМ; 2 – підшипник; 3 – вал; 4 – двокomпонентний сенсор-акселерометр; 5 – вхідний вимірювальний перетворювач; 6 – смуговий фільтр; 7 – масштабний перетворювач; 8 – аналого-цифровий перетворювач; 9 – цифровий сигнальний процесор

Для вимірювання частот обертання РМ за допомогою концентрично розташованих сенсорів вібрації використаємо наступний алгоритм визначення ВКФ в ЦСП із затриманих в часі параметрів ВС $X(t)$ та $Y(t+T)$. Якщо виміряні значення часу та напруги піддати кореляції, то утвориться ВКФ $R_{XY}(T)$, яка виражатиме ступінь кореляції між двома ВС в залежності від їхнього взаємного зсуву (часу затримки) T у часовій області [27]. Час, при якому досягається максимуму ВКФ, буде відображати час затримки T , за яким визначаються частоти обертання РМ. ВКФ для визначення частот обертання РМ за виміряним параметром запишемо у вигляді [30, 31]

$$R_{XY}(T) = \sum_{v=1}^n S_{X_v} S_{Y_v} \cos(\Psi_v - v2\pi f_0 T), \quad (2.28)$$

де S_X , і S_Y – СКЗ вимірних параметрів напруги вібро сигналів $X(t)$ та $Y(t)$;

Ψ_ν – фазовий зсув між ν -ми гармоніками досліджуваних сигналів,
 $\frac{\pi}{2}$;

ν – номер вимірюваного вхідного сигналу;

f_0 – частота слідування вхідних тактових імпульсів;

T – час затримки між ВС $X(t)$ та $Y(t)$, який потрібно визначити;

n – кількість вимірних параметрів (вибірка).

Експериментальні дані часу та напруги при заданих, за допомогою частотних регуляторів, частотах обертання РМ 3140 об/хв, які отримані з використанням схеми, наведеної на рис. 2.4, представлені в графічному вигляді на рис. 2.5. В нижній частині рис. 2.5 показано зміну в часі вхідного ВС по осі X , а у верхній – по осі Y .

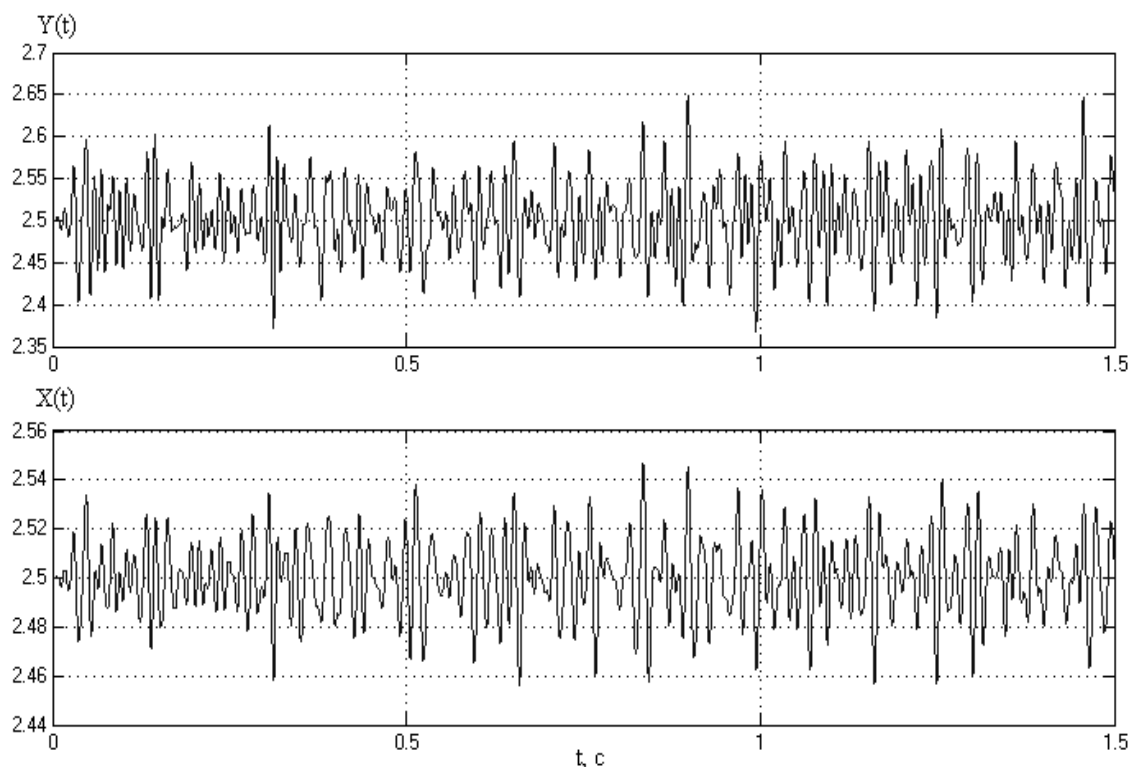


Рис. 2.5. Результат вимірювання параметрів віброприскорення на частоті обертання 3140 об/хв

Підставивши записані в пам'ять ЦСП значення напруги отримаємо такі середньоарифметичні значення по осях X та Y : $\bar{U}_x = 2.5024 (V)$, $\bar{U}_y = 2.5004 (V)$ (див. рис. 2.5).

Середньоквадратичні значення вимірної напруги по осі X та Y також визначаються за допомогою сигнального процесора, і згідно з

віброметричними даними (див. рис. 2.5) на частоті обертання 3140об/хв, дорівнюють: $S_x = 2.5019 (B)$, $S_y = 2.5017 (B)$.

Для визначення часу затримки між двома ВС за вимірними квантовано-дискретизованими сигналами необхідно створити ВКФ. Її можна одержати з вимірних даних, підставивши в рівняння (2.28) обчислені середньо квадратичні значення вимірних вібропараметрів.

Виконавши перераховані вище дії, отримаємо ВКФ між двома зсунутими по фазі ВС $X(t)$ та $Y(t+T)$, що зображена на рис.2.6.

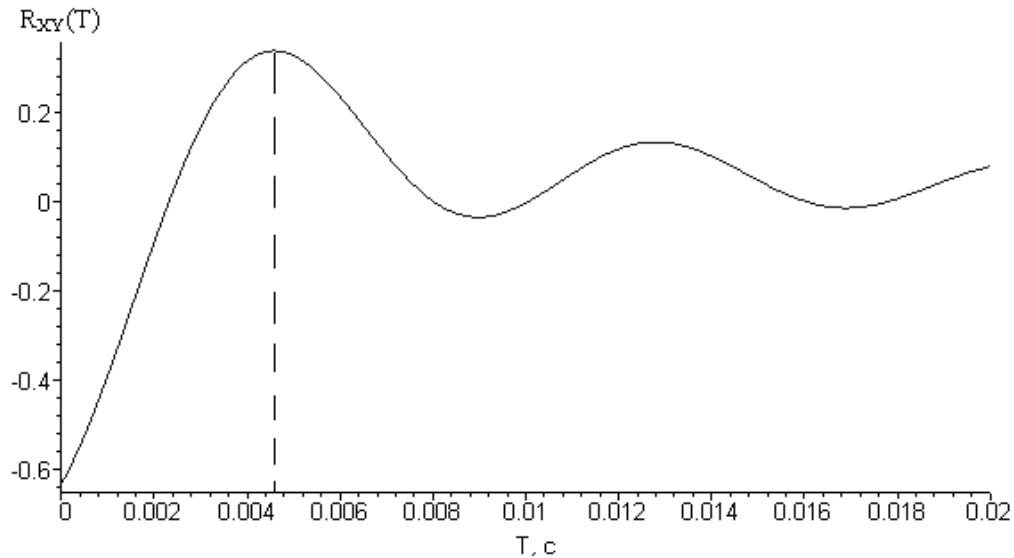


Рис. 2.6. Характеристика ВКФ досліджуваних ВС

Згідно [30 – 35], максимум утвореної ВКФ буде рівним часу затримки T . На рис. 2.6 це значення показане штриховою лінією. Розрахувати цей час в ЦСП можна за допомогою невластного інтегралу від нормованої ВКФ $R_{XY}(T)$

$$T = \frac{1}{n} \int_0^{t_B} \frac{R_{XY}(T)}{S_X \cdot S_Y} dT, \quad (2.29)$$

де t_B – час вимірювання віброприскорення за осями X і Y .

Підставивши утворену ВКФ за допомогою рівняння (2.28) у співвідношення (2.29), отримаємо числове значення часу затримки, яке дорівнює $T=4,79$ мс. При відомому куті між сенсорами вібрації та обчисленому часу затримки T , кутову швидкість РМ ω визначимо за формулою

$$\omega_0 \approx \frac{\varphi}{T} = \frac{\pi}{2T}, \quad (2.30)$$

а частота обертання N_0 буде дорівнювати

$$N_0 = \frac{60}{2\pi} \omega = \frac{60}{4T}. \quad (2.31)$$

Підставивши визначений час затримки T в рівняння (2.31), отримаємо виміряну частоту обертання РМ, яка складає

$$N_6 = \frac{60}{4 \cdot 4,79 \cdot 10^{-3}} \approx 3132 \text{ об/хв.}$$

Знаючи задану за допомогою частотного регулятора частоту обертання РМ, яка дорівнює $N_3 = 3140$ об/хв, визначимо абсолютну Δ та відносну δ похибки [36, 37]:

$$\Delta = |N_3 - N_6| = |3140 - 3132| = 8 \text{ об/хв,} \quad (2.32)$$

$$\delta = \frac{\Delta}{N_3} 100\% = \frac{8}{3140} 100\% = 0.25\%. \quad (2.33)$$

Якщо задати відповідно частоти обертання РМ рівними $N_{31} = 160$ об/хв, $N_{32} = 210$ об/хв, $N_{33} = 525$ об/хв та $N_{34} = 4300$ об/хв, то підставивши виміряні параметри вібрації у формулу (2.28), отримаємо характеристики ВКФ, які зображені на рис. 2.7.

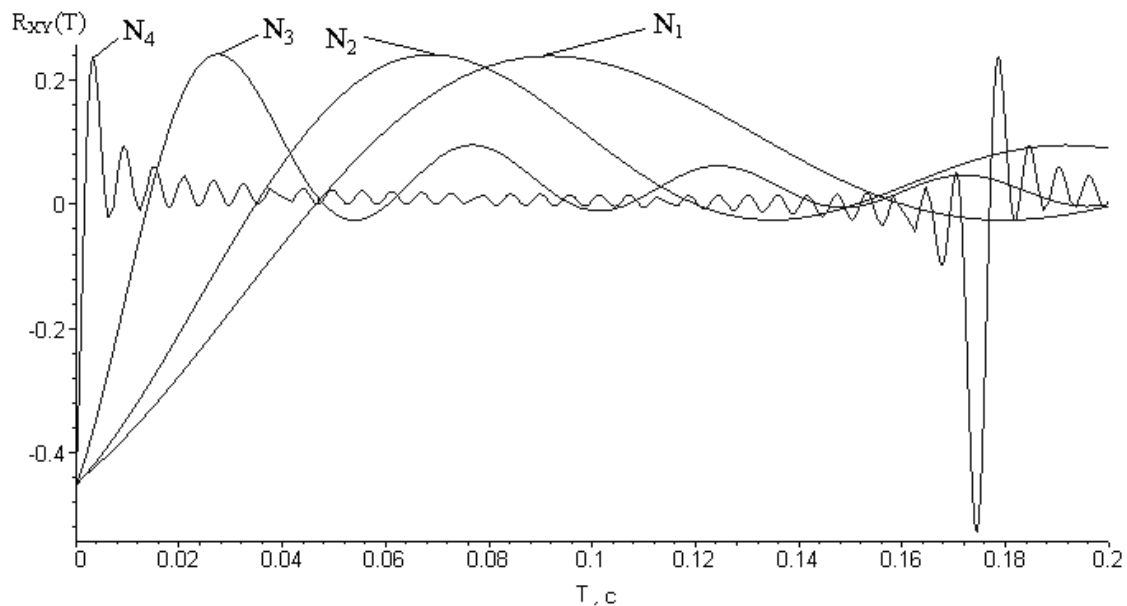


Рис. 2.7. Характеристики утворених ВКФ між ВС на різних частотах обертання РМ

Розрахувавши час досягнення максимуму кожної ВКФ (час затримки) за формулою (2.29) на відповідних частотах, отримуємо такі його значення: $T_1=94,24\text{мс}$; $T_2=70,83\text{мс}$; $T_3=28,73\text{мс}$; $T_4=3,48\text{мс}$. Підставивши далі ці значення в рівняння (2.31), розрахуємо частоти обертання РМ, які відповідно дорівнюють: $N_{в1}=159\text{об/хв}$, $N_{в2}=212\text{об/хв}$, $N_{в3}=522\text{ об/хв}$, $N_{в4}=4310\text{об/хв}$.

Таким чином, алгоритм вимірювання частоти обертання РМ за параметрами віброприскорення набуде вигляду (рис. 2.8) [38].

Як видно із розрахованих значень частот обертання РМ, найбільшого значення абсолютна похибка набирає на верхній (максимальній) частоті обертання, вона складає 10 об/хв. На нижчих частотах вона відповідно дорівнює 1 об/хв, 2 об/хв і 3 об/хв. А визначена за рівнянням (2.33) відносна похибка вимірювання частот обертання РМ не перевищує 0,25%.

Оскільки ВС є аналоговими величинами, які обробляються в цифрових вимірювальних пристроях (рис. 2.4), то їм повинен відповідати цифровий код N_x . Еквівалентне число N_x практично незалежних відліків, які обробляються за час вимірювання, визначається як відношення періоду спостереження t_v до часу затримки T між двома ВС за формулою [37]

$$N_x = \frac{t_v}{T} = \frac{T_d n}{T}. \quad (2.34)$$

Оскільки визначається N_0 , то в рівнянні перетворення (2.34) вхідною величиною повинна бути частота обертання, а вихідною – еквівалентний цифровий код. Для цього час затримки T виразимо через частоту обертання із співвідношення (2.31). Тоді рівняння перетворення ВК (2.34) для визначення частот обертання РМ за допомогою ВС буде мати вигляд [39 - 41]

$$N_x = \frac{4T_d n}{60} N_0 = \frac{T_d n}{15} N_0. \quad (2.35)$$

В цифрових вимірювальних приладах межа допуску основної похибки нормується у вигляді

$$\delta_k = \frac{\Delta}{X_n} 100\% = \frac{1}{N_x} 100\%. \quad (2.36)$$

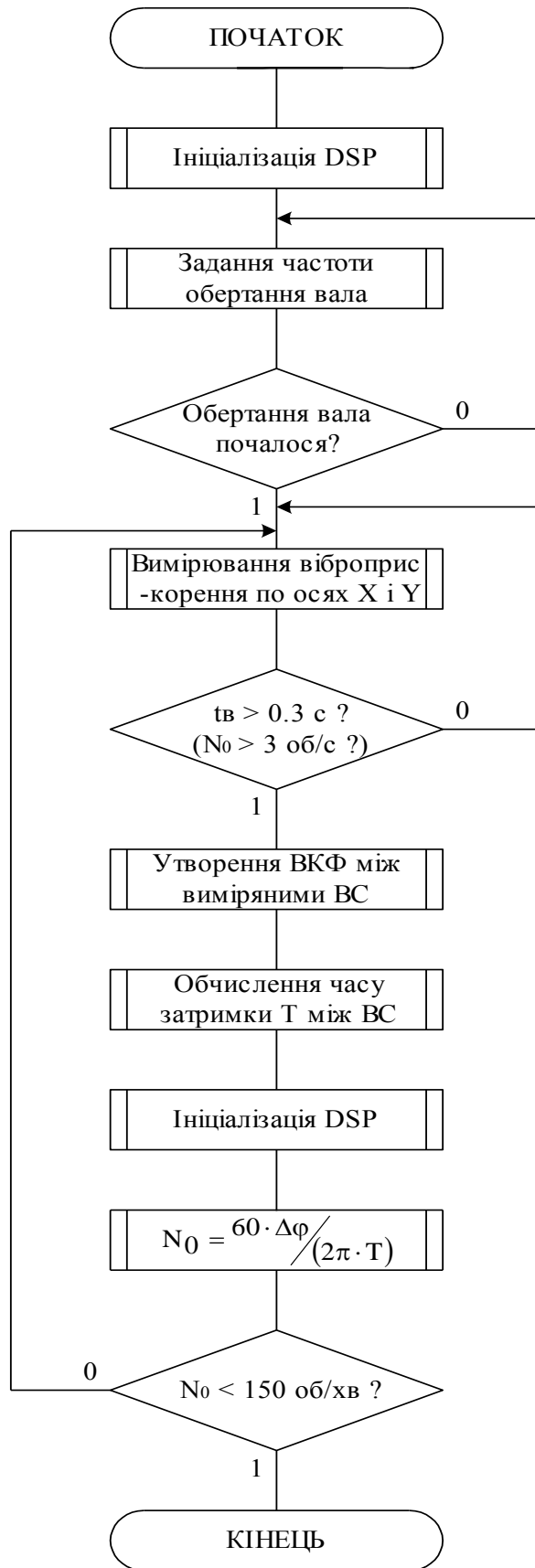


Рис. 2.8. Алгоритм вимірювання частоти обертання РМ за параметрами віброприскорення

З урахуванням рівняння перетворення (2.35), відносну похибку ВК для вимірювання частот обертання РМ представимо у вигляді

$$\delta_k = \frac{15}{T_d n N_0} 100\% = \frac{15}{T_0 N_0} 100\%. \quad (2.37)$$

Графічне представлення рівняння перетворення ВК (2.35) та відносної похибки квантування (2.37) наведено на рис. 2.9. З нього видно, що цифровий код N_x (вихідний сигнал) пропорційний часу вимірювання t_b (T_0) та частоті обертання РС N_0 (вхідний сигнал) (рис.2.9 а), а відносна похибка квантування зменшується із збільшенням часу вимірювання та частоти обертання.

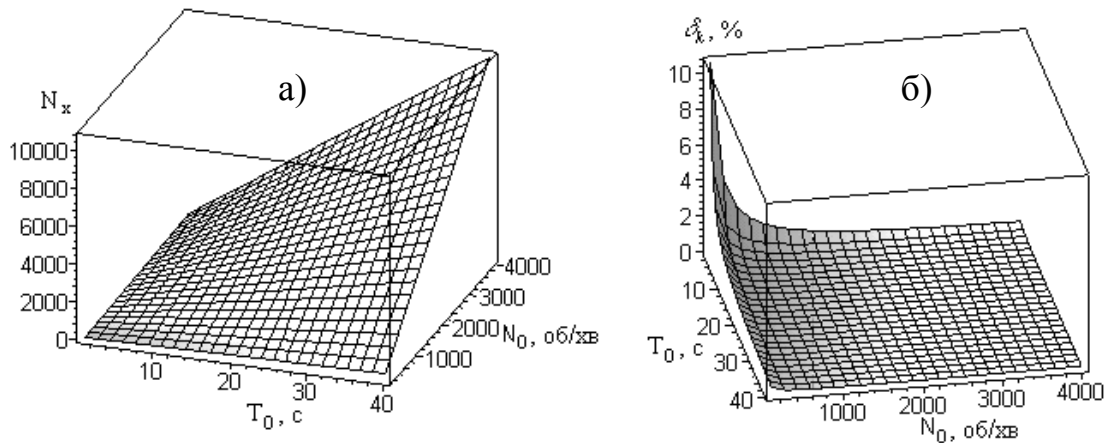


Рис. 2.9. Залежність рівняння перетворення ВК (а) - від відносної похибки квантування (б) - від періоду спостереження T_0 і частот обертання вала РМ N_0

Аналіз одержаного рівняння похибки ВК для вимірювання частот обертання РМ (2.37) показує, що відносна похибка квантування обернено пропорційна вимірювальній величині N_0 та періоду спостереження t_b (T_0), тобто збільшення часу вимірювання або частоти обертання приводить до зменшення похибки вимірювання (див. рис. 2.9 б).

Оскільки із збільшенням частоти обертання відносна похибка зменшується (див. рис. 2.9 б), то на верхніх та середніх частотах частота обертання РМ N_0 буде визначатися із вищою точністю, а на нижніх точність вимірювання зменшується.

Отже, результати математичного моделювання свідчать про те, що за допомогою віброметричних параметрів, які затримані в часі один відносно іншого, можна адекватно розраховувати значення частот обертання вала РМ, шляхом утворення ВКФ та подальшому знаходженні часу досягнення максимуму ВКФ. При вимірюванні частот обертання через ВКФ задані значення останніх, можна

відображати з відносною похибкою 0.25% в діапазоні частот від 0 до 4300об/хв. Це свідчить про те, що через ВС за допомогою розробленого математичного алгоритму можна одночасно вимірювати частоти обертання та здійснювати автоматичний контроль вібраційного стану РМ.

2.3. Модель системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин

Протягом останніх років у світі спостерігається широке і успішне впровадження частотних регуляторів для автоматичного контролю параметрів взаємозв'язаних РМ, яке здійснюється зміною частоти напруги живлення, що подається на АД від частотного регулятора. Це пояснюється в першу чергу розробкою і створенням частотних перетворювачів на принципово новій елементній базі, головним чином на біполярних транзисторах з ізольованим затвором IGBT. Особливістю такого контролю є фактичне зниження моменту, що розвиває АД при низьких частотах обертання ротора, а також наявність мікропроцесорної системи керування з ПД-регулятором, що дозволяє оптимізувати роботу РМ за більш ніж 500 параметрами. Крім того, ЧР дозволяє забезпечувати S-подібну розгінну характеристику – розгін без ривків, що особливо цінно при автоматичному контролі несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ. Плавне керування частот обертання РМ дозволяє відмовитися від використання редукторів, варіаторів, дроселів та іншої регулювальної апаратури, що значно спрощує СВК параметрів взаємозв'язаних РМ, підвищує її надійність і знижує експлуатаційні витрати. Частотний регулятор забезпечує плавний запуск РМ без пускових (підвищених) струмів і механічних ударів, що знижує навантаження на АД і пов'язаний з ним електрошпindel, підвищує термін їх експлуатації [42].

Вбудований мікропроцесорний ПД-регулятор дозволяє реалізувати якісну систему вимірювального контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ і пов'язаних з ними технологічних процесів. СВК здійснює вимірювання механічних переміщень, за допомогою акселерометрів обчислює значення частот обертання РМ та керуючих сигналів за заданим законом, а потім видає їх на виконавчі механізми. При дискретному регулюванні частот обертання РМ доцільно виходити з неперервної структури ПД-регулятора, яка описується рівнянням [43 - 45]

$$U(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e dt + T_d \frac{de}{dt} \right), \quad (2.38)$$

де K_p – пропорційний коефіцієнт;

T_i – інтегральний коефіцієнт;

T_d – диференційний коефіцієнт;

$e = y - y_{\text{зад}}$ – похибка регулювання.

Запишемо рівняння (2.38) в скінченних різницях, шляхом заміни $t = k T_k$

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{1}{T_i \sum_{i=0}^k e(i) T_k} + T_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T_k} \right], \quad (2.39)$$

де $k = 1, 2, 3, \dots$ – номер періоду квантування;

T_k – величина періоду квантування.

При достатньо малих періодах квантування ПД закон керування забезпечує практично ту ж якість процесів керування, що й початковий неперервний закон (2.38). На практиці замість обчислення абсолютних значень керуючого сигналу краще обчислювати його приріст $\Delta u(k)$ на кожному такті. В цьому випадку з'являється можливість використовувати цей алгоритм для автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ, які оснащені як пропорційними, так і інтегруючими виконавчими механізмами. В результаті отримаємо так званий швидкісний алгоритм автоматичного керування, повністю еквівалентний початковому

$$\Delta u(k) = K_p \left[e(k) - e(k-1) + \frac{T_k e(k)}{T_i} + \frac{T_d (e(k) - 2e(k-1) + e(k-2))}{T_k} \right]. \quad (2.40)$$

Або, звівши подібні члени, отримаємо рівняння

$$u(k) = u(k-1) + K_p [d_0 e(k) + d_1 e(k-1) + d_2 e(k-2)], \quad (2.41)$$

$$\text{де } d_0 = 1 + \frac{T_k}{T_i} + \frac{T_d}{T_k}, \quad d_1 = -1 - 2 \frac{T_d}{T_k}, \quad d_2 = \frac{T_d}{T_k}.$$

Блок-схема цифрового ПД-регулятора приведена на рис. 2.10, на ньому через Z^{-1} позначимо блок затримки сигналу на один період квантування.

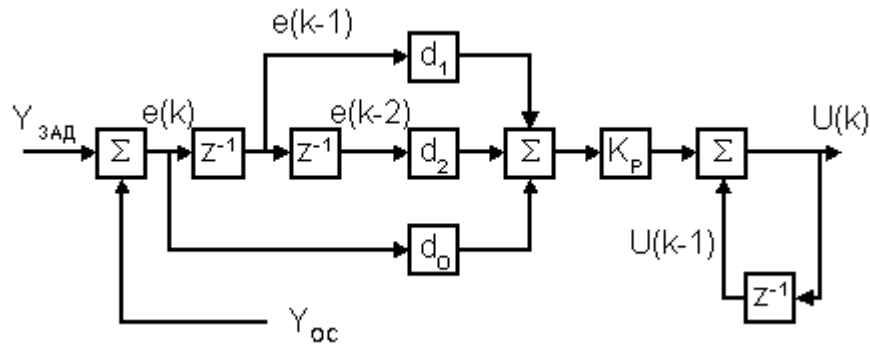


Рис. 2.10. Блок-схема швидкісного ПІД-регулятора

При синтезі СВК віброметричних параметрів взаємозв'язаних РМ доцільно розглядати прості та наочні динамічні моделі РМ у вигляді передатних функцій або структурних схем.

При дослідженні несинхронності обертання асинхронних РМ доцільно результуючі вектори представити у вигляді проекцій на комплексній площині і записати їх через дійсні та уявні частини в такому вигляді [46, 47]:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_{1\alpha} + ju_{1\beta}; & u'_2 &= u'_{2\alpha} + ju'_{2\beta}; \\ i_1 &= i_{1\alpha} + ji_{1\beta}; & i'_2 &= i'_{2\alpha} + ji'_{2\beta}; \\ \psi_1 &= \psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}; & \psi_2 &= \psi_{2\alpha} + j\psi_{2\beta}. \end{aligned} \right\}, \quad (2.42)$$

де $u_1, i_1, \psi_1, u'_2, i'_2, \psi_2$ – відповідно вектори напруг, струмів і поточкозчеплень статора та ротора;

$u_{1\alpha}, u'_{2\alpha}$ – відповідно дійсні частини миттєвого значення напруг статора і ротора;

$u_{1\beta}, u'_{2\beta}$ – відповідно уявні частини миттєвого значення напруг статора і ротора;

$i_{1\alpha}, i'_{2\alpha}$ – відповідно дійсні частини миттєвого значення струмів статора і ротора;

$i_{1\beta}, i'_{2\beta}$ – відповідно уявні частини миттєвого значення струмів статора і ротора;

$\psi_{1\alpha}, \psi_{2\alpha}$ – відповідно дійсні частини миттєвого значення поточкозчеплень статора і ротора;

$\psi_{1\beta}, \psi_{2\beta}$ – відповідно уявні частини миттєвого значення поточкозчеплень статора і ротора.

Для дослідження перехідних процесів в асинхронній РМ, швидкість обертання якої змінюється частотою і напругою статора,

зручно використовувати систему координат, що обертається зі швидкістю ω_k , яка рівна кутовій швидкості обертання магнітного поля ω'_0 , приведеної до числа пар полюсів, рівним одиниці (приведеної до двополосного електродвигуна). Припускається при цьому справедливе рівняння

$$\omega'_0 = \omega_1 = 2\pi f_1, \quad (2.43)$$

де f_1 – частота напруги статора, Гц;

ω_1 – кутова швидкість напруги статора, рад/с.

Отже, рівняння РМ для розглянутої координатної системи можна записати у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_1 \psi_1; \\ u'_2 &= i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + js\omega_1 \psi_2, \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

де s – ковзання РМ

$$s = \frac{\omega_1 - p_n \omega}{\omega_1}, \quad (2.45)$$

де p_n – число пар полюсів.

Співставивши вектор напруги статора із дійсною віссю координатної системи, тобто підставивши $u_{1\beta} = 0$, на основі (2.44) отримаємо:

$$u_{1\alpha} = \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} - \omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (2.46)$$

$$0 = \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} + \omega_1 \psi_{1\alpha}; \quad (2.47)$$

$$u'_{2\alpha} = i'_{2\alpha} R'_2 + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} - s\omega_1 \psi_{2\beta}; \quad (2.48)$$

$$u'_{2\beta} = i'_{2\beta} R'_2 + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} + s\omega_1 \psi_{2\alpha}. \quad (2.49)$$

Для визначення електромагнітного моменту M РМ використаємо векторний добуток ψ_1 та i_1 , тоді

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_1 \times i_1), \quad (2.50)$$

або якщо векторний добуток ψ_2 та i'_2 , тоді

$$M = -\frac{3}{2} p_n (\psi_2 \times i'_2). \quad (2.51)$$

Виразивши електромагнітний момент за рівнянням (2.50) через складові векторів струму і потокозчеплення, отримаємо

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}) \times (i_{1\alpha} + ji_{1\beta}). \quad (2.52)$$

Застосувавши правило векторного добутку векторів, отримаємо абсолютне значення моменту

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1\alpha}), \quad (2.53)$$

де $\psi_{1\alpha} = i_{1\alpha} L_1 + i'_{2\alpha} L_m$;

$\psi_{1\beta} = i_{1\beta} L_1 + i'_{2\beta} L_m$;

L_1 – повна еквівалентна індуктивність фаз статора;

L_m – індуктивність головного потоку $L_m = \frac{3}{2} L_{12}$;

L_{12} – максимальна взаємна індуктивність між статором і ротором.

Скориставшись виразом (2.51), аналогічно отримаємо

$$M = -\frac{3}{2} p_n (\psi_{2\alpha} i'_{2\beta} - \psi_{2\beta} i'_{2\alpha}), \quad (2.54)$$

де $\psi_{2\alpha} = i_{1\alpha} L_m + i'_{2\alpha} L'_2$;

$\psi_{2\beta} = i_{1\beta} L_m + i'_{2\beta} L'_2$;

L'_2 – повна еквівалентна індуктивність фаз ротора.

Складові струму ротора можуть бути виражені через складові потокозчеплення в такому вигляді [46]

$$\left. \begin{aligned} i'_{2\alpha} &= \frac{1}{L_2''}(\psi_{2\alpha} - k_1\psi_{1\alpha}); \\ i'_{2\beta} &= \frac{1}{L_2''}(\psi_{2\beta} - k_1\psi_{1\beta}), \end{aligned} \right\} \quad (2.55)$$

де k_1 – коефіцієнт електромагнітного зв'язку статора:

$$k_1 = \frac{L_m}{L_1}; \quad (2.56)$$

$$L_2'' = L_2' - \frac{L_m^2}{L_1}. \quad (2.57)$$

У випадку одночасної зміни частоти і напруги статора, при якому потокозчеплення статора залишається постійним, з рівнянь (2.46) і (2.47) одержимо

$$\frac{u_{1\alpha}}{\omega_1} = -\psi_{1\beta} = const, \quad \psi_{1\alpha} = 0. \quad (2.58)$$

Для РМ із короткозамкненим ротором у рівняннях (2.48, 2.49) $u'_{2\alpha} = u'_{2\beta} = 0$. Виразивши з рівняння (2.55) $\psi_{2\alpha}$ і $\psi_{2\beta}$ і підставивши їх в рівняння (2.48, 2.49), отримаємо:

$$0 = i'_{2\alpha} R_2' + L_2'' \frac{di'_{2\alpha}}{dt} - s\omega_1 L_2'' i'_{2\beta} - k_1 s\omega_1 \psi_{1\beta}, \quad (2.59)$$

$$0 = i'_{2\beta} R_2' + L_2'' \frac{di'_{2\beta}}{dt} + s\omega_1 L_2'' i'_{2\alpha}, \quad (2.60)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n k_1 \psi_{1\beta} i'_{2\alpha}. \quad (2.61)$$

Розглядаючи змінні величини у приростах відносно початкових значень $i'_{2\alpha} = I'_{2\alpha} + \Delta i'_{2\alpha}$, $i'_{2\beta} = I'_{2\beta} + \Delta i'_{2\beta}$, $\omega = \Omega + \Delta\omega$, $s = S + \Delta s$, $M = M_{поч} + \Delta M$, отримаємо з (2.58 – 2.61) рівняння для статичного режиму, які зв'язують початкові значення координат [47]:

$$\frac{U_{1\alpha}}{\Omega_1} = -\psi_{1\beta} = const; \quad (2.62)$$

$$0 = I'_{2\alpha} R'_2 - S \Omega_1 L_2'' I'_{2\beta} - k_1 S \Omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (2.63)$$

$$0 = I'_{2\beta} R'_2 + S \Omega_1 L_2'' I'_{2\alpha}; \quad (2.64)$$

$$M_{ноч} = \frac{3}{2} p_n k_1 \psi_{1\beta} I'_{2\alpha}, \quad (2.65)$$

та рівняння для динамічного режиму, що пов'язують приріст координат:

$$\Delta i'_{2\alpha} (T_{ел} p + 1) = \frac{S}{S_{кр}} \Delta i'_{2\beta} + \left(\frac{I'_{2\beta}}{S_{кр}} + \frac{k_1 \psi_{1\beta} \Omega_1}{R'_2} \right) \Delta s; \quad (2.66)$$

$$\Delta i'_{2\beta} (T_{ел} p + 1) = -\frac{S}{S_{кр}} \Delta i'_{2\alpha} - \frac{I'_{2\alpha}}{S_{кр}} \Delta s; \quad (2.67)$$

$$\Delta M = \frac{3}{2} p_n k_1 \psi_{1\beta} \Delta i'_{2\alpha}, \quad (2.68)$$

де $T_{ел} = L_2'' / R'_2$ – електромагнітна постійна часу РМ;

$S_{кр} = \frac{R'_2}{L_2'' \Omega_1}$ – критичне ковзання;

R'_2 – активний опір обмоток статора.

На основі рівнянь (2.62 – 2.68) можна записати передатну функцію

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{\frac{3}{2} p_n k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R'_2} (T_{ел} p + 1) - M_{ноч} \frac{S}{S_{кр}^2} (T_{ел} p + 2)}{(T_{ел} p + 1)^2 + \left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2}. \quad (2.69)$$

Вираз $\frac{3}{2} p_n k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R'_2}$ в першому доданку чисельника (2.69) являє собою значення фіктивного пускового моменту $M_{п.ф.}$, яке визначається

в результаті лінеаризації робочої частини механічної характеристики РМ для прийнятих значень напруги статора $U_{1\alpha}$ і кутової частоти напруги статора Ω_1

$$M_{n.ф.} = M_{кр} \frac{2S}{S_{кр}} \Big|_{S=1} = \frac{2M_{кр}}{S_{кр}} = \frac{3}{2} p_n k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R_2'}, \quad (2.70)$$

де $M_{кр} = \frac{3}{2} p_n L_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2 S_{кр}}{\Omega_1 R_2'}$ – критичний момент двигуна.

Момент $M_{поч}$ у другому доданку чисельника (2.69) запишемо з врахуванням прийнятих припущень у вигляді

$$M_{поч} = \frac{2M_{кр}}{S/S_{кр} + S_{кр}/S}. \quad (2.71)$$

З врахуванням (2.70) і (2.71) вираз (2.69) прийме вигляд

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{n.ф.} \left[(T_{ел} p + 1) - \frac{(S/S_{кр})^2}{1 + (S/S_{кр})^2} (T_{ел} p + 2) \right]}{(T_{ел} p + 1)^2 + (S/S_{кр})^2}. \quad (2.72)$$

Для робочої частини механічної характеристики РМ приймемо $(S/S_{кр})^2 \ll 1$, і тоді передатну функцію (2.72) запишемо в спрощеному вигляді

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{n.ф.}}{T_{ел} p + 1}. \quad (2.73)$$

Представивши залежність ковзання РМ від кутової частоти напруги статора у приростах і виконавши лінеаризацію за умови, що в робочій області $s \ll 1$, отримаємо

$$\Delta s = \frac{\Delta \omega_1 - p_n \Delta \omega}{\Omega_1}. \quad (2.74)$$

Тоді рівняння рівноваги моментів запишемо з урахуванням приросту у вигляді

$$\Delta M - \Delta M_o = Jp\Delta\omega, \quad (2.75)$$

де J – момент інерції РМ;

ΔM_o – приріст моменту опору.

На основі отриманих виразів може бути складена узагальнена структурна схема системи автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ при керуванні кутовою частотою напруги статора і за умови постійного поточкозчеплення статора. Однак це доцільно зробити, якщо представити координати двигуна, прийнявши за базові значення координат їх значення у номінальному режимі: $M_{п.ф.н.}$, $\Omega_{1н}$, $U_{1ан}$, $\Omega_{0н} = \Omega_{1н}/p_{п}$, де $\Omega_{0н}$ – синхронна кутова швидкість АД. Тоді $(\Delta\omega/\Omega_{0н}) = \Delta\bar{\omega}$, $(\Delta\omega_1/\Omega_{1н}) = \Delta\bar{\omega}_1$, $(\Delta M/M_{п.ф.н.}) = \Delta\bar{M}$, $(\Delta M_c/M_{п.ф.н.}) = \Delta\bar{M}_c$, $(\Delta u_{1\alpha}/U_{1ан}) = \Delta\bar{u}_{1\alpha}$. Передатна функція (2.72) з урахуванням (2.74) запишеться у вигляді

$$\frac{\Delta\bar{M}(p)}{\Delta\bar{\omega}_1(p) - \Delta\bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu}\right)^2 \frac{(T_{ел}p + 1) - \frac{(S/S_{кр})^2}{1 + (S/S_{кр})^2} (T_{ел}p + 2)}{(T_{ел}p + 1)^2 + (S/S_{кр})^2}, \quad (2.76)$$

де $\gamma = U_{1\alpha}/U_{1ан}$ – відносна напруга статора;

$\nu = \Omega_1/\Omega_{1н}$ – відносна частота напруги статора.

Відповідно на основі рівнянь (2.75) отримаємо передатну функцію для механічної частини РМ

$$\frac{\Delta\bar{\omega}(p)}{\Delta\bar{M}(p) - \Delta\bar{M}_o(p)} = \frac{1}{T_m p}, \quad (2.77)$$

де $T_m = J\Omega_{0н}/M_{п.ф.н.}$ – механічна постійна часу РМ.

Модель РМ, що складається з АД і електрошпинделя, при керуванні частотою напруги статора, побудована на основі рівнянь (2.76, 2.77), зображена на рис. 2.11.

Для моделювання системи автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ було використано АД типу 4А46 з такими параметрами: номінальна напруга $U_n=220\text{В}$; номінальний струм $I_n=0,27\text{ А}$; синхронна швидкість обертання $n_0 = 3000\text{ об/хв}$; кутова частота напруги статора $\omega=314\text{рад/с}$; момент інерції $J_1=0,0389\text{ кг}\cdot\text{м}^2$ та $J_2=0,038\text{ кг}\cdot\text{м}^2$; момент опору $M_{o1}=15,38\text{ Н}\cdot\text{м}$ та $M_{o2}=14,39\text{ Н}\cdot\text{м}$; кількість пар полюсів $p=2$; активний опір статора

$R_1=152,9$ Ом; активний опір ротора $R_2=192$ Ом; індуктивність головного потоку $L_m=2,66$ Гн; індуктивність статора $L_1=3,175$ Гн [12].

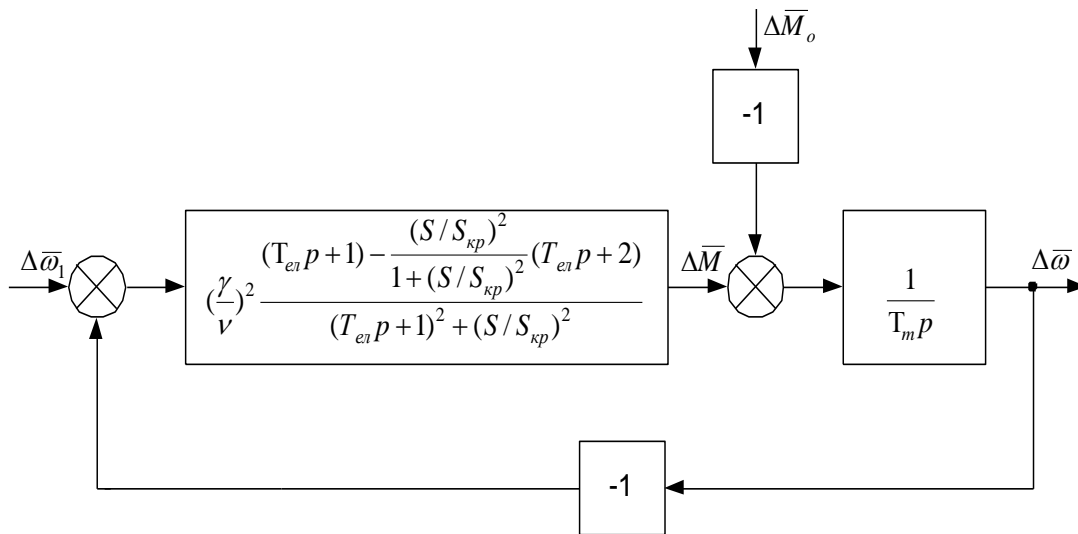


Рис. 2.11. Модель асинхронної роторної машини

Після підстановки передатних коефіцієнтів, які були розраховані в [12, 48], та поєднання отриманих моделей, що зображені на рис. 2.10 і 2.11, отримуємо модель системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних РМ, яка представлена на рис. 2.12.

Моделювання роботи системи вимірювального контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ, що синхронізує частоти обертання двох асинхронних РМ з різними навантаженнями на їх валах, проводилось в математичному пакеті MATLAB з розширенням SIMULINK.

Результати моделювання розробленої системи зображені на рис.2.13, рис. 2.14 і рис. 2.15. Вони свідчать про те, що в даній системі відбувається автоматичний контроль несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ, тобто допоміжна РМ₂ підстроюється під головну РМ₁ (рис. 2.13). Несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ виникає за рахунок різного навантаження на їх валах (рис. 2.13).

Як видно з рис. 2.13, несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ в динамічному режимі у середньому дорівнює 4,3об/хв, а в статичному режимі – приблизно 1об/хв.

Для того, щоб переконатися у тому, що в системі дійсно відбувається автоматичний контроль, змінимо кутову швидкість головної РМ. Як видно з рис.2.14, при збільшенні кутової швидкості, в момент часу $t=1$ с, допоміжна РМ₂ також змінює свою частоту, але несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ збільшується [12].

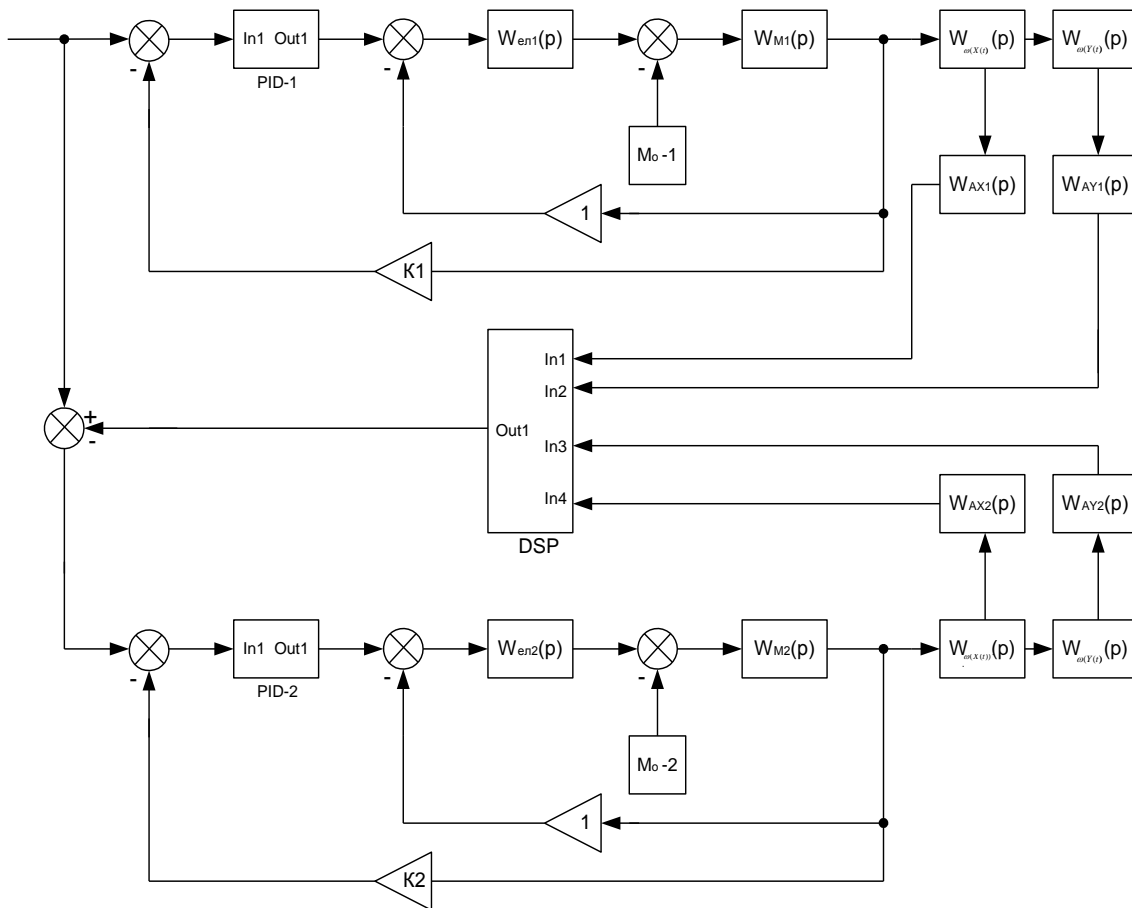


Рис. 2.12. Модель системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних РМ

Також відомо, що з часом параметри РМ: момент інерції, момент опору, активний опір статора, несуттєво, але змінюються, а зміна цих параметрів веде до зміни електромагнітних (ЕС) та механічних (МС) постійних часу.

Якщо в моделі (рис. 2.12) відхилити ці параметри від номінальних значень, то несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ збільшиться, як в динамічному так і в статичному режимах роботи (рис. 2.15).

Як видно з рис. 2.15, під час перехідного процесу несинхронність вже складає приблизно рівною 15 об/хв, а по його закінченні – 3 об/хв.

На основі проведеного моделювання системи вимірювального контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ встановлено такі основні особливості:

1. СВК дозволяє проводити автоматичний контроль несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ в широкому діапазоні – від 0 до 4500 об/хв, з достатньою точністю.

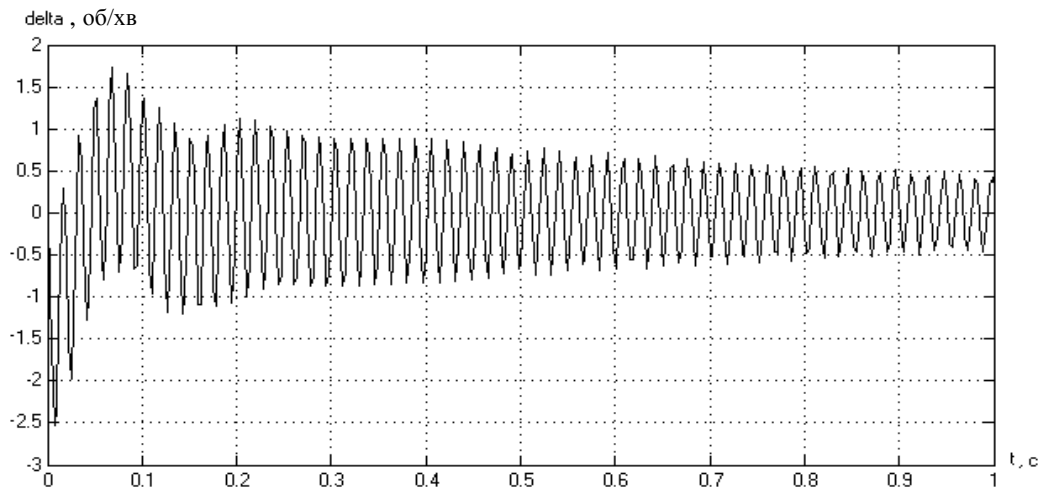


Рис. 2.13. Процес автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ

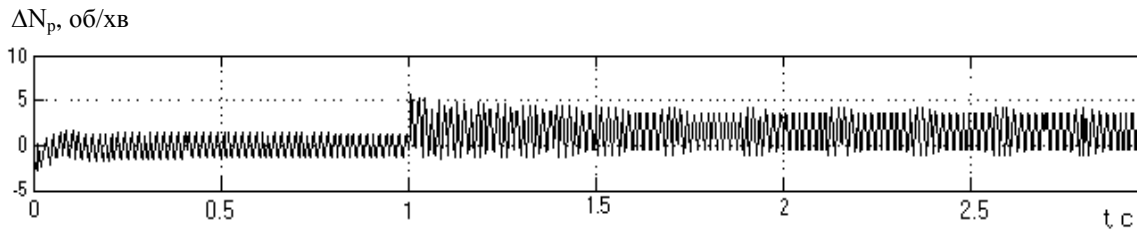


Рис. 2.14. Вимірювальний контроль несинхронності обертання при збільшенні частоти обертання взаємозв'язаних РМ

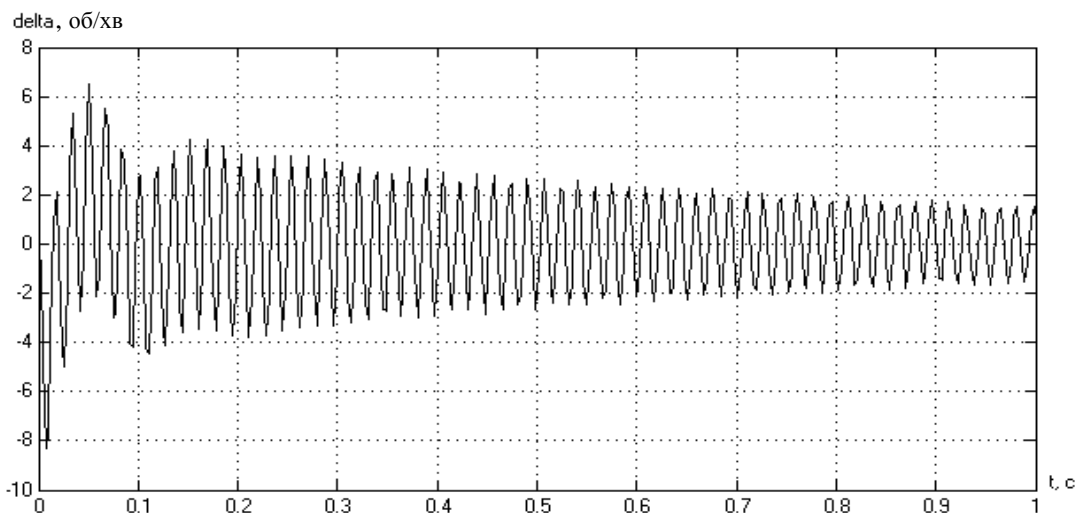


Рис. 2.15. Процес автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ при відхиленні електромагнітних та механічних параметрів від номінальних значень

2. Несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ значною мірою залежить від електромагнітних та механічних параметрів РМ та від властивостей механізмів в процесі експлуатації. Значний вплив на несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ дає зміна таких параметрів як: моментів інерції механізмів, моментів опору та частот пружних механічних коливань [12].

Крім того, в процесі експлуатації РМ можуть спостерігатися значні зміни по спектральному складу та інтенсивності збурюючих і керуючих впливів, що може привести до значного збільшення динамічних похибок системи, що в свою чергу приводить до необхідності перенастройки параметрів регуляторів для мінімізації цих похибок. Мінімізувати ці похибки, можна розробивши адаптивний алгоритм автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ.

2.4. Модель адаптивної системи автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних роторних машин

Існують різноманітні алгоритми адаптації, які залежать від конкретних вимог, що ставляться до систем автоматичного контролю і від умов їх функціонування. Для даної СВК доцільно використати адаптивний алгоритм автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ, побудований на порівнянні високочастотних і низькочастотних складових сигналів. Важливою перевагою цього методу адаптації є те, що в ньому не потрібно вводити тестові сигнали. Збудження системи відбувається за рахунок природних впливів збурень та завад. Такі адаптивні алгоритми автоматичного контролю параметрів знаходять місце в тих випадках, коли необхідний параметр нестационарного об'єкта потрібно безперервно підстроювати шляхом зміни передатного коефіцієнта системи [48, 49]. Блок-схема розробленої адаптивної системи автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ зображена на рис. 2.16.

Як видно з рис. 2.16, математичні моделі блоків, з яких складається адаптивна система автоматичного контролю, представлена у вигляді відомих передатних функцій, які визначені в попередньому підрозділі та в [48]. Невідомими є лише передатні функції блока адаптивної синхронізації частот обертання взаємозв'язаних РМ, в який входять: $W_m(s)$ – передатна функція еталонної моделі; $W_{фнч}(s)$ – передатна функція фільтру нижніх частот; $W_{фвч}(s)$ – передатна

функція фільтру верхніх частот; $\frac{k_i}{s}$ – регулятор контуру самонастроївки у вигляді інтегратора з передатним коефіцієнтом k_i .

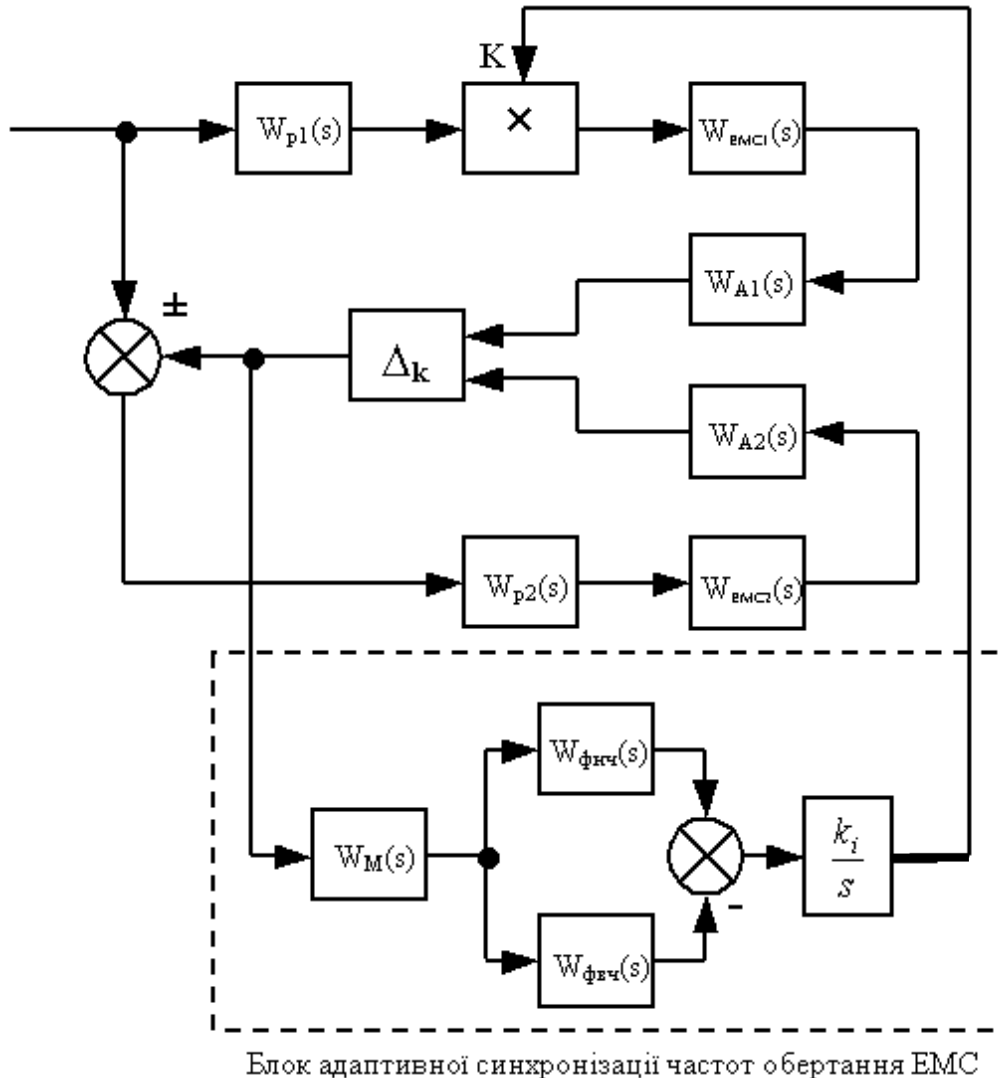


Рис. 2.16. Блок-схема адаптивної синхронізації частот обертання взаємозв'язаних РМ

Еталонні моделі в тій чи іншій мірі використовуються в більшості адаптивних систем. Такими моделями можуть бути: моделі замкнутої чи розімкненої системи; моделі частин системи, в якій знаходяться нестационарні параметри; врешті, можуть бути задані конкретні величини, які є еталоном для конкретних умов роботи системи. В даному випадку як еталонну модель використаємо передатну функцію ПД-регулятора, яка має вигляд

$$W_M(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + T_\phi s} \right). \quad (2.78)$$

Далі сигнал несинхронності обертання розділяється по спектральних областях за допомогою фільтрів нижніх $W_{\text{фнч}}(s)$ і верхніх $W_{\text{фвч}}(s)$ частот, які мають такі передатні функції [48]:

$$W_{\text{фнч}}(s) = \frac{1}{T_{\text{фн}} s + 1}, \quad (2.79)$$

$$W_{\text{фвч}}(s) = \frac{T_{\text{фв}} s}{T_{\text{фв}} s + 1}, \quad (2.80)$$

де $T_{\text{фн}}$ і $T_{\text{фв}}$ – відповідно постійні часу фільтрів нижніх та верхніх частот.

Сталі часів фільтрів можна розрахувати за формулами:

$$T_{\text{фн}} = \frac{1}{2\pi f_v}, \quad (2.81)$$

$$T_{\text{фв}} = \frac{1}{2\pi f_n}, \quad (2.82)$$

де f_v – максимальна частота обертання РМ, $f_v = 72$ Гц;

f_n – мінімальна частота обертання РМ, $f_n = 5$ Гц.

При підстановці числових значень частот у формули (2.81) та (2.82) сталі часу фільтрів будуть такими: $T_{\text{фнч}} = 0,0019$ с; $T_{\text{фвч}} = 0,032$ с.

На виході інтегратора формується сигнал для зміни передатного коефіцієнта ПІД-регулятора. Розрахунок передатного коефіцієнта інтегратора k_i виконується з умови забезпечення стійкості контуру самонастройки [47, 50].

Моделювання адаптивного алгоритму автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ проведено за допомогою математичного пакету MATLAB з розширенням SIMULINK.

При моделюванні роботи адаптивного алгоритму автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ, який побудований на порівнянні високочастотних і низькочастотних складових сигналів (рис. 2.16), отримано характеристики процесу автоматичного контролю, які представлені на рис. 2.17 та 2.18.

Як видно з рис. 2.17, несинхронність обертання при використанні адаптивного алгоритму автоматичного контролю суттєво зменшилась порівняно з несинхронністю, що зображена на рис. 2.13. В статичному режимі вона практично прямує до нуля. А при такому ж відхиленні електромагнітних та механічних параметрів від норм, характеристика процесу автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ за допомогою адаптивного алгоритму набуде вигляду (рис. 2.18).

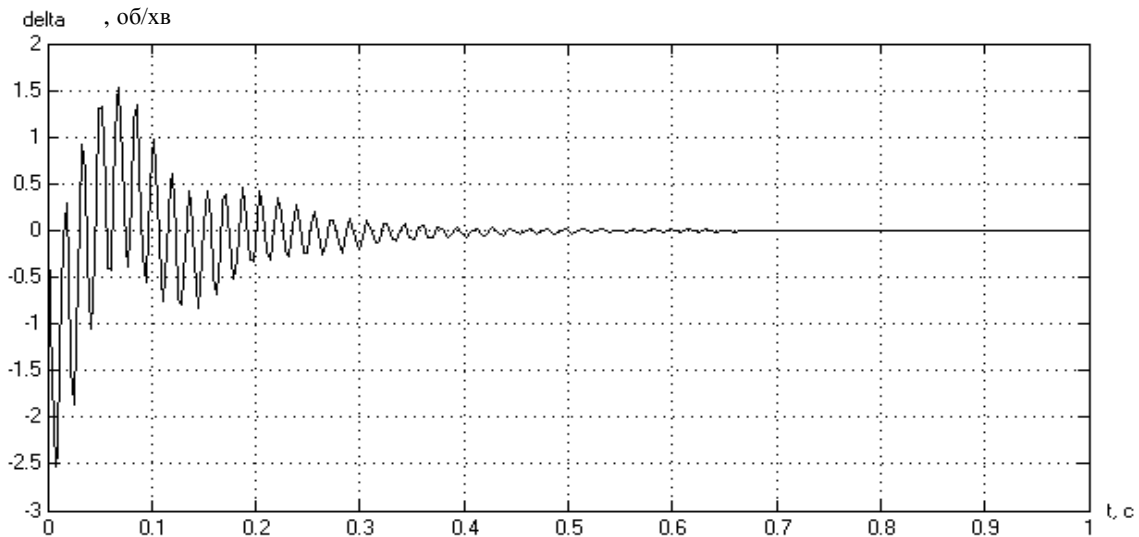


Рис. 2.17. Процес автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ при використанні адаптивного алгоритму

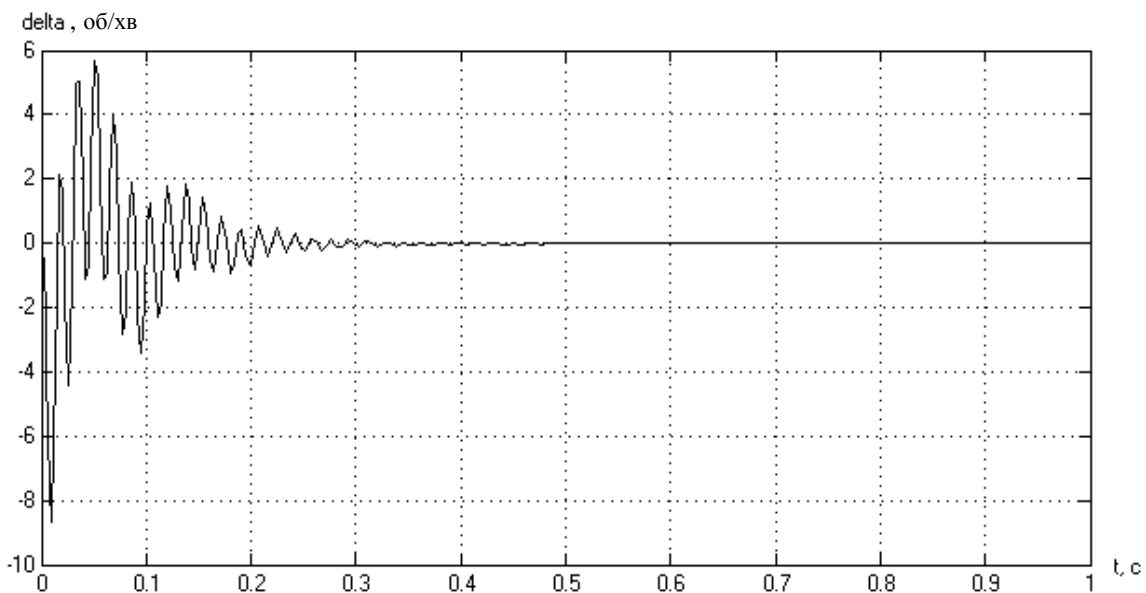


Рис.2.18. Процес адаптивного автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ при відхиленні від номінальних значень

Як видно з рис. 2.18, при відхиленні параметрів від номінальних значень, несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ в статичному режимі практично не змінилася в порівнянні із рис. 2.17, але в порівнянні із характеристиками роботи системи автоматичного контролю без використання адаптивного алгоритму, несинхронність обертання зменшилась в $1.5 \div 2$ рази, а при розгоні – залишилась практично незмінною. Це свідчить про те, що розроблений алгоритм адаптивної системи автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ, при незначному відхиленні параметрів РМ від номінальних значень автоматично змінює (перенастроює) коефіцієнти ПІД-регулятора, тобто адаптується [49].

Отже, використання адаптивного алгоритму автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ дозволяє мінімізувати похибку автоматичного контролю несинхронності обертання, і тим самим підвищити точність синхронізації взаємозв'язаних РМ в $1.5 - 2$ рази, а також вносити корекцію при незначному відхиленні параметрів взаємозв'язаних РМ від номінальних значень.

3. МЕТОДИ КОНТРОЛЮ ВІБРОМЕТРИЧНИХ ТА МЕХАНІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН

3.1. Метод контролю віброметричних параметрів взаємозв'язаних роторних машин за логарифмічним декрементом затухання

Відомо, що вібраційний сигнал має складну структуру, причому вплив вібраційних параметрів РМ на несинхронність обертання не можна однозначно оцінити зміною амплітуд дискретних складових на визначених частотах і вибраних ділянках спектра. На відміну від класичних об'єктів вібродіагностики роторних механізмів, вібрація яких обумовлена в основному статичним обертанням вала, в зв'язку з чим досить точно можуть бути визначені частоти збудження, на яких слід очікувати зміну спектральних складових, обумовлених часом їх напруження – РМ, що складається із АД та електрошпинделя, є більш складною системою. Ефекти, зумовлені значною протяжністю електрошпинделя, нелінійним характером залежності різних параметрів РМ від часу та просторових координат, приводить до того, що спектр сигналу носить не набагато менш стохастичний характер, ніж сам ВС, а наявність дефектів впливає на форму сигналу в цілому. Тому інформативними ознаками є не енергетичні характеристики ВС, а ряд параметрів, які слабо пов'язані з енергетичним балансом сигналу. Враховуючи те, що спектр є широкосмуговим, і містить значущі складові у всьому діапазоні частот, причому частоти, на яких спостерігаються максимальні значення амплітуд, не можна визначити на основі моделі збудження вібрації РМ, можна зробити висновок про те, що спосіб представлення інформації за допомогою спектра є недостатньо достовірним.

Щодо вибору раціональних вібраційних параметрів можна зауважити наступне. З одного боку, розроблена математична модель не дає можливості для моделювання різних дефектів РМ в тому сенсі, щоб можна було передбачити характер зміни ВС, а з іншого боку, на даний час відсутня достатня кількість експериментальних даних про вібраційні процеси в РМ на різних стадіях деградації вузлів і деталей електрошпинделя. Тому для контролю вібраційних параметрів, ВС можна використовувати лише для отримання деякої інтегральної оз-

наки, яка характеризуватиме стан параметрів взаємозв'язаних РМ, що контролюються. В даному методі формується інформативний сигнал за ступенем зносу підшипникових вузлів РМ.

Попередньо проведені дослідження показали, що серед найбільш вживаних параметрів різноманітних машин і механізмів може бути вибрана автокореляційна функція (АКФ) вібраційного процесу [51 – 53].

АКФ несе ту ж інформацію, що і спектральна щільність, оскільки ці функції пов'язані між собою парою перетворень Фур'є, але на практиці часто зустрічаються випадки, коли поведінка АКФ наочніше відображає зміну вібраційних параметрів, наприклад, при зміні співвідношення енергії періодичної та шумової компонент сигналу. Зокрема, при явищах зносу, пов'язаних із зміною геометрії контактуючих поверхонь, зростає роль шумової компоненти, що відображається на вигляді АКФ, зменшуючи відношення сигнал-шум, відповідно збільшується коефіцієнт затухання, який може служити інформативним параметром [54]. Оскільки, саме знос у більшості випадків є первинною причиною найбільш поширених дефектів РМ, то використання АКФ для контролю вібраційних параметрів взаємозв'язаних РМ дозволить адекватно оцінити їх технічний стан.

За інформативний параметр, при автоматичному контролі, було прийнято логарифмічний декремент затухання (ЛДЗ) АКФ сигналів вібрації. Такий вибір є правомірним, оскільки ЛДЗ уже використовувався для оцінки технічного стану РМ, обумовлених їх зносними дефектами [52].

Логарифмічний декремент затухання визначимо за формулою [54, 55]

$$\alpha = \ln \left[\frac{R(t)}{R(t+T)} \right] = \beta T, \quad (3.1)$$

де $R(t) = R(0)e^{-\beta t}$ – амплітуда затухаючих коливань;

T – період затухаючих коливань;

β – коефіцієнт затухання.

Рівняння автокореляційної обробки вібрації РМ за параметрам СКВ S_{X_i} та S_{Y_i} має вигляд

$$R = \frac{K_{ВП}}{t_g} \int_0^{t_g} S_X(t) S_Y(t-T) dt, \quad (3.2)$$

де $K_{ВП}$ - коефіцієнт передачі ВК;

t_b – час вимірювання.

Якщо прийняти $S_{X_i} = S_{Y_i}$, то отримаємо рівняння цифрової обробки ВС для утворення АКФ [55]

$$R(T) = K_{БП} \sum_{v=1}^n S_{X_v}^2 \cos(v\omega_0 T). \quad (3.3)$$

Характеристики зміни АКФ за вібраційними параметрами РМ, яка експлуатувалась місяць та вісім місяців наведена на рис. 3.1.

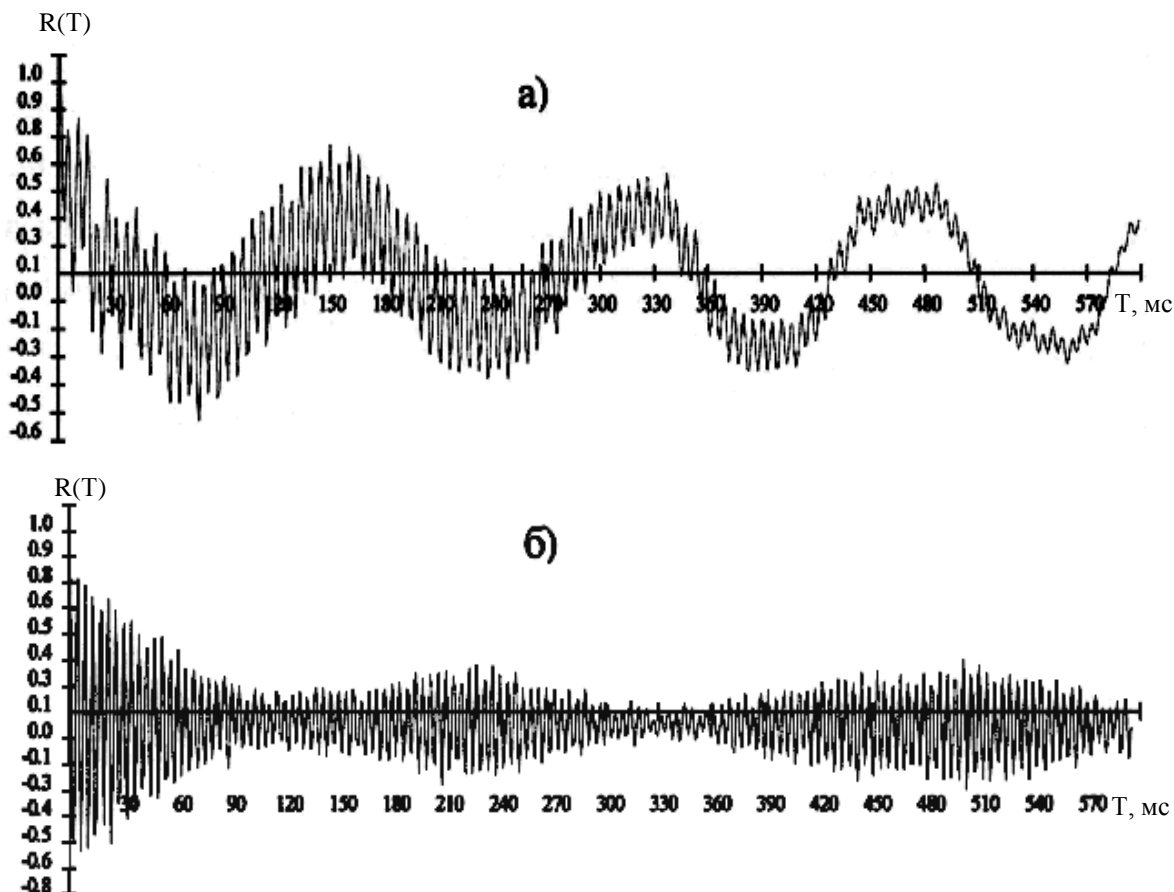


Рис. 3.1. АКФ вібрації РМ ВШ-2, що експлуатувалась протягом: одного місяця (нова) – а) та восьми місяців (зношена) – б)

Як видно із отриманих характеристик, АКФ має вигляд затухаючих модульованих коливань, причому характер модуляції та ступінь затухання змінюються з напрацюванням РМ. Для АКФ (рис.3.1 б) затухання є помітно більшими (АКФ різко спадає до 0.2 – 0.3 від початкового значення), що свідчить про значний знос РМ.

Оскільки для сигналу такої форми досить складно визначити період затухаючих коливань, то за допомогою програмного забезпечення можна використати алгоритм визначення ЛДЗ, який передбачає знаходження спадаючої послідовності максимумів АКФ з наступною

апроксимацією цієї послідовності показниковою функцією: $ae^{(-bt)} + c$. Значення ЛДЗ приймається рівним коефіцієнту b , який знаходиться шляхом оцінки параметрів відповідної лінійної регресії моделі за методом найменших квадратів. Отримане значення не залежить від періоду коливань, тобто відповідає коефіцієнту затухання β у формулі (3.1). Зміна дисперсії виявляє певну залежність від фази періоду качань. Тобто, дисперсія ВС має нестационарний процес, вона зростає при розгоні (пуску) та при зупинці (гальмуванні) РМ (рис. 3.2).

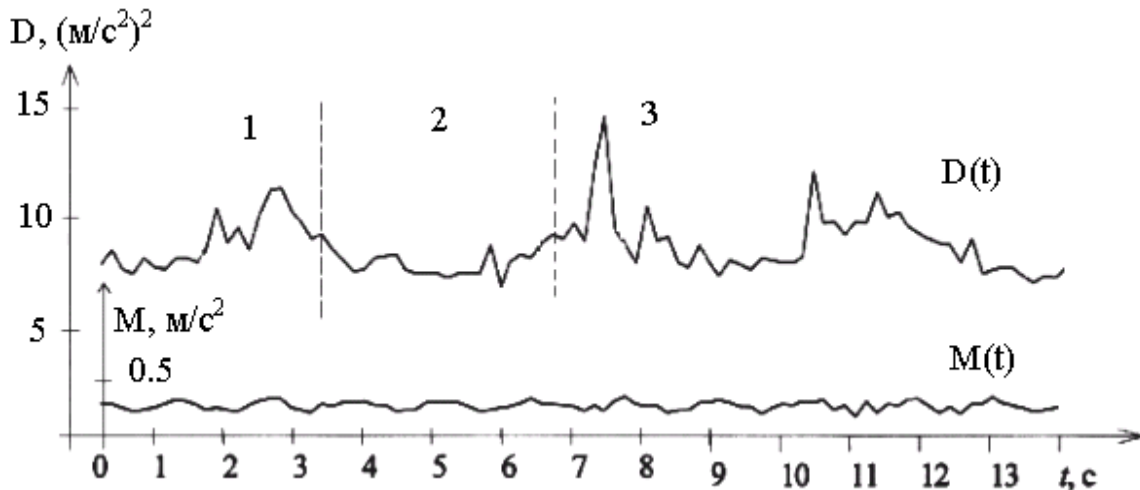


Рис. 3.2. Характеристики зміни в часі математичного сподівання $M(t)$ та дисперсії $D(t)$ вібраційного процесу

Причиною підвищення віброактивності в ці моменти часу є інерційні навантаження РМ при різкій зміні напрямку її руху. Крім того, необхідно відмітити, що дисперсія при гальмуванні, починаючи з подання сигналу зупинки, приймає більші значення і змінюється за іншим законом, ніж при пуску, за рахунок різного напрямку сил тертя та демпфуючого впливу. Експериментальні дослідження зміни дисперсії наведено на рис. 3.3 і рис. 3.4, вони свідчать про те, що зміна математичного сподівання є випадковою величиною і обумовлена дрейфом нуля.

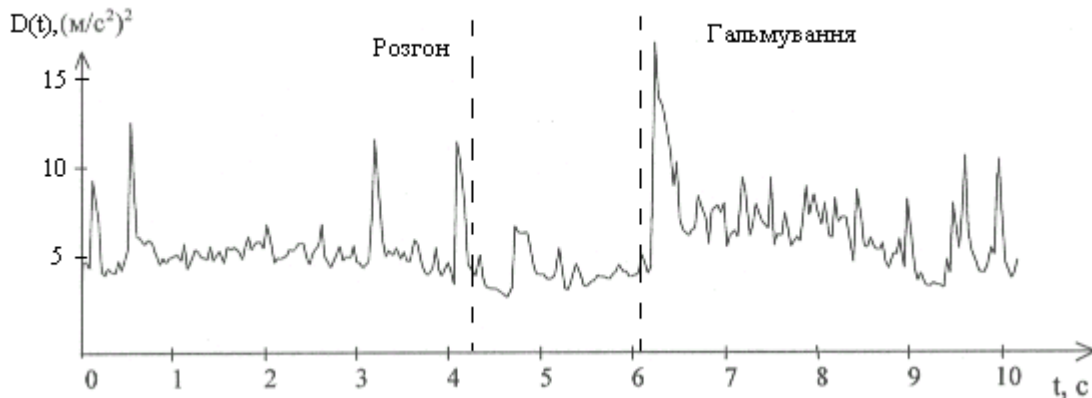


Рис. 3.3. Характеристика зміни дисперсії в часі допоміжної РМ в момент розгону та гальмування (напрацювання 5 місяців)

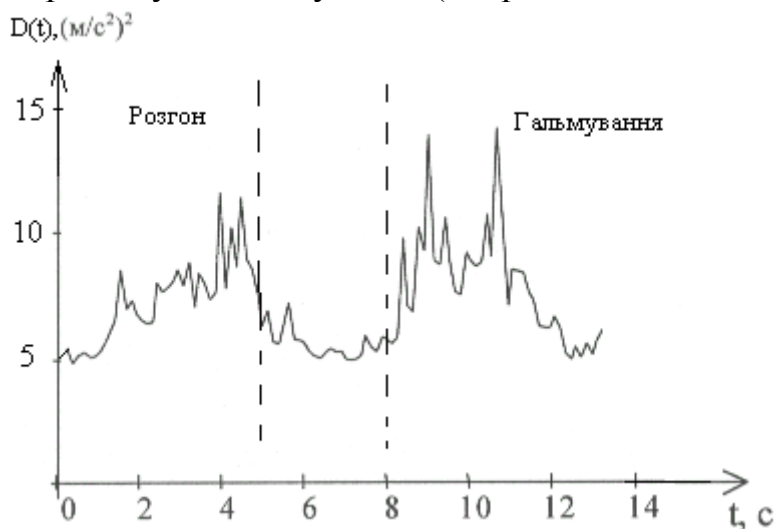


Рис. 3.4. Характеристика зміни дисперсії в часі головної РМ в момент розгону та гальмування (напрацювання 4 місяці)

Логічно припустити, що в зв'язку з нестационарністю ВС як значення, так і ступінь інформативності ЛДЗ також змінюються протягом періоду роботи РМ. Тому найбільш доцільно обчислювати АКФ і ЛДЗ не для всієї реалізації, а для окремих інтервалів (розгону та гальмування). З рис. 3.2 видно, що дисперсія $D(t)$ ВС зростає в процесі розгону – фаза 1, і в процесі гальмування – фаза 3. Для виділених фаз було побудовано АКФ та обчислено ЛДЗ (рис. 3.5). Розраховані за рівнянням (3.1) значення ЛДЗ зношеної РМ при пуску дорівнює $\alpha_p = 1.652$, а при гальмуванні – $\alpha_z = 2.149$.

Для визначення моменту початку руху було використано ВКФ, яка описується рівнянням (2.28). Час досягнення першого максимуму ВКФ визначається з рівняння (2.29). Блок-схему алгоритму контролю вібраційних параметрів взаємозв'язаних РМ наведено на рис. 3.6 [55].

З метою отримання єдиного інформативного параметра Θ , який враховує обидва показники ЛДЗ, прийнято відношення:

$$\Theta = \frac{\alpha_p}{\alpha_r} 100\% , \quad (3.3)$$

$$\Theta = \frac{1.652}{2.149} 100\% = 77\% .$$

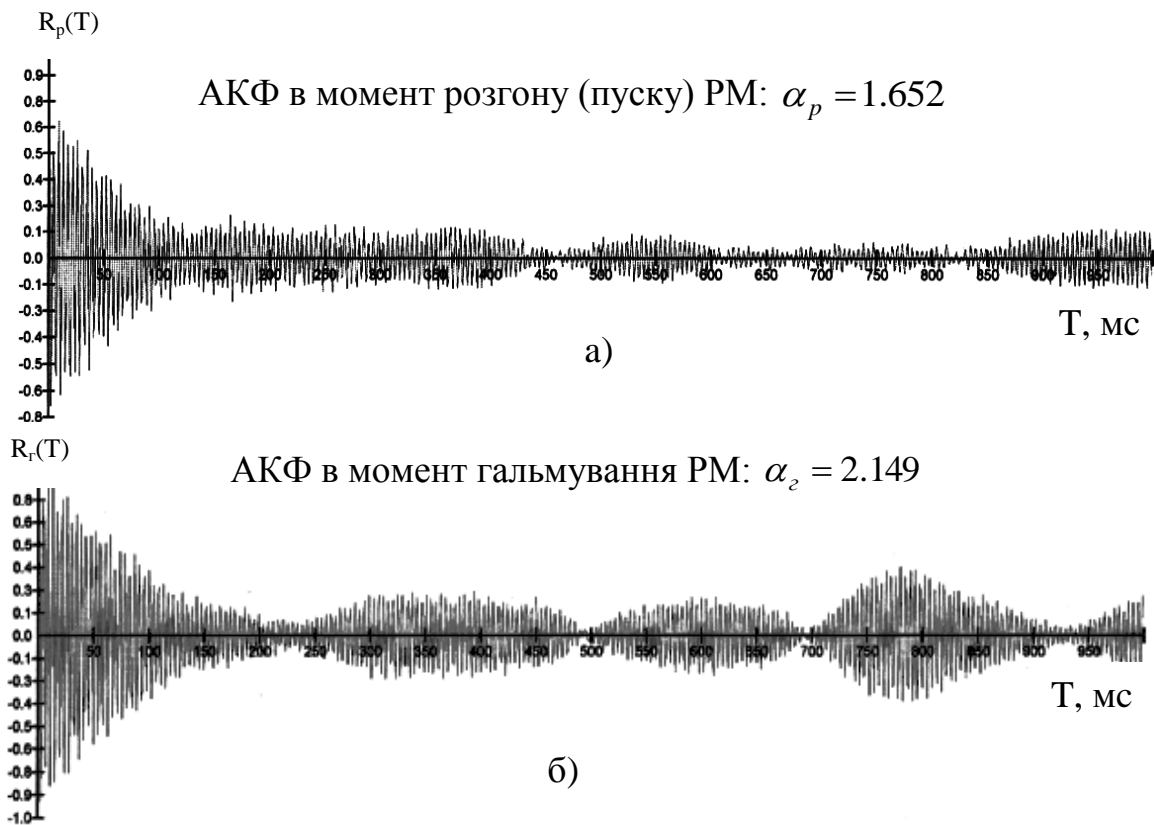


Рис. 3.5. АКФ і ЛДЗ для інтервалів розгону – а) та гальмування – б)

Таким чином, вимірювальний контроль технічного стану РМ можна проводити за параметром Θ , який є відношенням ЛДЗ АКФ на інтервалах розгону та зупинки взаємозв'язаних РМ. Дана ознака адекватно відображає вібраційний стан параметрів РМ, що контролюються, і дозволяє оцінити ступень зносу підшипникових вузлів. Запропонована оцінка ступені зносу підтверджена експериментальними дослідженнями, які наведено в табл. 3.1 та на рис. 3.7 [55]. Таке

оцінювання покладене в основу методу контролю вібраційних параметрів взаємозв'язаних РМ.

Як видно із рис. 3.7, із збільшенням часу напрацювання РМ значення ступеню зносу зростає незалежно від різновидності значень ЛДЗ при розгоні та гальмуванні. Причому, допоміжна РМ зношується швидше ніж головна – це пояснюється тим, що вона постійно підстроюється під головну, і є підтвердженням (доказом) працездатності алгоритму автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ.

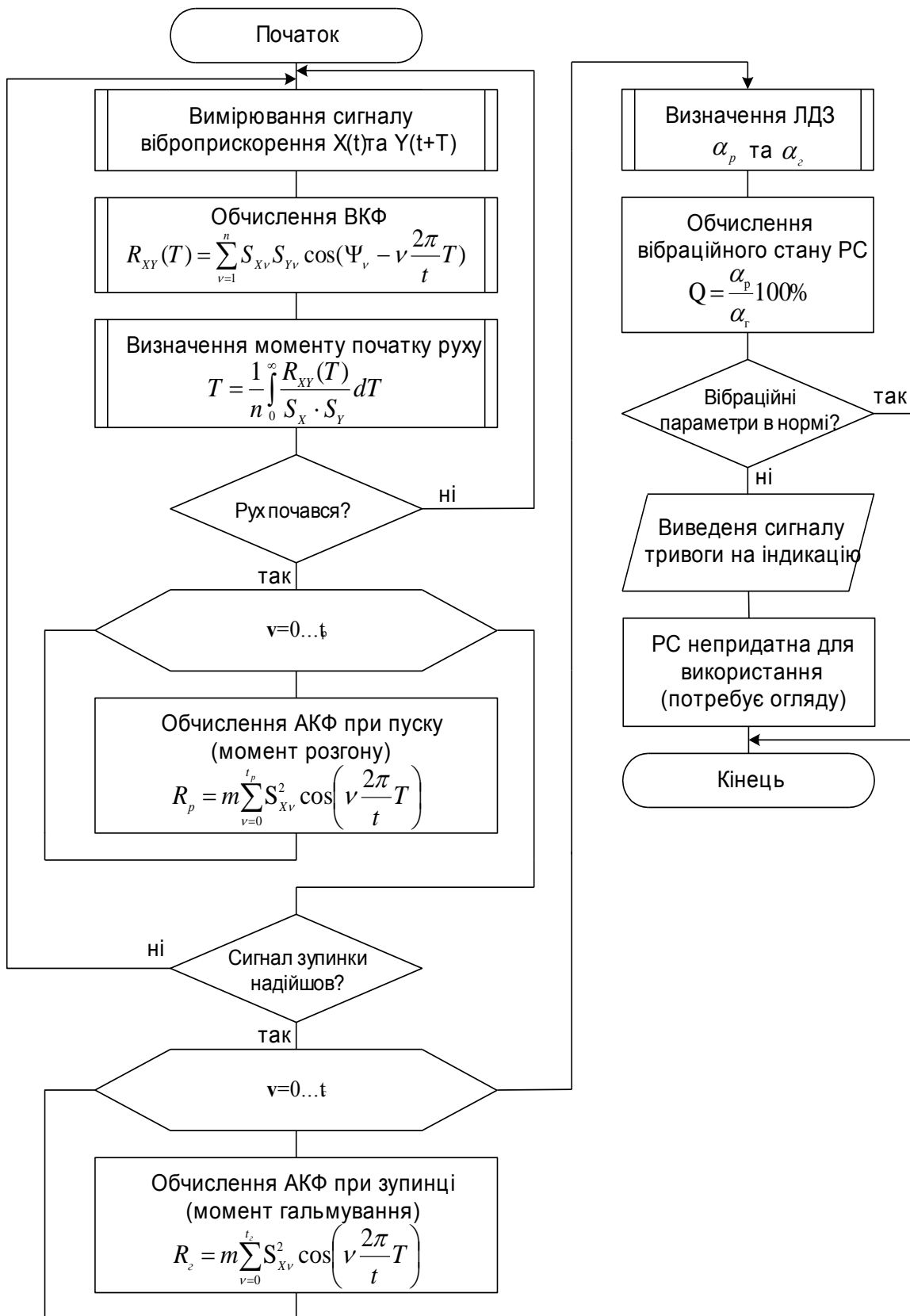


Рис. 3.6. Алгоритм контролю вібраційних параметрів РМ за ЛДЗ

Таблиця 3.1

Експериментальні дослідження ЛДЗ та ступеня зносу взаємозв'язаних (головної і допоміжної) РМ

На- пра- цю- ван- ня, міс.	Значення ЛДЗ				Ступінь зносу, %	
	Момент розгону головної РМ	Момент розгону допоміжної РМ	Момент гальмування головної РМ	Момент гальмування допоміжної РМ	Головної РМ	Допоміжної РМ
1	1.031	1.124	4.9013	5.038	21	22
2	1.2407	1.2021	5.6041	5.2039	23	24
3	1.9102	2.2073	7.2964	7.0927	26	31
4	2.4105	2.0729	7.0897	5.3151	34	39
5	7.8735	9.2114	16.5896	17.862	47	52
6	6.041	7.1073	10.2872	11.1052	59	64
7	3.0326	3.6392	4.5263	5.1256	67	71
8	1.4702	1.652	2.1058	2.149	70	77
9	1.0523	1.1031	1.4031	1.329	75	83
10	0.8215	0.9053	0.9335	0.9631	88	94

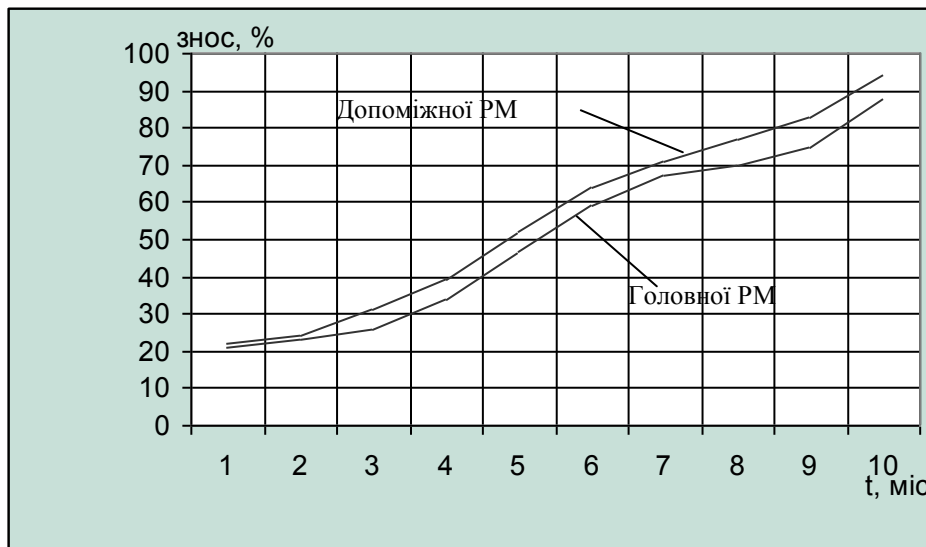


Рис. 3.7. Зміна технічного стану головної і допоміжної РМ з часом їх напрацювання

3.2. Метод контролю моменту опору роторної машини за струмом статора

Багато методів і технічних засобів контролю електромеханічних параметрів РМ використовуються для автоматич-

ного захисту. Але методам виявлення дефектів, які розвиваються в підшипникових вузлах, все-таки не приділяється необхідної уваги. Разом з тим ці дефекти часто приводять до аварій з катастрофічними наслідками, і тому існує об'єктивна необхідність в розробці та дослідженні нових методів виявлення дефектів. Своєчасне виявлення дефектів у вузлах, які виконують механічні функції, і їх усунення може запобігти виникненню аварій та стати високоефективним засобом підвищення надійності роботи РМ. Це важливо у тих випадках, коли РМ працюють в умовах, де неможливий або обмежений доступ для виконання технічного обслуговування і ремонту.

Якщо дефект у підшипнику залишається непоміченим, то підшипник під дією наростаючої вібрації, як правило, виходить з ладу. Внаслідок цього порушується осьова симетрія вала, і ротор, який обертається, деформує активну сталь та ізоляцію обмоток статора, що безповоротно приводить до аварії.

При пошкодженні підшипників або порушенні центрування вала, момент опору, який діє на вал РМ, періодично змінюється з частотою, що пропорційна частоті обертання вала. Періодична зміна моменту опору викликає появу в струмі статора складових з частотою, яка також пропорційна частоті обертання вала. Відділення цих складових від складових струму основної частоти і контроль їх рівня дозволяє виявити дефекти в механічній частині РМ.

Зв'язок окремих складових струму статора з характером дій на ротор при виникненні механічних дефектів можна встановити, користуючись загальноприйнятою еквівалентною схемою, що наведена на рис. 3.8 [56].

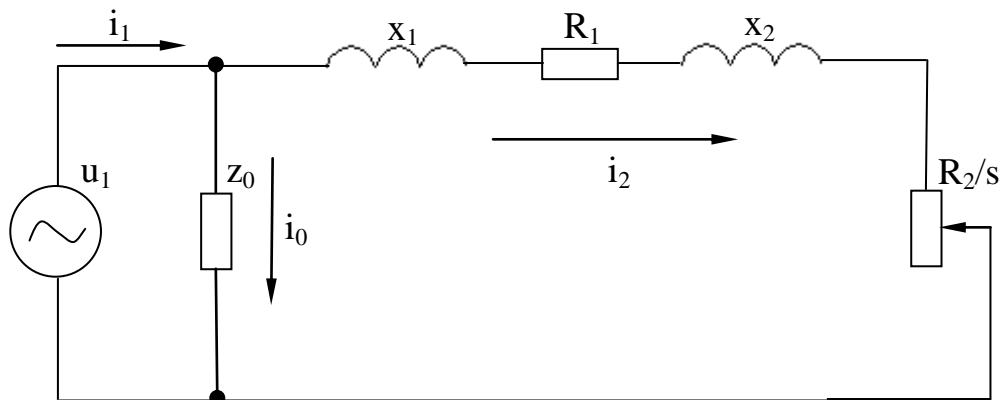


Рис. 3.8. Еквівалентна схема заміщення РМ

Струм фази статора АД, у відповідності з схемою заміщення при синусоїдальній напрузі живлення визначається за формулою

$$i_1 = i_0 + i_2' = i_0 + \frac{U_{1m}}{\sqrt{(x_1 + x_2')^2 + (R_1 + R_2'/s)^2}} \sin(\omega_1 t - \varphi), \quad (3.4)$$

$$\varphi = \arctg\left(\left(x_1 + x_2'\right)\left(R_1 + R_2'/s\right)^{-1}\right), \quad (3.5)$$

де i_0, i_2' – струм намагнічування і струм статора РМ;

U_{1m} – амплітуда напруги живлення;

x_1, x_2' – індуктивний опір статора і ротора;

s – ковзання;

ω_1 – частота обертання вала РМ.

Ковзання РМ, в свою чергу, залежить від обертового моменту, а значить, від моменту опору обертання вала.

Для аналізу зручно використати представлення моменту опору M_o сумою статичної M_0 і періодичної синусоїдальних складових (рис.3.9)

$$M_o = M_0 + M_a \sin(\alpha t), \quad (3.6)$$

де M_a і α – амплітуда і кругова частота періодичної складової моменту опору.

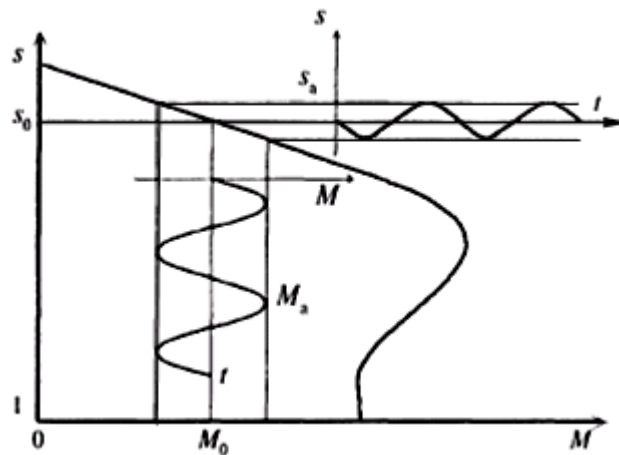


Рис. 3.9. Механічна характеристика РМ

Розв'язок рівняння руху ротора АД [56]

$$J d\alpha/dt + M_o = M, \quad (3.7)$$

в таких умовах набуває вигляду

$$M = M_0 + \frac{M_a}{\sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}} \sin(\alpha \cdot t - \theta) + \frac{M_a}{\sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}} \sin(\theta) e^{-\frac{t}{T_n}}, \quad (3.8)$$

де $T_n = J\omega_0 \frac{S_n}{M_n}$; $\theta = \arctg(\alpha T_n)$;

M – момент обертання вала РМ;

J – момент інерції;

ω_0 – синхронна кутова частота обертання ротора;

S_n і M_n – номінальне ковзання і момент обертання АД.

На лінійній ділянці механічної характеристики зв'язок ковзання і моменту обертання можна описати рівнянням

$$s = M S_n / M_n. \quad (3.9)$$

Тоді для статичного режиму роботи отримаємо

$$s = s_0 + s_a \sin(\alpha \cdot t), \quad (3.10)$$

де $s_0 = M_0 \frac{S_n}{M_n}$; $s_a = \frac{M_a S_n}{M_n \sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}}$.

Періодична зміна ковзання викликає періодичну зміну еквівалентного опору РМ. Зміна цього опору, в свою чергу, викликає зміну струму статора з частотою α . Але частота обертання РМ має кутову швидкість ω_1 , яка відрізняється від α , і, відповідно, в струмі статора з'являються складові не тільки з частотою обертання вала, але й з частотами, які визначаються механічними збуреннями.

При реальних співвідношеннях параметрів РМ, коли ковзання не перевищує 0,1 [57, 58]

$$x_1 + x_2 \ll \frac{R_2}{s}; \quad R_1 \ll \frac{R_2'}{s}. \quad (3.11)$$

Для отримання наочних залежностей можна прийняти $x_1 + x_2 = R_1 = 0$ і представити струм статора таким рівнянням

$$i_1 = i_0 + \frac{U_{1m} s_0}{R_2} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \frac{U_{1m} s_a}{R_2} \sin(\alpha \cdot t) \sin(\omega_1 t - \varphi). \quad (3.12)$$

Підставивши в рівняння (3.12) значення струму намагнічування і розклавши похідну синусоїдальної функції на дві складові, отримаємо

$$i_I = I_{0m} \sin(\omega_1 t - \psi) + \frac{U_{1m} s_0}{R_2} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \frac{U_{1m} s_a}{2R_2} [\cos(\beta \cdot t - \varphi) - \cos(\gamma \cdot t - \varphi)], \quad (3.13)$$

де I_{0m} і ψ – амплітуда і фаза струму намагнічування;

$$\beta = \omega_1 - \alpha; \quad \gamma = \omega_1 + \alpha.$$

Як бачимо, струм статора при механічних пошкодженнях в РМ містить складові з частотами, які дорівнюють різниці між кутовою швидкістю РМ ω_1 та складовою кутової частоти моменту опору $\beta = \omega_1 - \alpha$, і сумі цих частот $\gamma = \omega_1 + \alpha$.

Якщо РМ має p пар полюсів, то частоти складових можна розрахувати за формулами [59]:

$$\beta' = \frac{\beta}{2\pi} = \frac{\omega_1}{2\pi} \left(1 + \frac{s-1}{p} \right), \quad (3.14)$$

$$\gamma' = \frac{\gamma}{2\pi} = \frac{\omega_1}{2\pi} \left(1 + \frac{1-s}{p} \right). \quad (3.15)$$

Прийнявши $s=s_0$ і кутову швидкість рівною 314 рад/с, можна оцінити діапазон зміни β' і γ' . Обмежившись режимами роботи РМ, при яких ковзання може змінюватись від 0.001 до 0.1, отримаємо для двохполюсного АД (синхронна швидкість 3000 об/хв) такі діапазони можливих змін частот: $\beta' = 0,5 \div 5$ Гц, $\gamma' = 99,5 \div 95$ Гц.

Слід відмітити, що чим більшу кількість полюсів має АД, тим менший діапазон зміни частот β' і γ' при зміні ковзання, і тим ближче вони до кутової швидкості обертання вала РМ.

Амплітуда складових струму статора з частотами β і γ залежить не тільки від частоти обертання і власних електричних параметрів РМ, але й від амплітуди змінної складової ковзання, яка, в свою чергу, визначається амплітудою коливань моменту опору обертання вала та інерційністю елементів РМ, що обертаються. Із співвідношення [59]

$$\frac{s_a}{s_0} = \frac{M_a}{M_0 \sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}} \quad (3.16)$$

впливає, що чим більша величина αT_n , тим менше змінюється ковзання при зміні моменту опору і менша амплітуда складових струму, що аналізуються.

Прийнявши до уваги рівність

$$\alpha T_n = J \frac{s_n}{P_n} \omega_0^3 (1 - s_n)^2, \quad (3.17)$$

де P_n – номінальна потужність АД, можна відмітити, що інерційні властивості проявляються більше у високошвидкісних РМ, чим у тихохідних. Крім того, власний момент інерції РМ пов'язаний з його номінальною потужністю степеневою залежністю з показником більшим 1, тому збільшення номінальної потужності РМ тягне за собою збільшення його інерційності.

В нормальних експлуатаційних режимах момент опору, а значить, і обертовий момент РМ з круговою симетрією ротора не залежить від кута повороту вала і не містить змінної складової моменту. Тому ковзання не змінюється періодично і в струмі статора відсутні складові з частотами, що відрізняються від ω_1 .

На рис. 3.10 представлена осцилограма струму статора РМ з номінальною потужністю 0.18кВт і синхронною швидкістю обертання 3000 об/хв з навантаженням у вигляді суми постійної і синусоїдальної складової, яка отримана шляхом математичного моделювання.

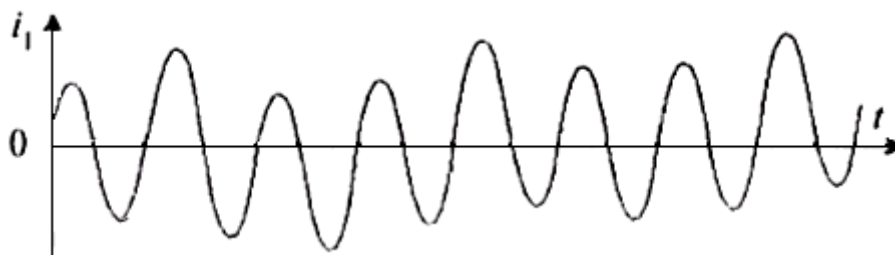


Рис. 3.10. Характеристика струму статора РМ

Для перевірки адекватності використаної математичної моделі РМ розглянутого процесу проведені експериментальні дослідження із штучно створеними дефектами в механічній частині. В результаті порівняльного аналізу осцилограм струмів статора змодельованого і реального об'єктів встановлено, що запропонована математична модель може бути використана для контролю моменту опору РМ за струмом статора.

Результати досліджень зв'язку механічних збурюючих дій дають можливість припустити, що запропонований метод дозволяє

виявити дефекти в механічній частині РМ шляхом частотної фільтрації окремих складових струму статора та контролю їх рівня.

На рис. 3.11 зображено структурну схему реалізації методу контролю моменту опору РМ за струмом статора [59].

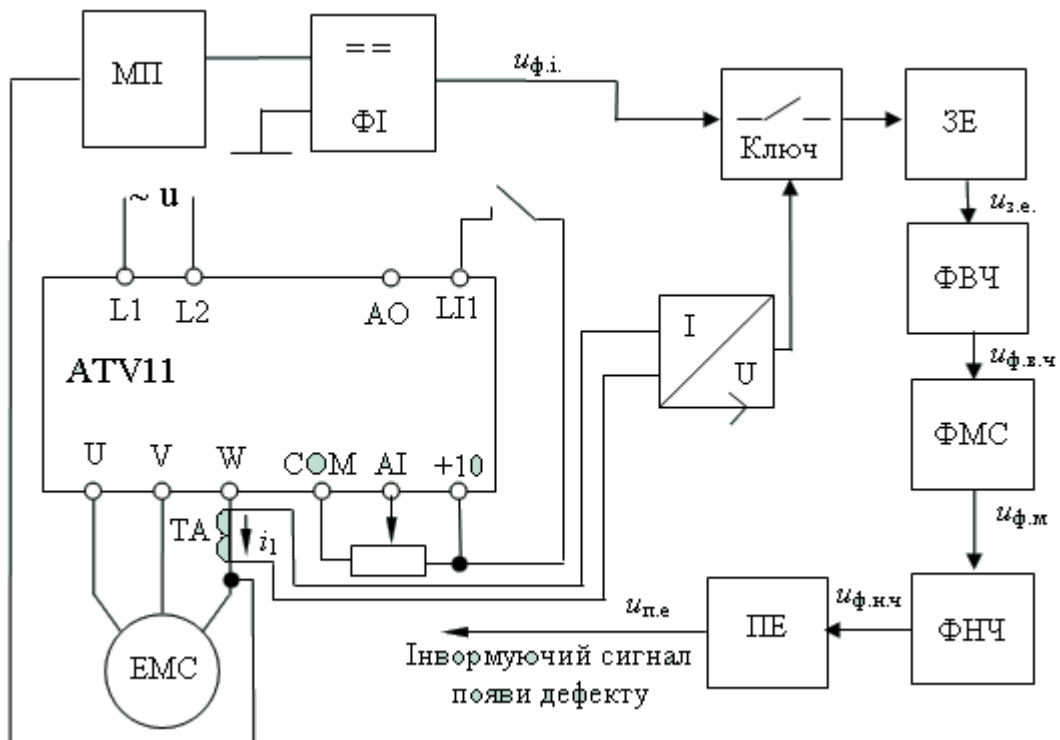


Рис. 3.11. Структурна схема реалізації методу контролю моменту опору РМ за струмом статора

Виділення складових струму статора з частотами, що відрізняються від заданої частоти, здійснюється спеціальним режекторним (загороджувачим) частотним фільтром. Використання тут високочастотного фільтра з фіксованою вузькою смугою загородження не дозволяє отримати достатньої селективності. Складові струму статора з частотами, які кратні частоті обертання вала РМ (поява яких не пов'язана з дефектами у вузлах РМ), не послаблюються, а сприймаються як інформативний сигнал про відхилення моменту опору від норми. Це може привести до фальшивої тривоги. Тому розроблено спеціальний фільтр, в якому частота максимального послаблення сигналу строго дорівнює 10 Гц, що досягається шляхом використання методу синхронного детектування [58, 59].

Сигнал, який пропорційний кутовій швидкості РМ, з входу частотного регулятора, через масштабний перетворювач (МП), подається на вхід формувача імпульсів (ФІ), де з синусоїдального

вхідного сигналу формуються прямокутні імпульси, тривалістю набагато меншою періоду вхідного сигналу. Причому частота слідування цих імпульсів дорівнює частоті обертання вала РМ.

Вихідні імпульси з виходу формувача подаються на керуючий вхід електронного ключа. Ключ знаходиться в розімкненому стані і періодично короткочасно замикається під дією керуючих імпульсів, з'єднуючи інформаційний вхід комутатора з виходом. Таким чином, з аналогового виходу частотного регулятора за струмом, через перетворювач „струм-напруга”, на вхід запам'ятовуючого елементу (ЗЕ) подаються вибірки значень струму статора. В нормальних умовах, при справних підшипниках, струм статора АД має синусоїдальну (або близьку до неї) форму. Тому вибірки значень струму, які відповідають конкретній фазі сигналу, в усталеному режимі (коли амплітуда струму не змінюється) мають однакові значення (рис. 3.12). В результаті на виході аналогового ЗЕ встановлюється сигнал постійного рівня. Цей вихідний сигнал подається на вхід фільтру верхніх частот (ФВЧ). Оскільки вхідний сигнал ФВЧ має постійне значення, то сигнал на його виході дорівнює нулю. Потім вихідний сигнал ФВЧ послідовно обробляється формувачем модуля сигналу (ФМС), фільтром нижніх частот (ФНЧ) і пороговим елементом (ПЕ). Оскільки рівень сигналу дорівнює нулю (підшипник справний), він не змінює стан виходу порогового елемента і, відповідно, не викликає спрацювання виконавчого механізму (сигналу оповіщення про виникнення дефекту).

При появі механічного дефекту у підшипнику або порушенні центрування вала РМ момент опору стає залежним від кута повороту вала. В таких умовах при обертанні вала момент опору періодично змінюється. Відповідно, ковзання, пов'язане з обертовим моментом лінійною залежністю (3.16), періодично змінюється з частотою, що дорівнює частоті обертання вала. Періодична зміна ковзання викликає періодичну зміну еквівалентного вхідного електричного опору електродвигуна. Зміна цього опору, в свою чергу, викликає зміну струму статора з частотою обертання вала [59].

В таких умовах вибірки струму статора, який подається на вхід ЗЕ, відрізняються одна від одної, і рівень сигналу на виході ЗЕ змінюється (рис. 3.13). Цей змінний сигнал проходить через ФВЧ, випрямляється ФМС, усереднюється ФНЧ і надходить на вхід ПЕ. Якщо рівень сигналу вищий порогу спрацювання, то пороговий елемент діє на виконавчий орган, який формує сигнал, що інформує про появу дефекту.

Описаний алгоритм реалізований в СВК параметрів взаємозв'язаних РМ. Проведені різнобічні випробування, які

підтвердили високу вірогідність контролю моменту опору РМ за струмом статора. Завдяки використанню описаного методу відкривається можливість значно скоротити виробничі збитки від неочікуваного відмовлення РМ і значно знизити затрати на ремонт, що не потребує виконання великих об'ємів ремонтних робіт.

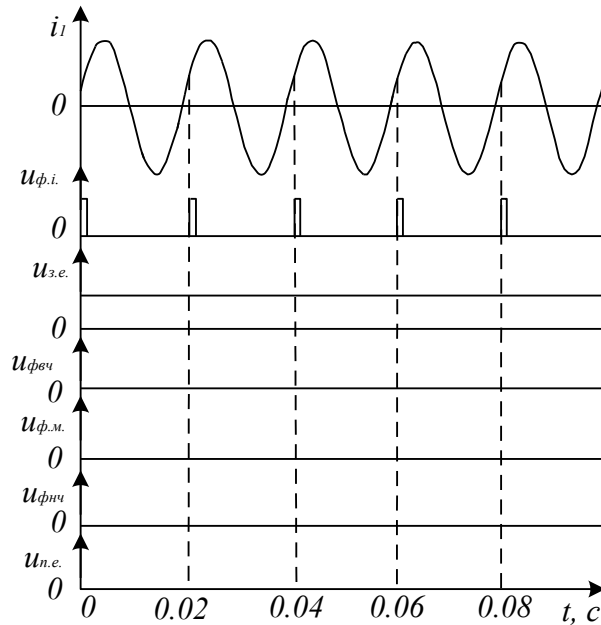


Рис. 3.12. Часові діаграми, що відповідають нормальному стану механічної частини РМ

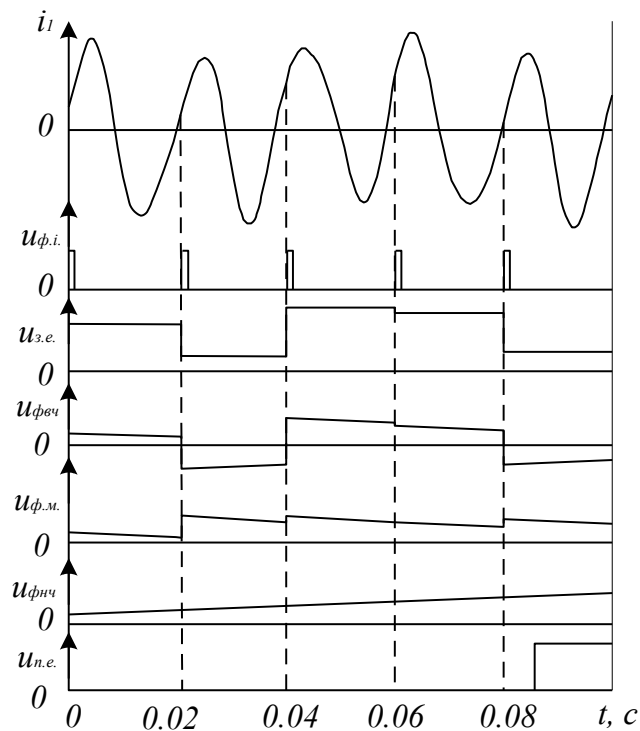


Рис. 3.13. Часові діаграми роботи запропонованого методу при появі дефекту в механічній частині РМ

Таким чином, обґрунтована можливість виявлення дефектів в механічній частині РМ за струмом статора. В основу алгоритму роботи покладений спеціальний метод фільтрації складових струму статора з частотами, що відрізняються від частоти обертання вала РМ, і контроль рівня цих складових. Проведені випробування підтвердили справедливість прийнятих при розробці технічних рішень і високу ефективність дії методу контролю моменту опору РМ за струмом статора [59].

3.3. Метод функцій чутливості для контролю механічних параметрів роторних машин

3.3.1. Аналіз механічних параметрів роторних машин в режимі самогальмування

Як відомо, якість обробки сировини значною мірою залежить від несинхронності обертання РМ, на яку суттєво впливає технічний стан механічних параметрів. Тому для зменшення несинхронності обертання розроблено метод контролю найбільш впливових механічних параметрів РМ. Поява дефекту в механічній частині характеризується періодичною зміною моменту опору механізму M_0 . Такі навантаження є типовими для РМ, в яких обертання вала здійснюється за допомогою підшипниково-шатунних механізмів, і систем, які часто вмикаються та вимикаються. Ці навантаження підпорядковані, як правило, статичним закономірностям і можуть бути описані детермінованими часовими залежностями лише наближено [60, 61].

Зміна електромагнітного моменту РМ $M(t)$ при відомому моменту опору $M_0(t)$ може бути визначена на основі рівняння руху жорсткої механічної системи

$$M(t) = M_0(t) + J d\omega_r(t)/dt, \quad (3.18)$$

де ω_r – кутова швидкість обертання ротора;

J – момент інерції ротора.

Оцінці впливу на РМ дестабілізуючих факторів присвячено багато робіт [61 – 63], але в них розглядається вплив опору, струму та індуктивності при пуску електродвигунів.

Розглянемо метод контролю механічної частини РМ в процесі самогальмування, тобто по закінченню перехідного процесу АД вимикається і вимірюється кутова швидкість $\omega(t)$ (рис. 3.14). Електромагнітний момент $M(t)$ при самогальмуванні стає рівним нулю. Після повної зупинки РМ проводиться визначення моменту

інерції J та моменту опору M_0 , які порівнюються із їх номінальними значеннями, в результаті чого визначається чи знаходяться механічні параметри в допустимих межах та на скільки відхиляються від норми.

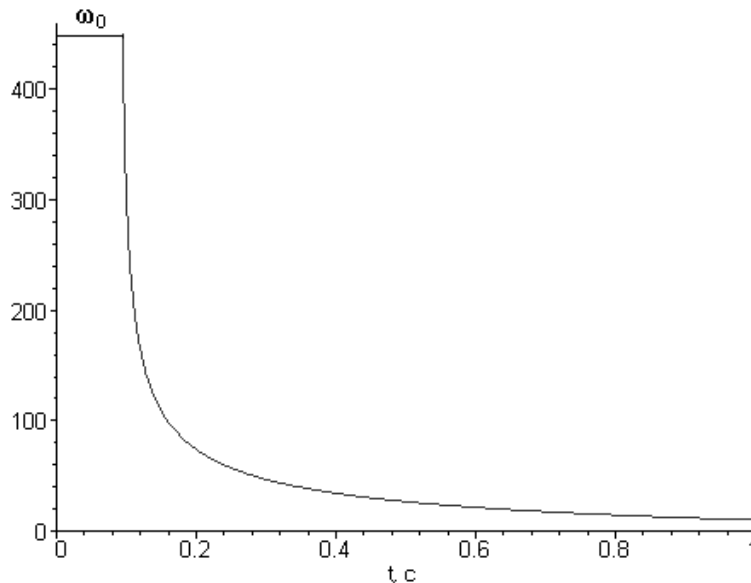


Рис. 3.14. Процес самогальмування РМ

Таким чином, рівняння (3.18) в режимі самогальмування запишеться у вигляді

$$J d\omega_r(t)/dt = -M_0(\omega_r). \quad (3.19)$$

Момент опору $M_0(\omega_r)$ при самогальмуванні в широкому діапазоні кутових швидкостей пов'язаний із швидкістю ротора ω_r залежністю [62, 64]

$$M_0(\omega_r) = \text{sign}(\omega_r) \{ M_n + (M_{0н} - M_n)(\omega_r/\omega_0)^2 \}, \quad (3.20)$$

де M_n – пусковий момент РМ;

$M_{0н}$ – момент опору при номінальному навантаженні;

ω_0 – кутова швидкість при якій починається процес самогальмування.

Для контролю механічних параметрів РМ в процесі самогальмування використаємо функції чутливості [64 – 66]

$$\frac{\partial U(t)}{\partial t} = \frac{\partial F}{\partial W} U(t) + \frac{\partial F}{\partial A}, \quad (3.21)$$

де W – вектор стану параметрів, що контролюються;

F – вектор правої частини досліджуваного рівняння;

A – вектор зовнішніх дестабілізуючих факторів;

U – матриця функцій чутливості.

Наведемо вихідну математичну модель самогальмування РМ у вигляді

$$\frac{\partial W}{\partial t} = F(W, A, t). \quad (3.22)$$

Для дослідження впливу механічних параметрів J і $M_0(\omega_r)$ використаємо апарат теорії чутливості. Механічні параметри запишемо у вигляді векторів W і A:

$$W = (\omega_r)^T, \quad (3.23)$$

$$A = (J; M_{0н}; M_n)^T. \quad (3.24)$$

Рівняння (3.23) із врахуванням формул (3.20) та (3.22) прийме такий вигляд [64]

$$\frac{d\omega_r(t)}{dt} = -\frac{\text{sign}(\omega_r)}{J} \left[M_{п} + (M_{0н} - M_{п}) \left(\frac{\omega_r}{\omega_0} \right)^2 \right]. \quad (3.25)$$

Провівши необхідні математичні перетворення, отримаємо розв’язок частинних похідних $\frac{\partial F}{\partial W}$ та $\frac{\partial F}{\partial A}$, графічне представлення яких в режимі самогальмування з максимальної кутової швидкості обертання $\omega_0=450\text{рад/с}$ зображено на рис. 3.15 – 3.18.

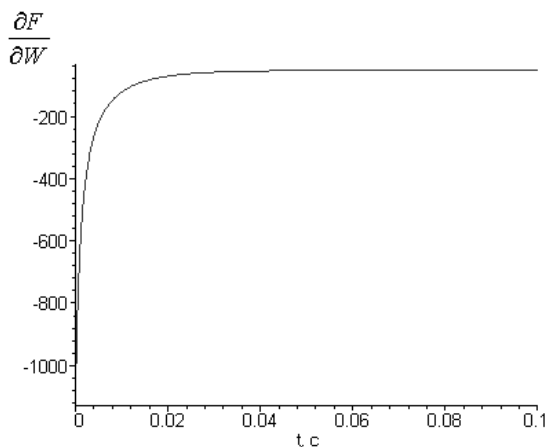


Рис. 3.15. Частинна похідна $\frac{\partial F}{\partial W}$

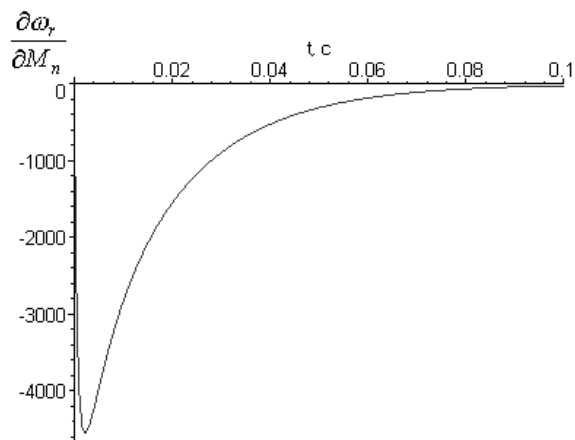


Рис. 3.16. Частинна похідна $\frac{\partial F}{\partial M_n}$

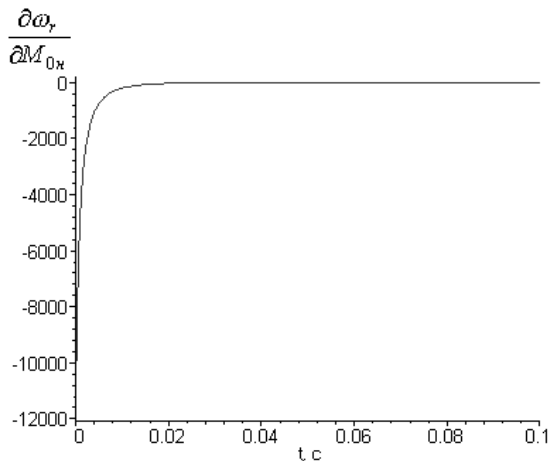


Рис. 3.17. Частинна похідна $\frac{\partial \omega_r}{\partial M_{0H}}$

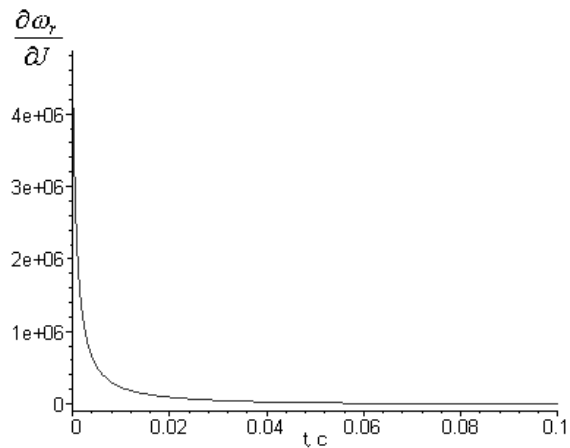


Рис. 3.18. Частинна похідна $\frac{\partial \omega_r}{\partial J}$

Підставивши отримані частинні похідні $\frac{\partial F}{\partial W}$ та $\frac{\partial F}{\partial A}$ в рівняння функцій чутливості (3.21), отримаємо функції чутливостей [64, 66].

Характеристики зміни функцій чутливості $u_{11}(t)$, $u_{12}(t)$ і $u_{13}(t)$ при номінальних параметрах $J_n=0.038$ (кГ·м²), $M_{0H}=2$ (Н·м), $M_{0H}=15.38$ (Н·м) для АД типу 4А46 із електрошпинделем в режимі самогальмування на різних кутових швидкостях $\omega_{01}=150$ (рад/с), $\omega_{02}=250$ (рад/с), $\omega_{03}=350$ (рад/с) та $\omega_{04}=450$ (рад/с), зображено на рис.3.19 – 3.21.

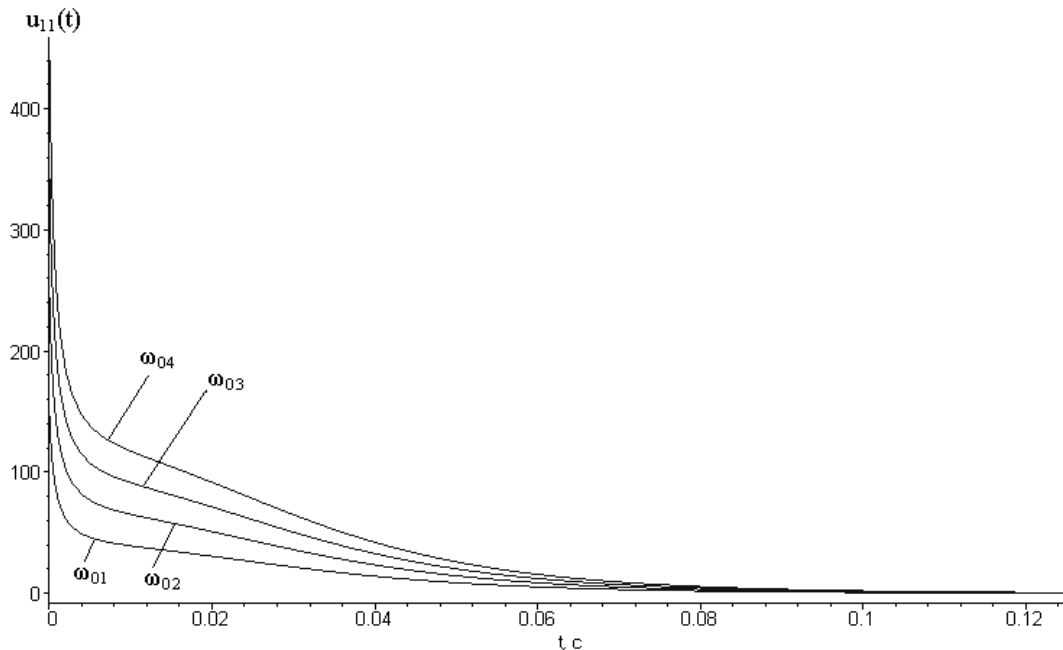


Рис. 3.19. Графічне представлення розв'язку функцій чутливостей $u_{11}(t)$ при різних кутових швидкостях і номінальних параметрах РМ

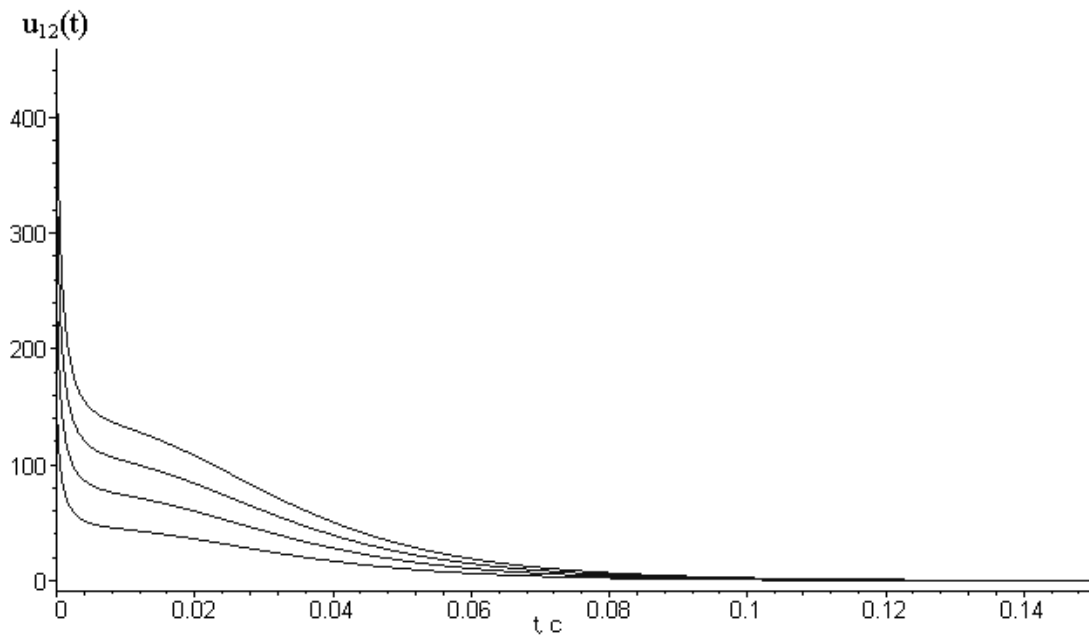


Рис. 3.20. Графічне представлення розв'язку функцій чутливостей $u_{12}(t)$ на різних кутових швидкостях при номінальних параметрах РМ

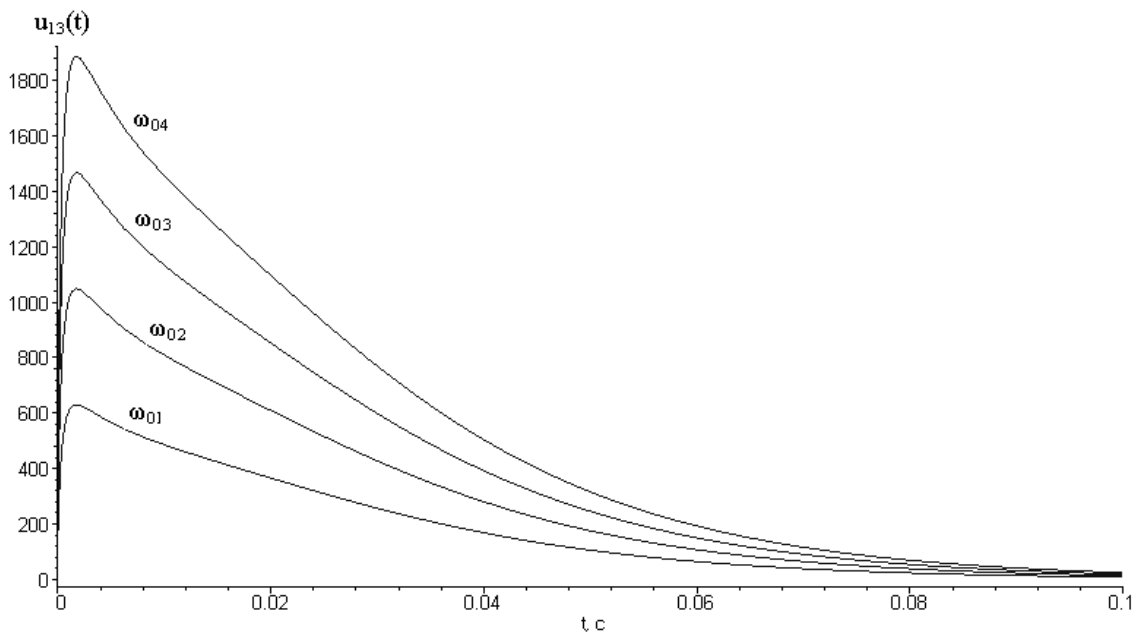


Рис. 3.21. Графічне представлення розв'язку функцій чутливостей $u_{13}(t)$ на різних кутових швидкостях, при номінальних параметрах РМ

3.3.2. Метод контролю механічних параметрів роторних машин за функціями чутливості

Розглянемо режим самогальмування у вигляді диференційного рівняння (3.22), де 1-мірний вектор постійних параметрів A визначимо як в (3.24). Тоді задача контролю механічних параметрів РМ за допо-

могою функцій чутливостей буде полягати в знаходженні значень вектора A при вимірюванні неповного вектора стану W [62].

Для i -тої компоненти вектора W з достатньою точністю можна прийняти

$$W_i(t) = W_i^h(t) + \sum_{j=1}^l u_{ij}(t)q_j, \quad (3.26)$$

де $W_i^h(t)$ – номінальний рух системи (3.25), що обумовлений номінальними значеннями параметрів A^h ;

$u_{ij}(t)$ – функції чутливостей координати $W_i(t)$ до зміни параметра A_i ;

l – розрядність вектора A ,

$$q = A^h - A. \quad (3.27)$$

Функції чутливостей $u_{ij}(t)$ визначаються з рівняння

$$\frac{\partial u_{ij}(t)}{\partial t} = \sum_{m=1}^n \left(\frac{\partial F_i}{\partial W_m} \right)^h u_{mj}(t) + \left(\frac{\partial F_i}{\partial A_j} \right)^h, u_{ij}(t_0) = \omega_0. \quad (3.28)$$

В матричній формі запису рівняння (3.26), (3.28) будуть мати вигляд:

$$W(t) = W^h(t) + u(t)q; \quad (3.29)$$

$$\frac{\partial u(t)}{\partial t} = \frac{\partial F}{\partial W} u(t) + \frac{\partial F}{\partial A}, u(t_0) = \omega_0. \quad (3.30)$$

Номінальний рух $W^h(t)$ визначається з виразу

$$\frac{\partial W^h}{\partial t} = F(W^h, A^h, t), W^h(t_0) = \omega_0. \quad (3.31)$$

В процесі сумісного розв'язання рівнянь (3.30) і (3.31) розраховується номінальний рух $W^h(t)$ і матриця чутливостей $u(t)$. Далі, на основі отриманих даних про $W^h(t)$, $u(t)$ і результатів спостережень $W(t)$ визначаються невідомі значення всіх компонентів вектору q .

Номінальне значення кутової швидкості є розв'язком диференційного рівняння (3.25) при номінально допустимих параметрах в режимі самогальмування, що має вигляд [64, 66]

$$\omega_r^H(t) = \frac{\omega_0 \sqrt{M_n \left(M_n - M_{0H} + M_{0H} e^{\left(\frac{2M_{Ht}}{J} \right)} \right)}}{M_n - M_{0H} + M_{0H} e^{\left(\frac{2M_{Ht}}{J} \right)}}. \quad (3.32)$$

Для контролю механічних параметрів використаємо квадратичний критерій вигляду

$$Q = \sum_{i=1}^r \left(W_i(t) - W_i^H(t) - \sum_{j=1}^l u_{ij}(t) q_j \right)^2 \quad (3.33)$$

і необхідну умову мінімуму

$$\frac{dQ}{dq_m} = 2 \sum_{i=1}^s \sum_{m=1}^r \left(W_i(t) - W_i^H(t) - \sum_{j=1}^l u_{ij}(t) q_j \right) u_{im}(t) = 0, \quad (3.34)$$

де $m=1, 2, \dots, l$;

s – кількість механічних параметрів, що забезпечують можливість знаходження всіх компонент вектора q із системи лінійних рівнянь

$$\sum_{i=1}^s \sum_{j=1}^l \left(\sum_{m=1}^r u_{ij}(t) u_{im}(t) \right) q_j = \sum_{i=1}^s \sum_{m=1}^r \left(W_i(t) - W_i^H(t) \right) \cdot u_{im}(t). \quad (3.35)$$

Далі розв'яжемо систему лінійних рівнянь (3.35) відносно вектора q_j , при номінальних механічних параметрах. Реальні значення механічних параметрів РМ визначаються з рівняння (3.27), яке набуде вигляду $A=A^H+q$. В результаті розв'язання системи рівнянь (3.26), отримується її розв'язок відносно вектора q .

При моделюванні відхилень моменту інерції у бік збільшення, реальні значення характеристик зміни механічних параметрів РМ представлено на рис. 3.22 і рис. 3.23.

Як видно з вищенаведених характеристик, номінальні параметри суттєво перевищили момент інерції (рис. 3.22) та момент опору (рис. 3.23 а), а інші параметри хоч і змінилися, але несуттєво. Тому в

даному випадку можна формувати інформативний сигнал тривоги про відхилення моментів опору та інерції, що свідчатиме про несправність в механічній частині електрошпинделя.

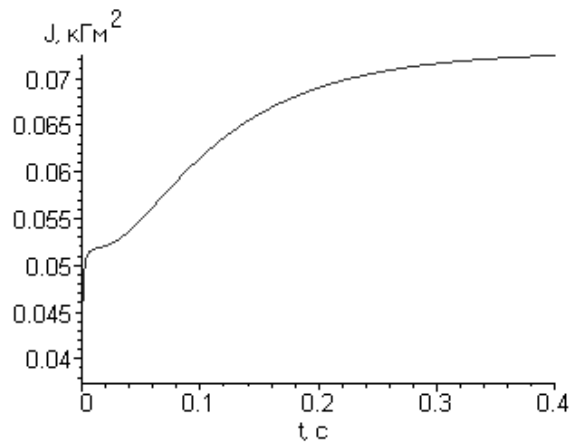


Рис. 3.22. Характеристики зміни моменту інерції при появі дефекту

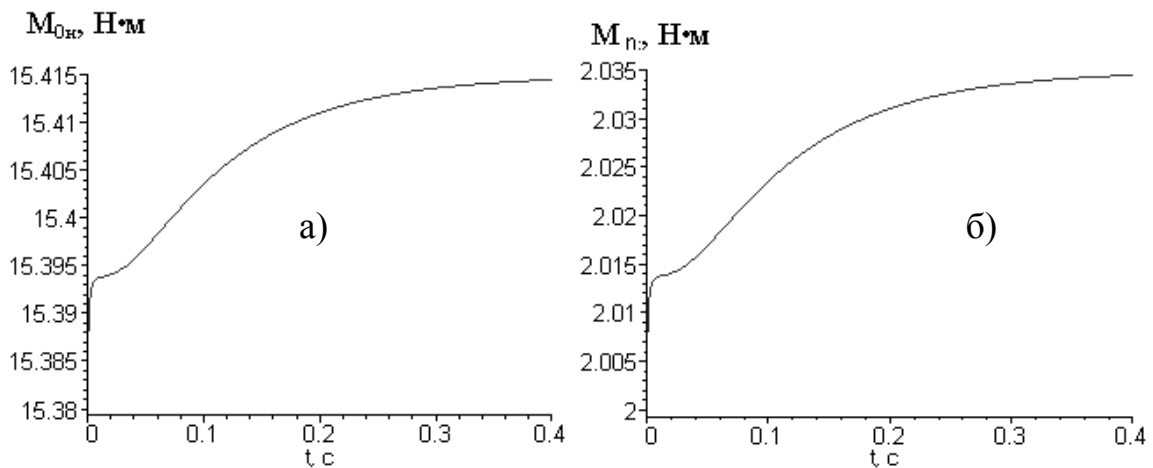


Рис. 3.23. Характеристика зміни моменту опору M_{0n} – а) та пускового моменту M_n – б) при появі дефекту

При виникненні затирання (дефекту) у підшипникових вузлах момент опору збільшується, реальні відхилення характеристик зміни механічних параметрів при збільшенні моменту опору представлені на рис. 3.24 та рис. 3.25.

Аналізуючи отримані характеристики зміни параметрів при збільшенні моменту опору, можна зробити висновок про те, що при суттєвому відхиленні від номінального значення моменту опору, інформативний сигнал можна формувати за моментом опору. Із отри-

маних залежностей також впливає, що моменти інерції та опору мають взаємозв'язок між собою. Це підтверджується отриманими характеристиками, з яких видно, що при суттєвій зміні одного параметра інший також змінюється суттєво, і навпаки, чого не можна сказати про зміну пускових моментів, які в обох випадках змінюються несуттєво.

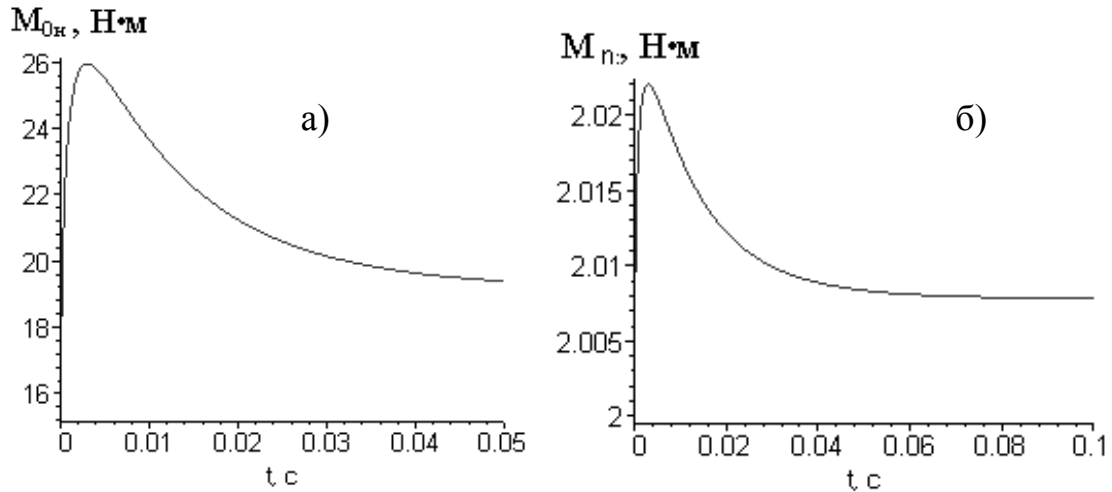


Рис. 3.24. Характеристики зміни M_{0n} – а) і M_n – б) при збільшенні моменту опору

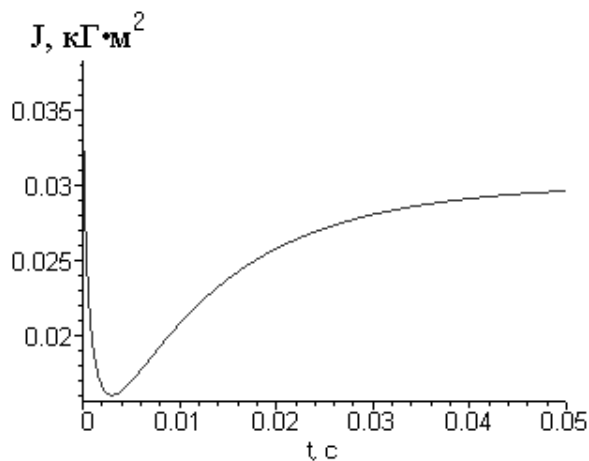


Рис. 3.25. Характеристика зміни моменту інерції J при відхиленні моменту опору

При зменшенні моменту опору характеристики зміни параметрів набудуть вигляду (рис. 3.26 та рис. 3.27).

Як видно з отриманих характеристик, зміни параметрів при відхиленні моменту опору в сторону зменшення найефективніше

здійснювати контроль за моментом опору, тому що він суттєво змінює всі інші механічні параметри (рис. 3.26 а і рис. 3.27).

При зменшенні моменту інерції J , характер зміни механічних параметрів представлено на рис. 3.28 і рис. 3.29.

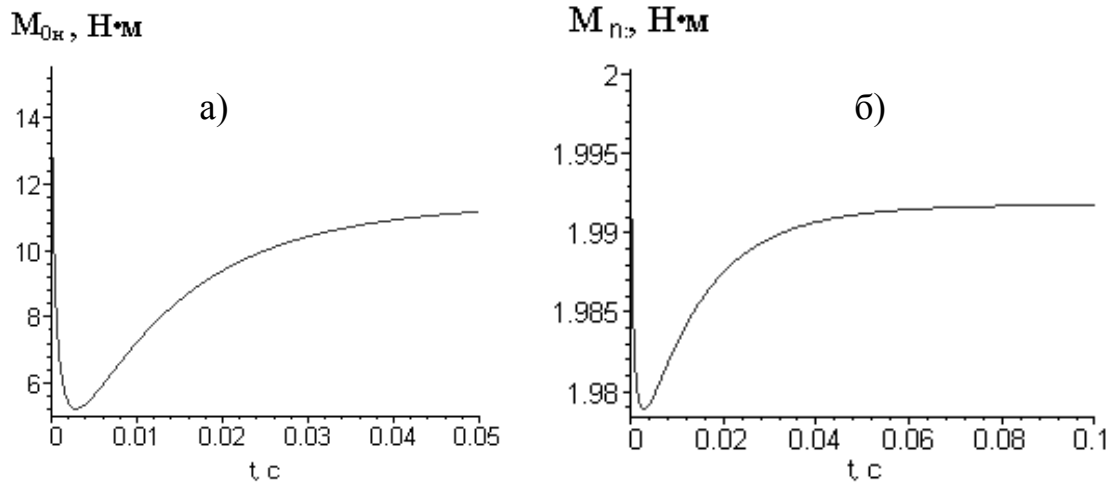


Рис. 3.26. Зміна M_{0H} – а) і M_n – б) при зменшенні моменту опору

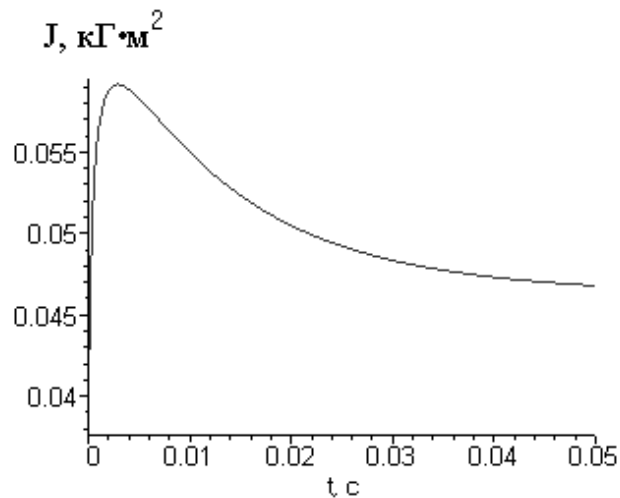


Рис. 3.27. Зміна моменту інерції J при зменшенні моменту опору

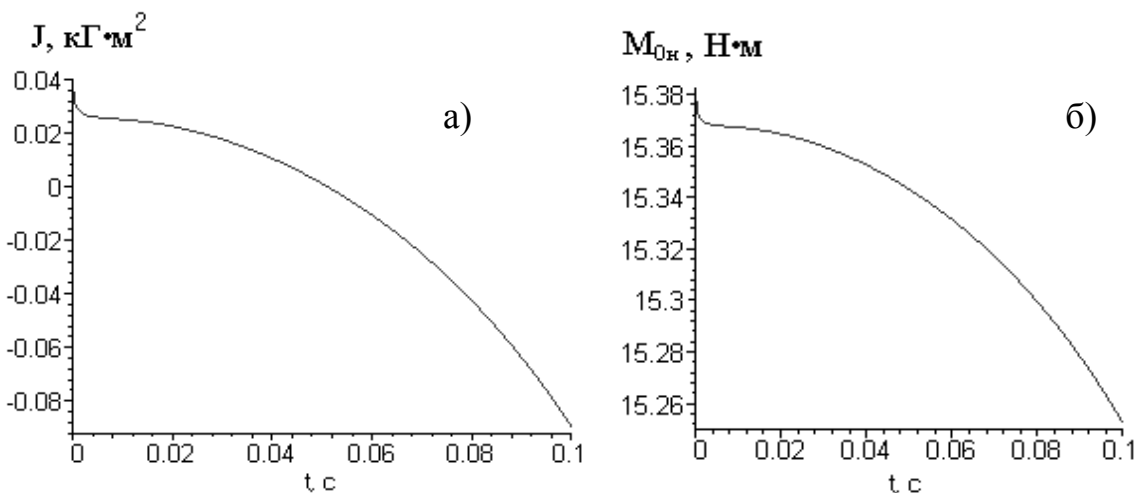


Рис. 3.28. Зміна J – а) та $M_{0н}$ – б) при зменшенні моменту інерції

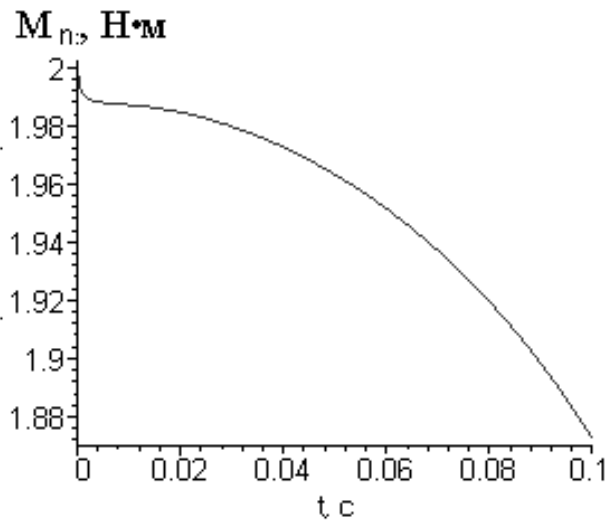


Рис. 3.29. Зміна пускового моменту M_n при зменшенні моменту інерції

З отриманих характеристик видно, що при відхиленні моменту інерції за допустимі межі, в сторону зменшення, контроль можна здійснювати за всіма механічними параметрами РМ.

Відносні відхилення параметрів можна визначити, прийнявши за дійсні значення – номінальні механічні параметри РМ, за такими формулами [64]:

$$\delta_J = \frac{|J^n - J|}{J^n} 100\%; \quad \delta_{M_n} = \frac{|M_n^n - M_n|}{M_n} 100\%; \quad \delta_{M_{0н}} = \frac{|M_{0н}^n - M_{0н}|}{M_{0н}^i} 100\%. \quad (3.36)$$

А відносні похибки результатів розрахунків реальних значень параметрів, що були отримані при відхиленні від норми механічних параметрів можна визначити із співвідношень:

$$\delta_J^i = \frac{|q_{11}|}{J^i} 100\%; \quad \delta_{M_n}^i = \frac{|q_{11}|}{M_n^i} 100\%; \quad \delta_{M_{0н}}^i = \frac{|q_{11}|}{M_{0н}^i} 100\%. \quad (3.37)$$

Результати досліджень залежностей відносних похибок контролю механічних параметрів РМ від відносних відхилень наведені на рис. 3.30 – 3.38. Вони досліджувались при відносних похибках вимірювання механічних параметрів 1%, 3% та 5% [64, 66].

Алгоритм контролю механічних параметрів за функціями чутливостей зображено на рис. 3.39.

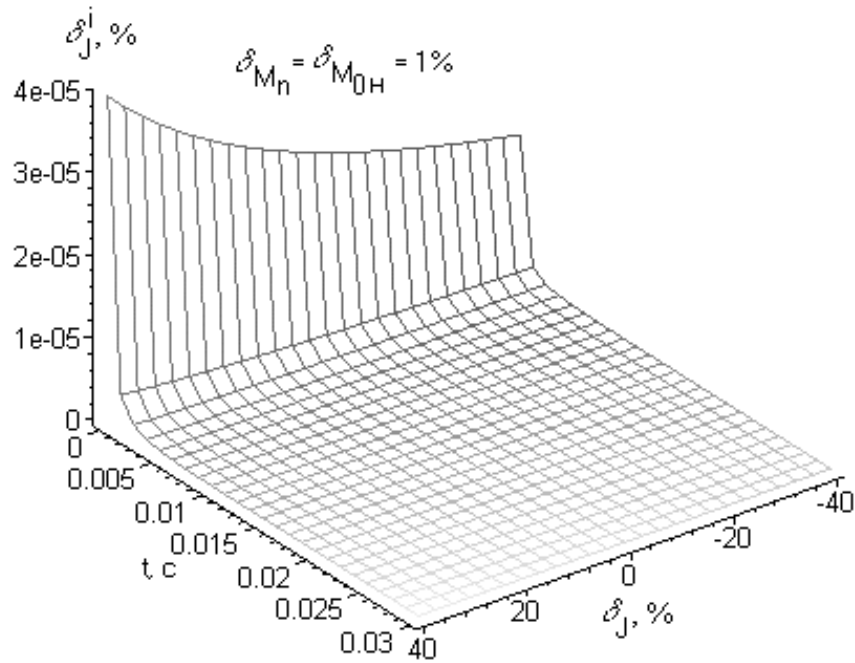


Рис. 3.30. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів δ_J^i від відносних відхилень δ_J при похибці вимірювання 1 %

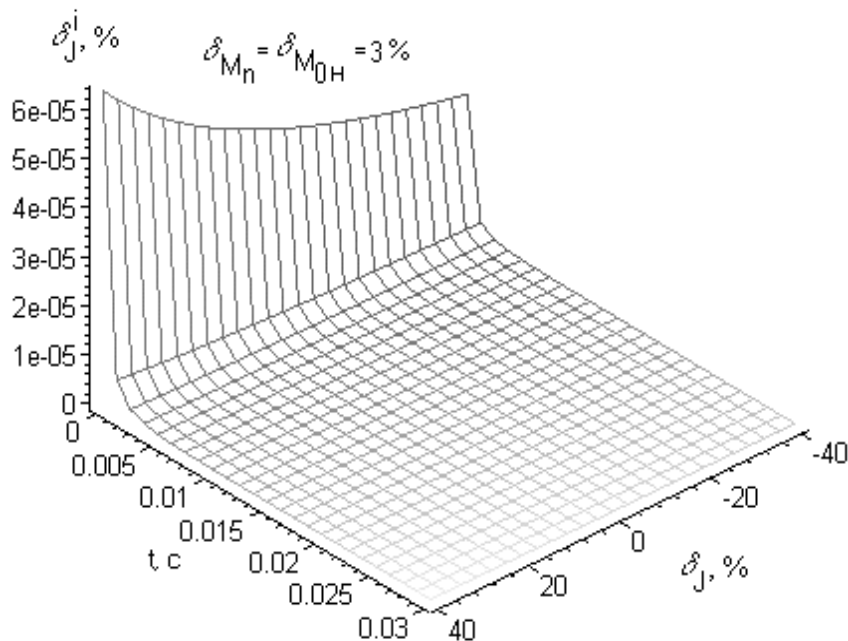


Рис. 3.31. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів δ_J^i від відносних відхилень δ_J при похибці вимірювання 3 %

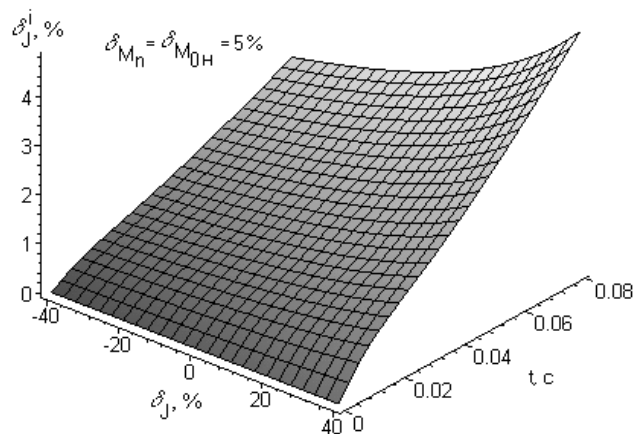


Рис. 3.32. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів δ_J^i від відносних відхилень δ_J при похибці вимірювання 5 %

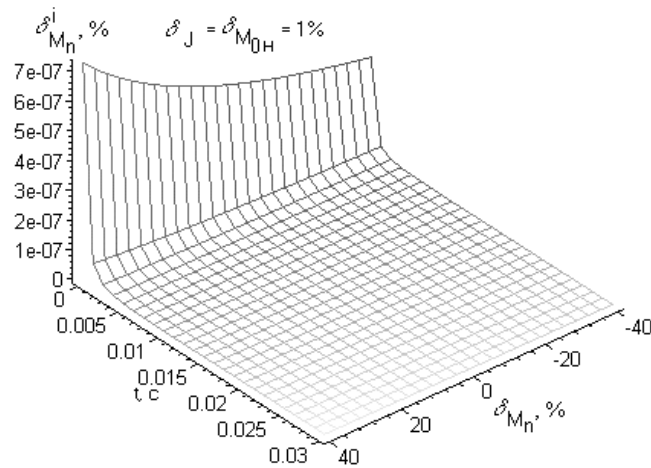


Рис. 3.33. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів $\delta_{M_n}^i$ від відносних відхилень δ_{M_n} при похибці вимірювання 1 %

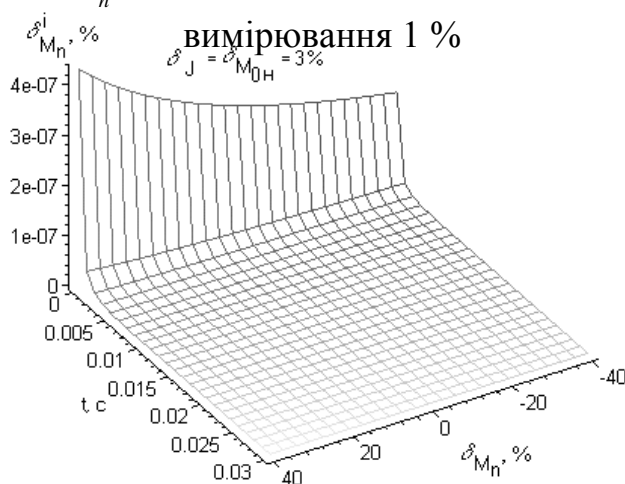


Рис. 3.34. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів $\delta_{M_n}^i$ від відносних відхилень δ_{M_n} при похибці вимірювання

3 %

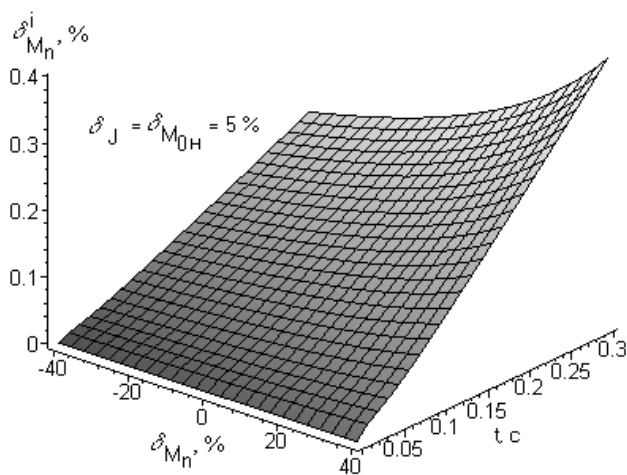


Рис. 3.35. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів $\delta_{M_n}^i$ від відносних відхилень δ_{M_n} при похибці вимірювання

5 %

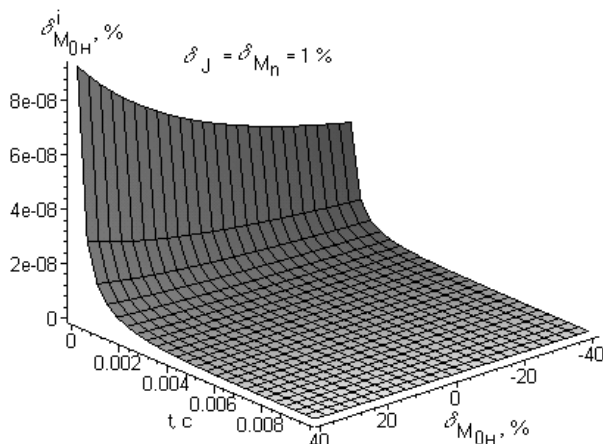


Рис. 3.36. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів $\delta_{M_{0n}}^i$ від відносних відхилень $\delta_{M_{0n}}$ при похибці

вимірювання 1 %

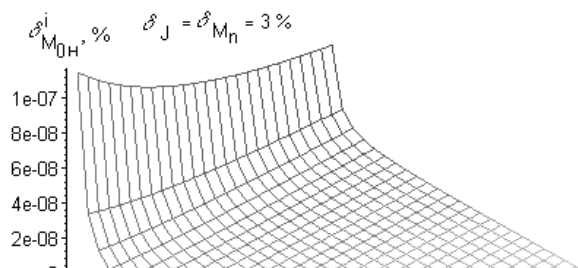


Рис. 3.37. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів $\delta_{M_{0n}}^i$ від відносних відхилень $\delta_{M_{0n}}$ при похибці вимірювання

3 %

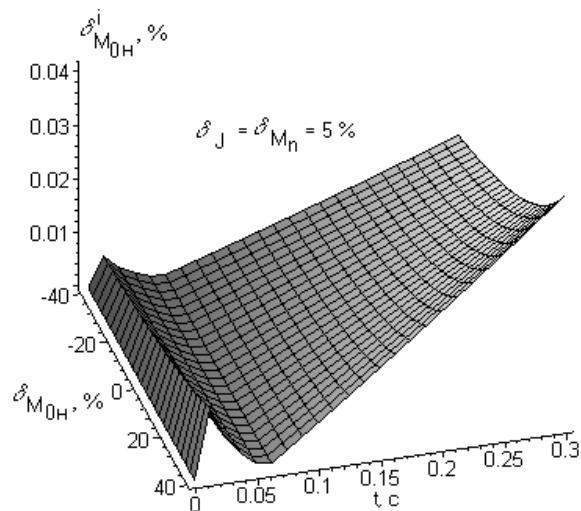


Рис. 3.38. Залежність відносних похибок контролю механічних параметрів $\delta_{M_{0n}}^i$ від відносних відхилень $\delta_{M_{0n}}$ при похибці вимірювання

5 %

Отже, проаналізувавши метод контролю механічних параметрів за функціями чутливості, можна зробити такі висновки:

1. За допомогою розробленого математичного апарату можна досить швидко контролювати механічні параметри РМ в режимі самогальмування, тому що в процесі контролю необхідно проводити обчислення лише за формулами (3.27) та (3.35). Обчислення $W^H(t)$ та $u^H(t)$ здійснюються попередньо;

2. Параметри вектора A можна оцінити при самогальмуванні з будь-якої кутової швидкості;

3. При відхиленні будь-якого механічного параметра за допустимі межі згідно із запропонованим алгоритмом можна встановити придатна чи непридатна РМ до експлуатації;

4. Найменшу похибку під час контролю механічних параметрів даний метод дає за моментом опору M_0 , тому цей параметр можна вважати найбільш інформативним при оцінці стану параметрів, що контролюються;

5. Залежності відносних похибок контролю механічних параметрів від відносних відхилень параметрів носять нелінійний характер. Це пояснюється мультимодальністю цільового вектора відхилення q та великою жорсткістю математичної моделі для процесу самогальмування.

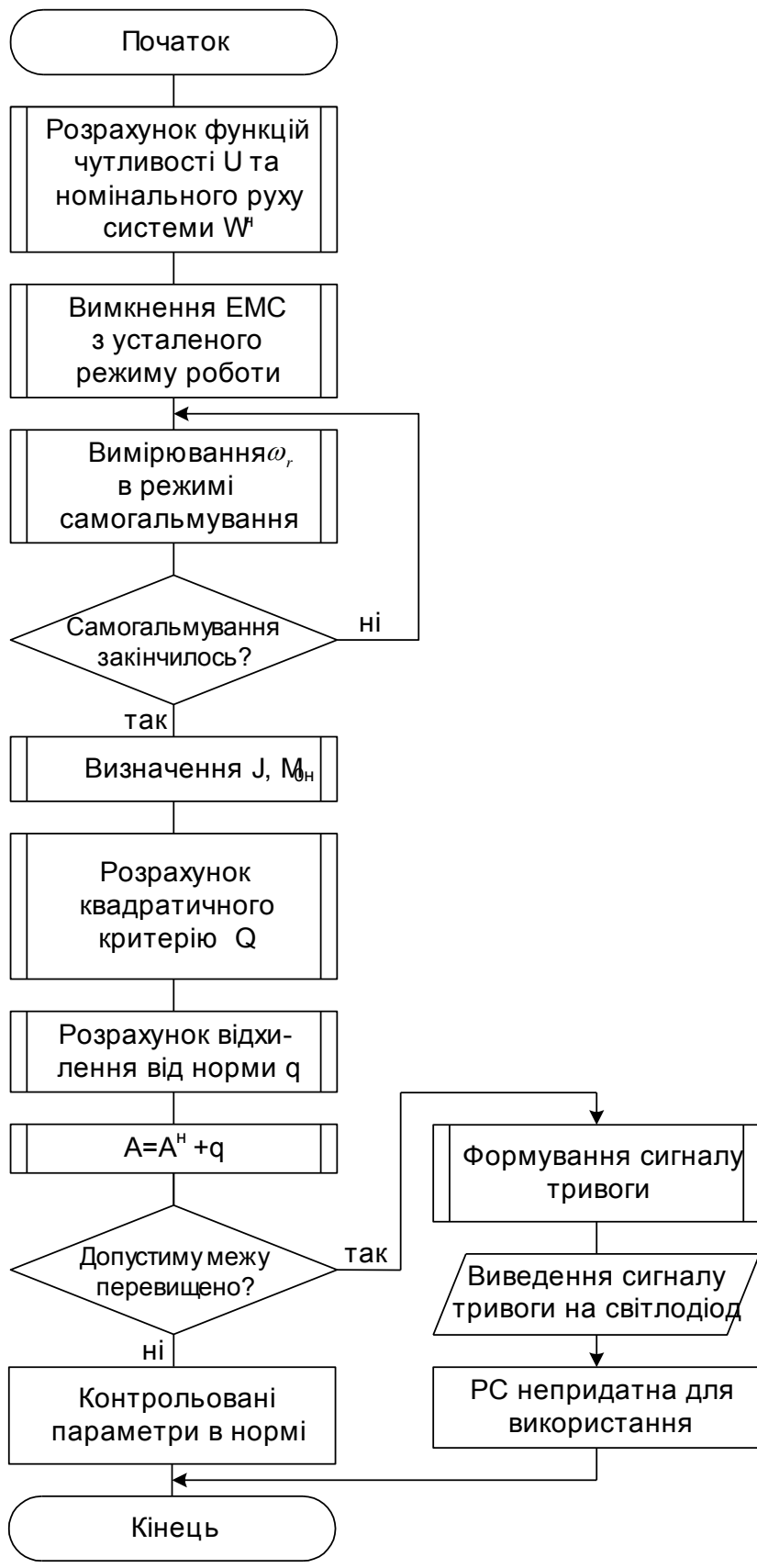


Рис. 3.39. Алгоритм контролю механічних параметрів РМ

3.4. Метод оцінювання довговічності конструкцій роторних машин при випадковому вібраційному навантаженні

При оцінюванні довговічності конструкцій РМ, що знаходяться під дією випадкових вібраційних навантажень, важливою задачею є схематизація коливальних процесів навантаження [67, 68]. Для ефективного вирішення цієї задачі можна рекомендувати метод, який заснований на використанні миттєвої частоти та миттєвої амплітуди випадкового процесу навантаження [69].

Розглянемо можливість оцінки довговічності конструкцій РМ при схематизації стаціонарного навантаження на основі використання методів теорії аналітичного сигналу. В загальному випадку для аналітичного сигналу вигляду $X_s(t)=\cos(\Psi(t))$ за допомогою інтегрального перетворення Гілберта можуть бути отримані миттєва амплітуда (огинаюча) $A(t)$ та миттєва частота $f(t)=\omega(t)/2\pi$. Для найпростішого моногармонічного процесу, миттєві амплітуда і частота є постійними величинами. Миттєві значення амплітуди і частоти випадкового процесу, що не мають детермінованих компонент, є статично взаємно незалежними випадковими процесами функції часу [70].

Традиційно в задачах довговічності розглядається ціле число замкнутих циклів процесу навантаження, $n = f^*t$, де n – число циклів гармонічного процесу з частотою f і тривалістю t . Ушкодження, які накопичуються поступово і безперервно протягом навіть найменшої тривалості кожного циклу можна описати виразом

$$dn = |f(t)|dt, \quad (3.38)$$

де dn – збільшення числа циклів;

$|f(t)|$ – модуль миттєвої частоти;

dt – збільшення тривалості процесу.

Знак модуля для миттєвої частоти означає, що ушкодження із часом можуть тільки збільшуватись (накопичуватись). Вираз для миттєво граничного числа циклів $N(t)$ до появи ушкодження з використанням відомої степеневі апроксимації стомленості можна записати у вигляді [68]

$$N(t) = \frac{\sigma_{-1}^z N_0}{A(t)}, \quad (3.39)$$

де σ_{-1} – границя витривалості;

z – показник нахилу кривої стомленості;

N_0 – число циклів, які відповідають границі витривалості.

Щоб оцінити довговічність конструкції, прийmemo гіпотезу додання стомленісних ушкоджень. Стомленісне руйнування на частоті та амплітуді, що безперервно змінюються, настає в момент часу $t=T$; тоді інтеграл від миттєвого відносного ушкодження $dn/N(t)$ в межах від 0 до T досягає одиниці $\int_0^T \frac{dn}{N(t)} = 1$. Розкриваючи підінтегральний

вираз з урахуванням формул (3.38) і (3.39), отримаємо

$$\sigma_{-1}^{-z} N_0^{-1} \int_0^T A^z(t) |f(t)| dt = 1. \quad (3.40)$$

Позначивши через $k_{A,f}$ змішаний момент двох випадкових процесів A^z і $|f(t)|$, отримаємо

$$k_{A,f} = \lim_{T \rightarrow \infty} T^{-1} \int_0^T A^z(t) |f(t)| dt. \quad (3.41)$$

З виразу (3.40) отримуємо формулу для оцінки величини довговічності: $T = \sigma_{-1}^{-z} N_0 k_{A,f}$, в яку входить теоретично змішаний момент. При заміні теоретичного моменту його оцінкою, отримаємо вибіркoву оцінку для величини довговічності в загальному вигляді

$$\bar{T}(t) = \sigma_{-1}^{-z} N_0 t \left[\int_0^t A^z(t) |f(t)| dt \right]^{-1}. \quad (3.42)$$

Оскільки у вихідному випадковому процесі відсутні детерміновані компоненти, тобто має місце статична незалежність миттєвих амплітуди і частоти процесу, то формула для оцінки довговічності значно спрощується

$$\bar{T}(t) = \sigma_{-1}^{-z} N_0 \left[\overline{A^z(t) |f(t)|} \right]^{-1}. \quad (3.43)$$

Тут риска означає вибіркoве середнє. Таким чином, щоб отримати оцінку довговічності конструкції при довільних стаціонарних випадкових навантаженнях, необхідно окрім характеристик кривої стомленості мати статичні характеристики функцій миттєвої амплітуди та модуля миттєвої частоти.

Використаємо отримані результати для оцінки довговічності при різних навантаженнях. В нашому випадку процес зміни навантажень являє собою суму двох коливань $X(t)=A_1\cos(2\pi f_1t)+ A_2\cos(2\pi f_2t)$. Тоді спряжений по Гільберту процес [70] набуде вигляду $X_{\Gamma}(t)=A_1\sin(2\pi f_1t)+ A_2\sin(2\pi f_2t)$ і у відповідності до [70] миттєва амплітуда і миттєва частота матимуть вигляд:

$$A(t) = A_1 \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos(2\pi(f_2 - f_1)t)}; \quad (3.44)$$

$$f(t) = f_1 + \frac{k(f_2 - f_1)[k + \cos(2\pi(f_2 - f_1)t)]}{1 + k^2 + 2k \cos(2\pi(f_2 - f_1)t)}, \quad (3.45)$$

де $k=A_2/A_1 < 1$, $(f_2-f_1) > 0$.

В результаті обчислення змішаного моменту цих випадкових функцій, при розповсюдженій умові, що $f_2/f_1 < (1+1/k \cdot (1-k))$, запишемо вираз для оцінки довговічності

$$T = \sigma_{-1}^z N_0 \bar{A}_1^z \{ [f_1 + k^2(f_2 - f_1)] \sum_1 + k(f_2 - f_1) \sum_2 \}^{-1}, \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} \text{де } \sum_1 &= (1+k^2)^{\frac{z}{2}-1} + \frac{\left(\frac{z}{2}-1\right)\left(\frac{z}{2}-2\right)}{2^2} (1+k^2)^{\frac{z}{2}-3} (2k)^2 + \dots + \\ &+ \frac{\left(\frac{z}{2}-1\right)\left(\frac{z}{2}-2\right)\dots\left(\frac{z}{2}-l\right)}{(2 \cdot 4 \dots l)^2} (1+k^2)^{\frac{z}{2}-l-1} (2k)^l + \dots, \\ \sum_2 &= \frac{\left(\frac{z}{2}-1\right)}{2} (1+k^2)^{\frac{z}{2}-2} 2k + \dots + \left(\frac{z}{2}-1\right)\left(\frac{z}{2}-2\right)\dots + \frac{\left(\frac{z}{2}-l-1\right)}{[2 \cdot 4 \dots (l-2)]^2 l} \times \\ &\times (1+k^2)^{\frac{z}{2}-l} (2k)^{l-1} + \dots, \\ &l = 2, 4, \dots \end{aligned}$$

Якщо $\left(\frac{z}{2}-1\right)$ ціле, то приведені ряди для сум \sum_1 і \sum_2 кінцеві $\left(l_{\max} \leq \frac{z}{2}-1\right)$; при будь-якому іншому значенні $\left(\frac{z}{2}-1\right)$ – ряди нескінченні, але збігаються. Формула (3.46) дозволяє оцінити не тільки шукану величину довговічності при бігармонічному навантаженні, але і вклад в ці величини кожної гармоніки. В тих

рідкісних випадках, коли $f_2/f_1 \geq (1+1/k \cdot (1-k))$, вираз для величини довговічності стає ще більш громіздким і тут не приводиться.

Для найбільш розповсюджених нормальних випадкових навантажень миттєва амплітуда буде розподілена у відповідності з законом Релея [69], і при високому рівні навантажень в РМ можна записати вираз для математичного сподівання

$$\bar{A}^z(t) = \sigma_x^z 2^{\frac{z}{2}} \Gamma\left(1 + \frac{z}{2}\right), \quad (3.47)$$

де σ_x – СКВ вихідного процесу,

$\Gamma(\cdot)$ – гама-функція.

При початковому процесі у вигляді суми двох статично незалежних стаціонарних вузькосмугових нормальних центрованих процесів $x(t)=x_1(t)+x_2(t)$ з різними центральними частотами f_1 і f_2 . Математичне сподівання миттєвої амплітуди сумарного процесу буде визначатися у відповідності з виразом (3.47), в якому $\sigma_x^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$ – дисперсія сумарного процесу; σ_1^2 , σ_2^2 – дисперсія відповідно одного та іншого вузькосмугового процесу. Використовуючи формули (3.47) і (3.43), отримаємо вираз для довговічності конструкції РМ, який має вигляд

$$T = \sigma_{-1}^z N_0 [\sigma_1^2 f_1^2 + \sigma_2^2 f_2^2]^{\frac{1}{2}} (\sigma_1^2 + \sigma_2^2)^{\frac{1-z}{2}} 2^{-\frac{z}{2}} \Gamma\left(1 + \frac{z}{2}\right). \quad (3.48)$$

З (3.48) видно, що цей вираз залежить від співвідношення дисперсій і центральних частот вузькосмугових коливальних процесів. Характеристика випадкового процесу вихідного вібронавантаження при дії реального широкосмугового процесу на акселерометри зображена на рис. 3.40 а.

Отримані за допомогою дискретного перетворення Гілберта відповідні випадкові процеси миттєвої частоти (рис. 3.40 б) і миттєвої амплітуди (рис. 3.40 в), а також вибіркової довговічності за формулою (3.48) при $z=3$ (рис. 3.40 г) дозволяють оцінити середню довговічність РМ у відносних одиницях, що склала 0.416, а також СКВ довговічності, яке дорівнює 0.1.

Таким чином, запропонований метод вибіркової оцінки довговічності при випадкових навантаженнях, заснований на врахуванні миттєвих характеристик ушкоджень, дозволяє отримати кількісну оцінку впливу частотних складових на величину

довговічності, їх виключення із спектру сигналу може значно збільшити термін служби конструкцій РМ.

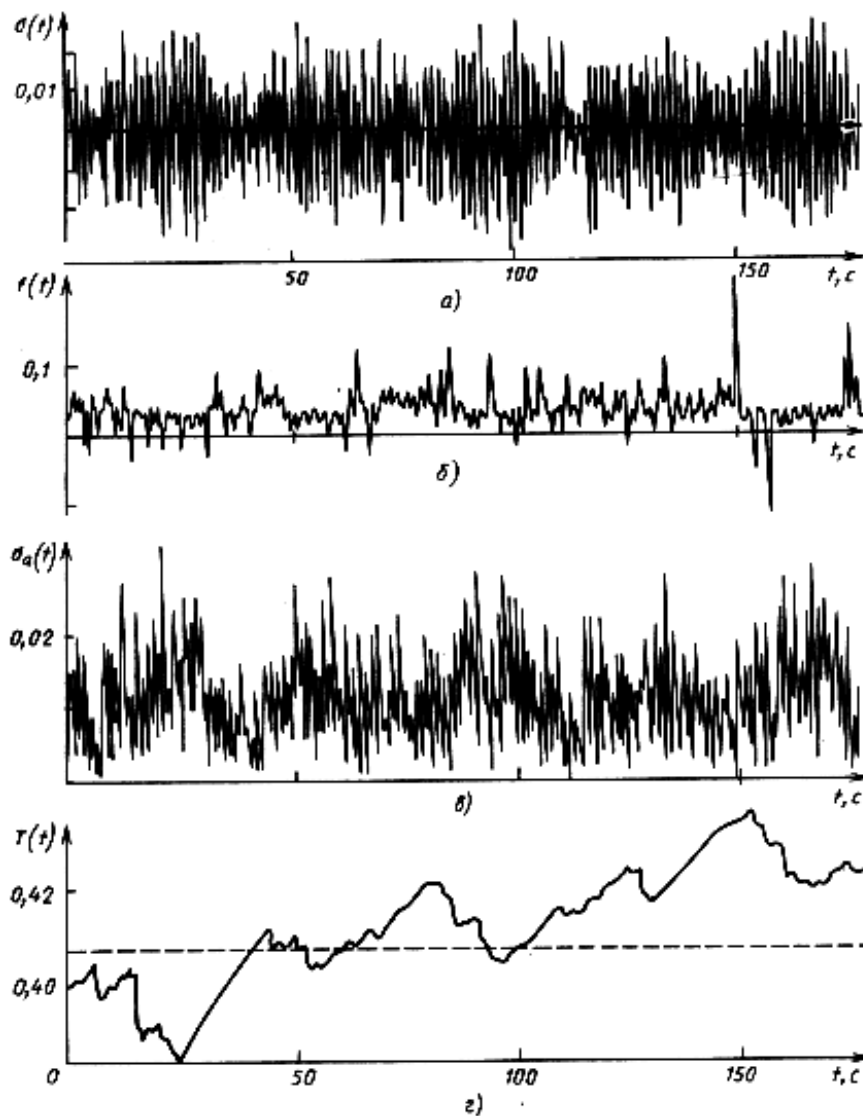


Рис. 3.40. Реалізація випадкового процесу вібронавантажень:
 а) – вихідний процес; б) – миттєва частота; в) – миттєва амплітуда;
 г) – вибіркова довговічність

4. СТРУКТУРА ТА ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЙНО-МЕТРОЛОГІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ РОТОРНИХ МАШИН

4.1. Рекомендації щодо розробки структурної схеми системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин

З урахуванням запропонованих методів контролю віброметричних та механічних параметрів взаємозв'язаних РМ розроблено структуру СВК, яка представлена на рис. 4.1. Структура ВК вібрації з комплексним використанням розроблених методів вимагає додаткового аналізу, дослідження і розробки, оскільки необхідне урахування того, що ВС вимірюється та обробляється в часовій області.

На практиці експериментальних досліджень набувають широкого розповсюдження задачі, які пов'язані з виконанням згортки. До таких задач відноситься визначення ВКФ і АКФ, обчислення спектральних складових на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) та ін. Всі ці алгоритми мають загальні обчислювальні процедури, що пов'язані із обчисленням похідних миттєвих значень сигналів, що отримуються за допомогою АЦП із наступним їх накопиченням (додаванням). Таким чином, вирішення таких задач можна здійснювати на одних і тих же технічних засобах із використанням типових програмних модулів, тобто приходимо до функціонально орієнтованих ІВС [71].

Потік інформації, що надходить, дуже великий, швидкість обміну даними також велика, і при цьому виникає необхідність отримання результатів у реальному масштабі часу. Поєднати ці суперечні вимоги дозволяють сигнальні процесори. Для забезпечення в ЦСП високої швидкодії частина процедур реалізується на апаратному рівні. Організація обміну із зовнішніми пристроями дозволяє враховувати різну швидкодію зовнішніх пристроїв, які беруть участь в обміні шляхом гнучкої системи програмуючих затримок [71].

Найбільш повну інформацію про ОД дозволяє отримати вимірювальна система, що складається із чотирьох ВК вібрації, задавача частот (ЗЧ) обертання РМ, ЧР та сигнального процесора (DSP), який обробляє ВС, автоматично контролює несинхронність обертання РМ, момент опору та їх вібраційні параметри, а також з послідовного інтерфейсу, через який здійснюється автоматичний контроль. Канали вібровимірювань ідентичні між собою, працюють в однакових умовах

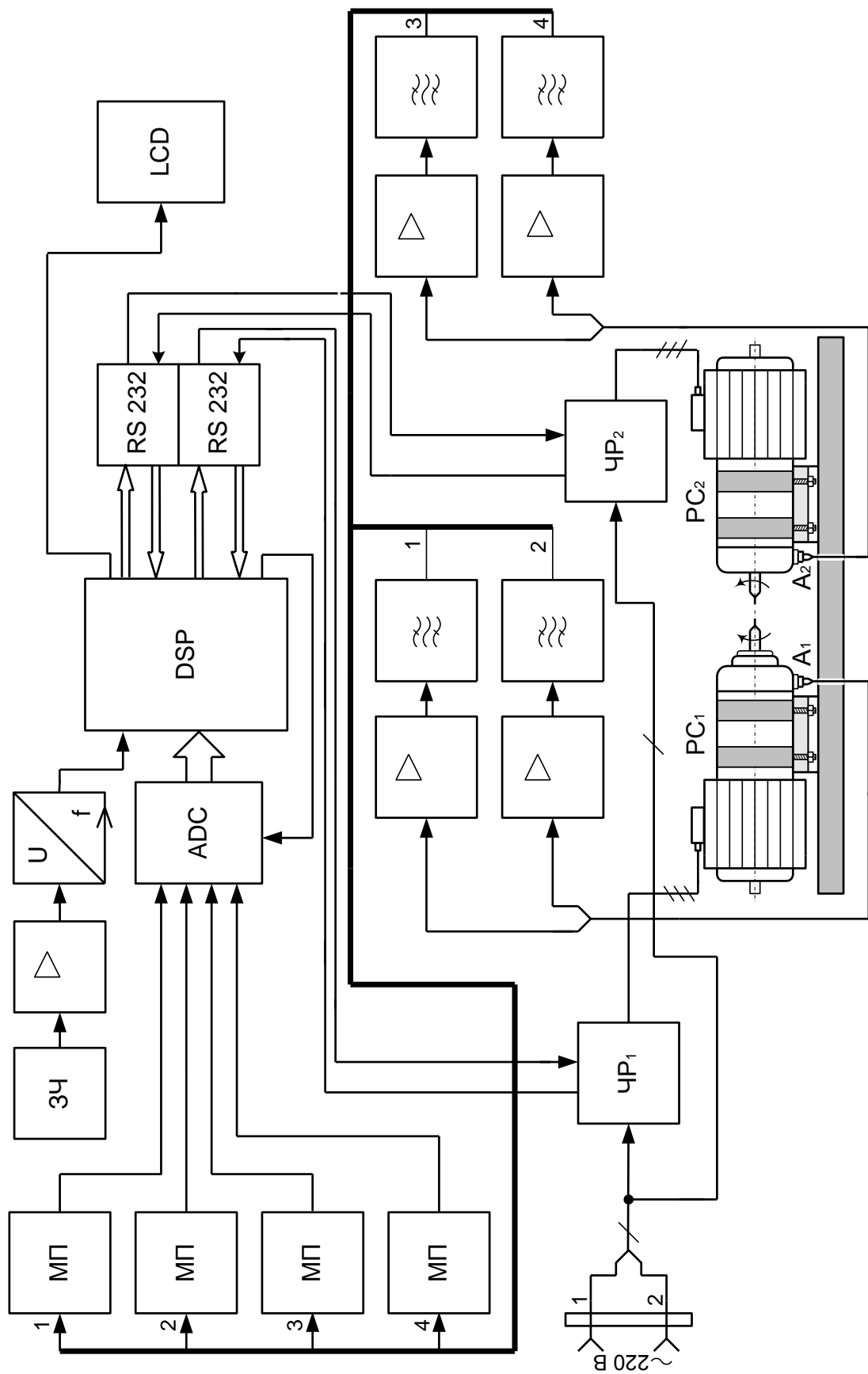


Рис. 4.1. Структурна схема СВК параметрів взаємозв'язаних РМ

і тому, із погляду досліджень властивостей ВК, досить одержати характеристики одного з них [72].

Розглянемо послідовність вимірювального перетворення для запропонованої СВК. По команді ЗЧ через підсилювач, перетворювач напруги в частоту U/F, ЦСП та ЧР запускаються РМ і регулюється їх частота обертання. Далі за допомогою двоосьових акселерометрів A_1 та A_2 вимірюються механічні коливання кожної із РМ, які потім підсилюються попередніми підсилювачами та виділяється інформативна смуга частот, за допомогою смугових фільтрів. ВС масштабуються у відповідності із вибраним АЦП (ADC) за допомогою масштабних перетворювачів (МП), після чого АЦП перетворює сигнали вібрації у цифрові коди, які обробляються ЦСП у відповідності із розробленим методом вимірювання частоти обертання РМ за віброметричними параметрами. Виміряні частоти обертання РМ порівнюються в DSP, і якщо несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ перевищує 20 об/хв, то на виході ЦСП формується цифровий код для збільшення (чи зменшення) частоти обертання допоміжної РМ₂ на ту величину, на яку вона відхиляється від частоти обертання головної РМ₁. Потім сформований бінарний код передається через послідовний інтерфейс RS 232 на керуючі входи частотного регулятора (ЧР₂). Відразу ж після появи такого сигналу ЧР₂ автоматично підстроюється під частоту обертання головної РМ₁, і таким чином автоматично контролює несинхронність обертання взаємозв'язаних РМ. Цей цикл повторюється завжди при включеній СВК. У випадку перевищення заданої несинхронності обертання РМ більше ніж на 2-3 секунди ЦСП формує сигнал тривоги, в результаті чого загоряється світло-діод і на рідкокристалічному дисплеї (LCD) висвітлюється інформація про несправність (несинхронність обертання перевищує допустиму межу).

Якщо РМ несправна за одним із розглянутих в третьому розділі параметром, то згідно розроблених методів і алгоритмів автоматичного контролю, ЦСП також формує сигнал несправності (тривоги), який свідчить про необхідність огляду вказаної РМ.

Оскільки інформативний параметр вимірюється та обробляється в часовій області, то необхідно дослідити неідеальність структурних ланок ВК, співвідношень „сигнал-завада” і оцінити їх вплив на похибки вимірювання. Основними вимогами, щодо попередніх підсилювачів, є малі власні шуми, максимальна лінійність і досить високий коефіцієнт підсилення [73 – 75]. Також попередній підсилювач повинен мати рівномірну частотну характеристику в межах інформативної смуги, тому що в протилежному випадку, при проходженні через нього нестационарного вібропроцесу, мають місце паразитні ефекти перетворення частотної модуляції в амплітуду,

з'являються гармоніки та інтермодуляційні компоненти, які відсутні у вхід-ному сигналі.

До смугових фільтрів висуваються вимоги виділення інформативної смуги частот з мінімальною нерівномірністю АЧХ. Зазначені вимоги можуть бути задоволені відомими методами [75, 76]. Дуже істотною є вимога лінійності передатної характеристики фільтру, тому що його вхідні кола сприймають позасмугові завади, а гармоніки та інтермодуляційні компоненти цих завад можуть потрапити в смугу прозорості. До цих же наслідків приводить і нелінійність передатної характеристики попереднього підсилювача.

МП повинні забезпечити можливість максимального використання динамічного діапазону обробки ВС, при якому ще відсутні перенавантаження АЦП. Для цього необхідно установити діапазон припустимих вихідних сигналів МП свідомо меншим і використовувати АЦП із свідомо більшим числом розрядів.

4.2. Розробка вимірювального каналу віброприскорення та його рівняння перетворення

Складовою частиною будь-якого ВК вібрації є перетворювач механічних коливань в електричний сигнал, який пропорційний прискоренню механічних коливань. Для вимірювання прискорення механічних коливань використовують різноманітні типи акселерометрів [77, 78]: ємнісні, потенціометричні, п'єзорезистивні, сенсори з рухомою котушкою, проксиміторні та п'єзоелектричні.

П'єзоелектричні акселерометри на теперішній час є найкращими вібросенсорами для абсолютних вимірювань механічних коливань. Вище сказане безпосередньо впливає з таких властивостей п'єзоелектричних акселерометрів [77]:

- широкий робочий частотний діапазон;
- лінійна характеристика в широкому динамічному діапазоні;
- вихідний електричний сигнал, пропорційний прискоренню механічних коливань, можна перетворювати електронним шляхом в сигнал, пропорційний віброшвидкості чи вібропереміщенню;
- висока стійкість по відношенню до дії оточуючого середовища і збереження високої точності навіть в несприятливих експлуатаційних умовах;
- активний перетворювач, який не потребує джерела живлення;
- конструкція без рухомих деталей гарантує абсолютну довговічність;
- малогабаритна, компактна конструкція і велике значення відношення чутливості до своєї маси.

Щоб переконатися в присутніх для п'єзоелектричного акселерометра перевагах, доцільно коротко розглянути інші вібросенсиори та їх головні властивості.

Сенсор переміщення (проксимітор) чутливий до обумовленими механічними коливаннями відносних змінах відстані, тобто до переміщення, і відрізняється малим вихідним імпедансом. Необхідно відмітити, що цей сенсор можна використовувати лише при вимірюваннях механічних коливань об'єктів з електропровідною поверхнею.

Ємнісний сенсор є малогабаритним безконтактним перетворювачем, який чутливий до переміщення і відрізняється відносно високою чутливістю та широким робочим частотним діапазоном. З іншого боку, він є пасивним перетворювачем, який вимагає необхідність електропровідної поверхні вібруючих об'єктів, що мають лише обмежений робочий динамічний діапазон, в результаті чого виникають складності при калібруванні.

Потенціометричний сенсор призначений для вимірювання статичних та низькочастотних переміщень і відрізняється малим імпедансом та вартістю. Його робочий частотний і динамічний діапазони, роздільна здатність та термін використання обмежені.

П'єзорезистивний сенсор дає можливість вимірювати прискорення механічних коливань у відносно широкому частотному і динамічному діапазонах. До його переваг відноситься здатність вимірювати статичні прискорення, в той час як він непридатний до вимірювання механічних ударів. З метою захисту від ударів у конструкції відповідних сенсорів часто передбачене в'язке демпфірування, яке впливає на їх фазову характеристику і на діапазон робочих температур.

Сенсор з рухомою котушкою є низькоімпедансним активним перетворювачем, чутливим до швидкості механічних коливань. Він має лише відносно вузький робочий частотний і динамічний діапазони, небажану чутливість до магнітних полів та виражену направленість [77].

З огляду на вищесказане найдоцільнішим у даному випадку є використання в ролі первинного перетворювача - п'єзоелектричного акселерометра. На рис. 4.2 зображена спрощена механічна модель п'єзоелектричного акселерометра.

Активні елементи цього акселерометра, виготовлені з п'єзоелектричного матеріалу, виконують роль пружин, які забезпечують механічний зв'язок між джерелом вібрації і сейсмічними (інерційними) масами акселерометра. Діючі на основу акселерометра механічні коливання F приводять до того, що на п'єзоелементи діє

динамічна сила, яка дорівнює добутку прискорення сейсмічної маси на відповідну масу. А п'єзоелементи генерують електричний заряд Q_a , пропорційний діючій на них динамічній силі [77, 78]

$$Q_a = \frac{X_s \cdot k}{m_s}, \quad (4.1)$$

де X_s – механічні коливання акселерометра;
 k – еквівалентна жорсткість п'єзоелементів;
 m_s – маса акселерометра.

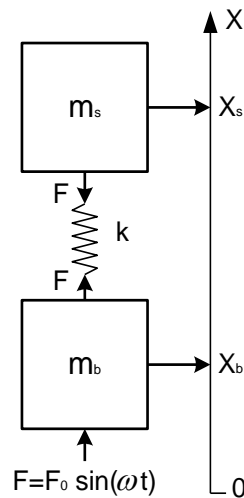


Рис. 4.2. Спрощена модель п'єзоелектричного акселерометра

В якості вхідних перетворювачів ВК використовують, як правило [77], підсилювач заряду (рис. 4.3), який перетворює вихідний сигнал п'єзоелектричного сенсора в електричну напругу.

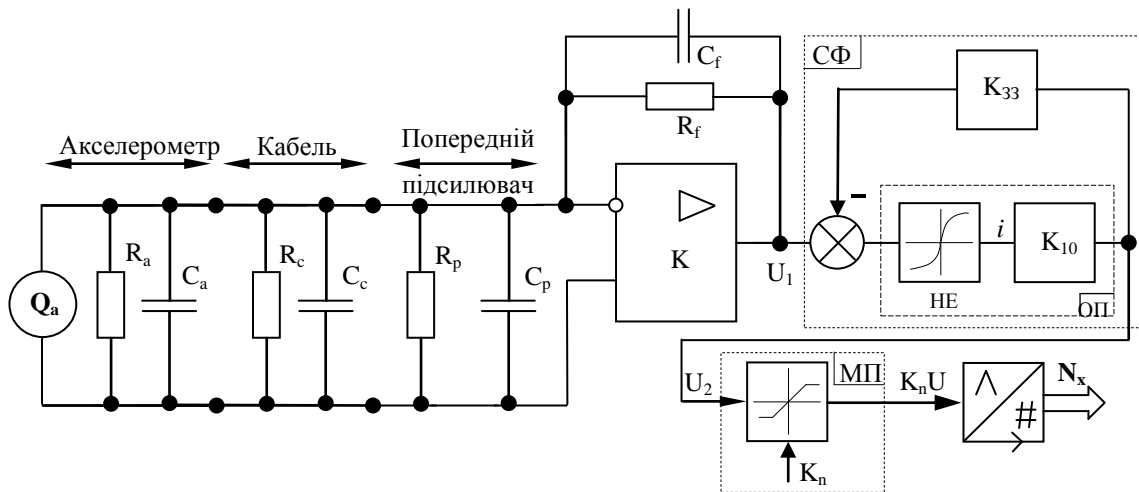


Рис. 4.3. Еквівалентна електрична схема ВК віброприскорення

На рис. 4.3 позначені: Q_a – електричний заряд; R_a – опір акселерометра; C_a – ємність акселерометра; R_c – опір з'єднувального кабелю і відповідних з'єднань; C_c – ємність з'єднувального кабелю і відповідних з'єднань; R_p – опір вхідного кола попереднього підсилювача; C_p – ємність вхідного кола попереднього підсилювача; R_f – опір кола зворотного зв'язку; C_f – ємність кола зворотного зв'язку; K – коефіцієнт підсилення попереднього підсилювача; U_1 – вихідна напруга попереднього підсилювача; СФ – смуговий фільтр; НЕ – нелінійний елемент операційного підсилювача (ОП) ПФ; K_{10} – коефіцієнт передачі ланцюга каскадів підсилювача ПФ; $K_{зз}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку ПФ; МП – масштабний перетворювач; K_n – коефіцієнт підсилення МП на лінійній ділянці передатної характеристики; N_x – бінарний код аналого-цифрового перетворювача.

Вимірювальні канали вібрації являють собою сукупність вимірювальних пристроїв та засобів вимірювань. До вимірювальних пристроїв в даній схемі належать: первинний вимірювальний перетворювач (п'єзоелектричний акселерометр), попередній підсилювач заряду, ПФ та МП.

Представлена на рис. 4.3 еквівалентна електрична схема ВК є основою для побудови апаратних засобів вимірювань сигналів вібрації. Вихідна напруга попереднього підсилювача U_1 пропорційна вхідному заряду Q_a і, відповідно, прискоренню механічних коливань, які сприймає з'єднаний з попереднім підсилювачем акселерометр. Загальний коефіцієнт підсилення попереднього підсилювача визначається ємністю кола зворотного зв'язку C_f , яка міститься в останньому операційному підсилювачу. На вході попереднього підсилювача є тільки струми від акселерометра і від конденсатора в колі зворотного зв'язку операційного підсилювача. Ці струми мають однакову амплітуду, але протилежні один одному знаки. Таким чином, весь електричний заряд Q_a , що віддає акселерометр передається конденсатору C_f в колі зворотного зв'язку, який передбачений в попередньому підсилювачі (рис. 4.3). А вихідна напруга попереднього підсилювача U_1 визначається за формулою [78]

$$U_1 = Q_a / ((1 + 1/K(1 + C_t/C_f))C_f), \quad (4.2)$$

де $C_t = C_a + C_c + C_p$ – загальна вхідна ємність попереднього підсилювача заряду.

Отже, під дією інформативного параметру (механічного переміщення X_s), на виході акселерометра виникає електричний заряд Q_a , який прямо пропорційний напрузі попереднього підсилювача U_1 (рис. 4.4).

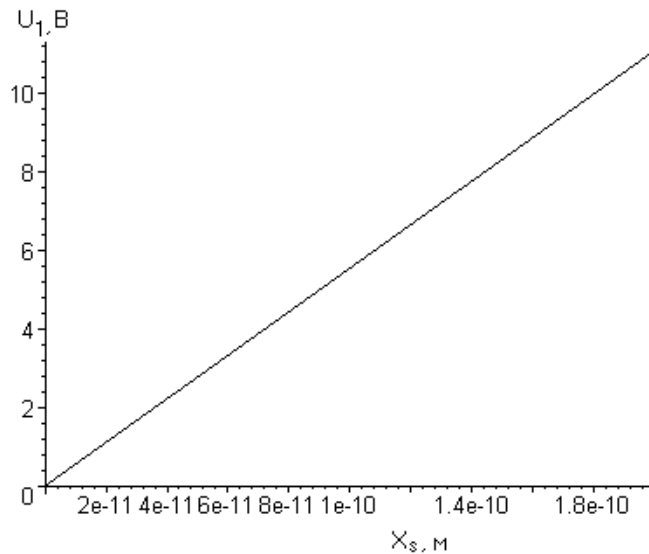


Рис. 4.4. Залежність вихідної напруги попереднього підсилювача від механічних переміщень акселерометра

Для достовірної оцінки параметрів вібрації необхідно ефективно виділити інформативну смугу частот за допомогою ПФ (рис. 4.3). Схема ПФ повинна містити один зворотній зв'язок, який охоплює ОП [78 - 82]. Реакція ланки ПФ на появу вхідної напруги U_1 (напруга попереднього підсилювача) описується наступним рівнянням [77]

$$U_2 = \frac{k_n^3 K_{10} I_0}{6(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4} U_1^3, \quad (4.3)$$

де U_1, U_2 – напруга на вході і виході СФ, відповідно;

K_{33} – коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку;

K_{10} – коефіцієнт передачі кола каскадів підсилювача ОП, що слідує за його диференційним каскадом;

I_0 – струм спокою диференційного каскаду;

k_n – параметр нелінійності, що визначається властивостями вольт-амперних характеристик транзисторів.

Коефіцієнт k_n визначається параметрами елементів, які формують нелінійність та їх режими роботи. В цьому випадку, для нелінійності диференційного каскаду на польових транзисторах з керуючим n-p переходом, які працюють в режимі сильної інверсії та забезпечують найкращу лінійність підсилювача, відомо [82]

$$k_n = \pi / \left(2U_p \left(0.2 + 1.04 I_0 / I_{DSS} - 0.26 (I_0 / I_{DSS})^3 \right) \right), \quad (4.4)$$

де U_p , I_{DSS} – напруга відсічки і струм насичення польового транзистора, відповідно.

Як видно з рівнянь (4.2 – 4.4) вхідне механічне переміщення X_s , після виділення інформативної смуги частот, за допомогою СФ, пов'язане з вихідною напругою СФ U_2 нелінійною залежністю, що підтверджується графічним представленням даного рівняння на рис.4.5.

Після виділення інформативної смуги частот, сигнал U_2 з виходу СФ масштабується за допомогою МП відповідно вибраному АЦП, після чого перетворюється у вихідний код N_x АЦП [78]

$$N_x = K_n \sum_{i=1}^m U_{2i} B^{i-1}, \quad (4.5)$$

де m – розрядність АЦП;

B – основа системи числення.

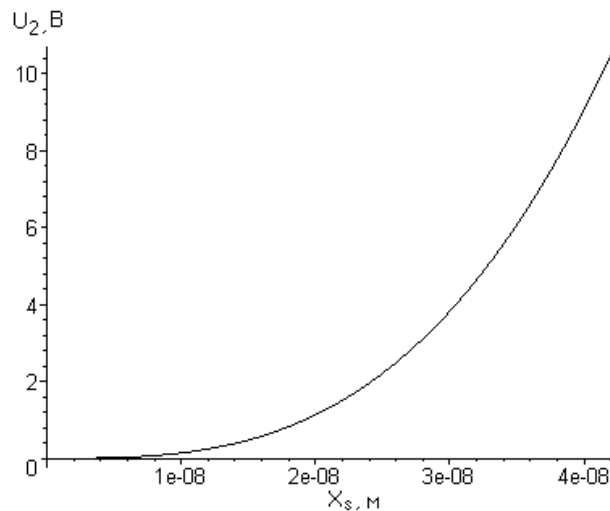


Рис. 4.5. Зміна напруги на виході СФ

Отже, з урахуванням вищенаведених рівнянь (4.1 – 4.5) рівняння перетворення ВК віброприскорення набуде вигляду

$$N_x = \frac{k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} X_s^3 k^3}{6(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 \left[\left(1 + 1/K \left(1 + C_t/C_f \right) \right) C_f \right]^3}, \quad (4.6)$$

а статична характеристика ВК (функція перетворення) представлена на рис. 4.6.

Як видно з рис. 4.6, отримане рівняння перетворення ВК віброприскорення має нелінійний характер. Функція перетворення ВК вібрації є вихідною при отриманні аналітичних залежностей для оцінки таких статичних метрологічних характеристик, як: номінальна функція перетворення; чутливість; похибка нелінійності; адитивна і мультиплікативні складові похибок.

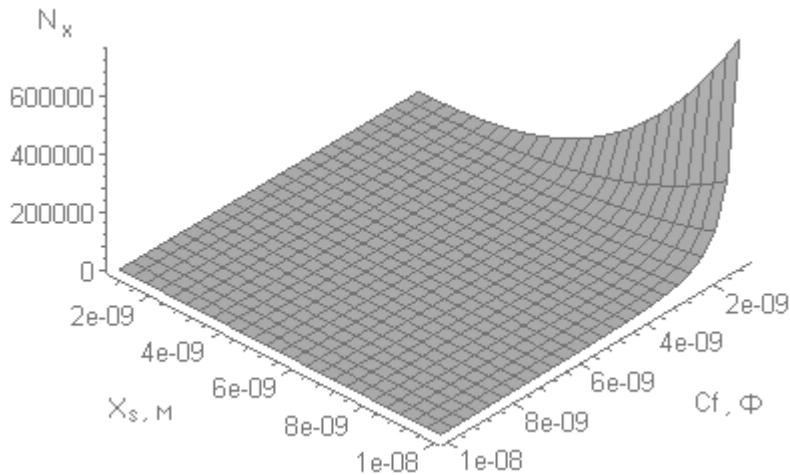


Рис. 4.6. Просторова статична характеристика ВК віброприскорення

4.3. Рекомендації щодо розробки алгоритму функціонування системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин

Алгоритм функціонування СВК параметрів взаємозв'язаних РМ (рис. 4.7) базується на загальних засадах, розроблених в попередніх розділах математичних моделей, методів та розробленої структури СВК (див. рис. 4.1) [12, 13, 30, 38, 55, 64].

В алгоритмі функціонування СВК параметрів взаємозв'язаних РМ можна виділити три основних етапи:

- вимірювання механічних коливань РМ, на основі яких визначаються частоти обертання шляхом утворення ВКФ між зсунутими в часі ВС;
- автоматичний контроль несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ та їх адаптивна синхронізація при необхідності;
- контроль вібраційних та механічних параметрів взаємозв'язаних РМ, які в значній мірі впливають на несинхронність обертання, визначення їх відхилень від номінальних значень на основі розроблених в 3-му розділі методів та виведення стану параметрів, що контролюються на рідкокристалічний дисплей (рис. 4.7).

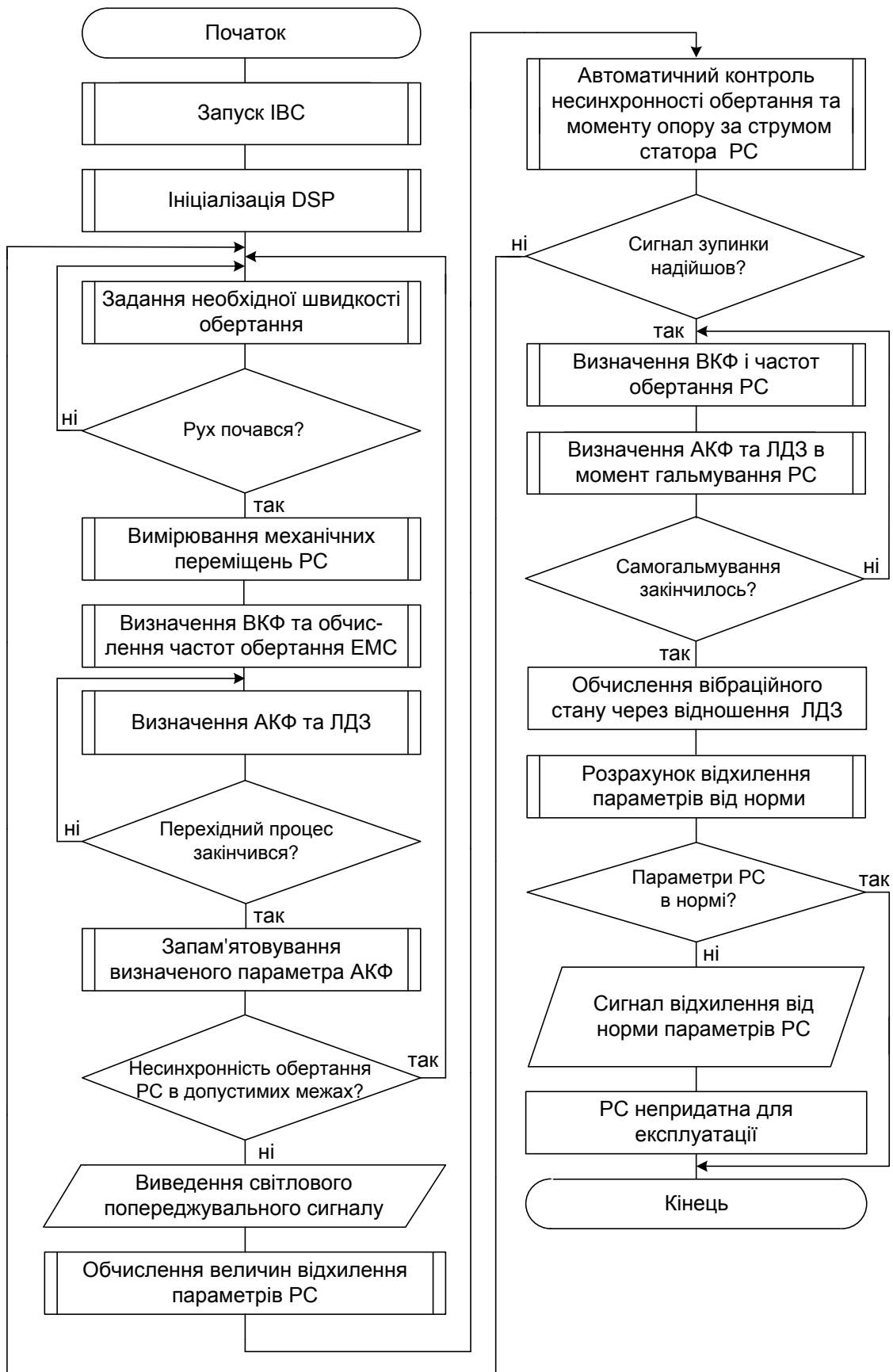


Рис. 4.7. Алгоритм функціонування СВК параметрів взаємозв'язаних роторних машин

Початковим етапом функціонування СВК є ініціалізація ЦСП (DSP, АЦП) після її запуску. Далі за допомогою ЗЧ через DSP та ЧР починається обертання РМ і одночасно з цим вимірюються механічні коливання по двох осях (по абсцис і по ординат). За допомогою вимірних параметрів вібрації визначаються максимуми ВКФ та обчислюються частоти обертання головної і допоміжної РМ. Також для контролю вібраційних параметрів РМ визначається АКФ та ЛДЗ в момент розгону АД, який складає 3 с. Отримане значення АКФ в момент розгону запам'ятовується в оперативній пам'яті DSP.

У разі виникнення несинхронності обертання між взаємозв'язаними РМ, то виводиться світловий попереджувальний сигнал оператору про появу несинхронності обертання та обчислюється величина відхилення частоти обертання допоміжної РМ₂ від головної РМ₁. Після чого ЦСП формується сигнал для ЧР₂, який збільшує або зменшує частоту обертання допоміжної РМ.

По закінченню роботи оператор натискає педаль донизу, після чого формується сигнал зупинки РМ. В момент самогальмування вимірюється частота обертання РМ та визначається АКФ і ЛДЗ для реалізації розроблених в 3-му розділі алгоритмів і методів. По закінченню самогальмування визначається вібраційний стан РМ відношенням ЛДЗ в момент розгону, що зберігався в оперативній пам'яті ЦСП, до ЛДЗ, розрахованого при гальмуванні РМ, а також розраховуються відхилення моменту опору від номінальних значень за методом функцій чутливості. В разі перевищення допустимих меж формується світловий сигнал та виводиться на рідкокристалічний дисплей інформація про несправність, які сповіщають оператора про те, що РМ або потребує огляду, або непридатна для подальшого використання і потребує заміни.

4.4. Оцінка інформаційно-метрологічних показників системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних роторних машин

Для вимірювання частот обертання та контролю параметрів взаємозв'язаних РМ необхідно виконати цілий ряд вимірювальних перетворень. Структурна схема перетворень наведена на рис.4.1. Похибки, що виникають у кожному з виділених елементів, а також наявність величин, що впливають на СВК, зумовлюють основну похибку вимірювання механічних коливань. Методи розрахунку основної похибки ВК розглянуто в [83 – 85], а з подібною структурою, значною мірою розроблено в [86, 87].

Взагалі, сумарна похибка вимірювання механічних коливань – це функція від багатьох змінних $\delta_{\Sigma} = f(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$. Нижче наведені основні (найвпливовіші) складові похибки вимірювання механічних коливань, які виникають в різних елементах структурної схеми, чи впливають на них із зовні:

- відносна похибка первинного вимірювального віброперетворювача та попереднього підсилювача заряду (вимірювання заряду Q_a);

- відносна похибка вимірювання вібрації, обумовлена нелінійністю СФ;

- похибка квантування, яка виникає внаслідок аналого-цифрового перетворення;

- інші похибки різноманітної природи та походження, а також дестабілізуючі фактори навколишнього середовища.

Проаналізуємо кожен із складових похибок вимірювання механічних коливань та дамо рекомендації для їх усунення, врахування та зменшення.

4.4.1. Аналіз основних похибок системи вимірювального контролю

Відносна похибка вимірювання віброприскорення. При вирішенні задач вимірювань вібраційних параметрів, в якості інформативних використовують енергетичні параметри ВС у смузі частот, тому доцільно проаналізувати зміни параметрів вхідних кіл на модуль чутливості за зарядом. Оцінювання результуючої похибки, яка внесена у ВК розкидом параметрів вхідного кола, можна провести за середньоквадратичним відхиленням (СКВ) чутливості по заряду, враховуючи рівняння (4.1 – 4.2)

$$\sigma_{SQ} = \sqrt{\left(S(\omega) B_{R_t} \frac{\sigma_{R_t}}{R_t} \right)^2 + \left(S(\omega) B_{C_t} \frac{\sigma_{C_t}}{C_t} \right)^2}, \quad (4.7)$$

де σ_{R_t} , σ_{C_t} – СКВ загального вхідного опору та ємності, відповідно;

$$B_{R_t} = \frac{R_t}{S(\omega)} \cdot \frac{\partial S(\omega)}{\partial R_t}, \quad B_{C_t} = \frac{C_t}{S(\omega)} \cdot \frac{\partial S(\omega)}{\partial C_t} - \text{відносні коефіцієнти впливу, які кількісно характеризують ступінь впливу загального вхідного опору та ємності на чутливість [88].}$$

Іншою причиною виникнення похибки вимірювання величини заряду Q_a , що відтворює віброприскорення є власні шуми попереднього підсилювача заряду. Приведене до входу перетворювача СКЗ заря-

ду, обумовленого шумами операційного підсилювача визначається (рис. 4.3)

$$\sigma_{Q_{U_1}} = \frac{\sigma_{U_1}}{K_0 \frac{dU_1}{dQ_a}}, \quad (4.8)$$

де σ_{U_1} – СКВ вихідної напруги попереднього підсилювача;

$K_0 = \sqrt{(1 + b_R)^2 + (\omega C_i R_f)^2}$ – модуль коефіцієнта передачі попереднього підсилювача;

b_R – активна провідність вхідного кола.

СКВ приведених до входу перетворювача еквівалентних відхилень заряду, пов'язаних із нестабільністю вхідних кіл перетворювача, власними шумами попереднього підсилювача і подальших ланок ВК дорівнює

$$\sigma_Q = \sqrt{\sigma_{SQ}^2 + \sigma_{QU_1}^2}. \quad (4.9)$$

Тоді, відносна похибка вимірювання заряду Q_a може бути визначена із співвідношення

$$\delta_Q = \frac{\sigma_Q z}{Q_a}, \quad (4.10)$$

де z – коефіцієнт, обумовлений прийнятим значенням довірчої ймовірності P_d та результуючим законом розподілу випадкової похибки (для $P_d = 0,95$ та нормального закону розподілу $z = 2$).

З урахуванням отриманих результатів, приведена до входу ВК відносна похибка вимірювання віброприскорення з амплітудою a_0 дорівнює

$$\delta_a = \frac{z}{a_0} \sqrt{\left(\frac{\sigma_Q}{S_a^Q}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{a_0} \cdot a_0}{z}\right)^2}, \quad (4.11)$$

де δ_{a_0} – відносна випадкова похибка акселерометра;

$S_a^Q = \frac{dQ_a}{da}$ – крутизна характеристики за зарядом;

$a_0 = \frac{Q_0}{S_a^Q}$ – амплітуда віброприскорення, що вимірюється.

Функція (4.9), яка входить у вираз (4.11), становить інтерес при дослідженні залежності відносної похибки ВК від вхідних параметрів попереднього підсилювача. Зокрема, від опору зворотного зв'язку R_f , тому що він є найбільш зручний для регулювання. На рис. 4.8 наведені залежності відносних похибок (4.10 - 4.11) первинного вимірювального перетворювача разом із попереднім підсилювачем по заряду, з яких видно, що функція $\delta_a(R_f)$ має явний, але досить розмитий мінімум.

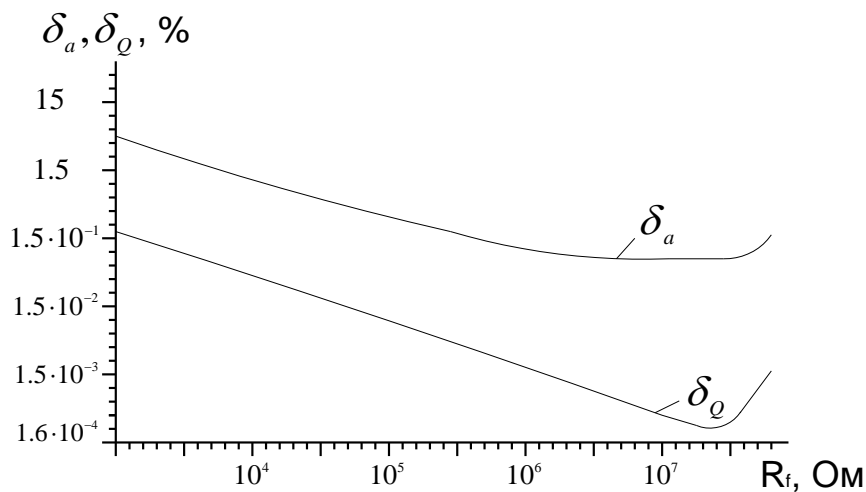


Рис. 4.8. Залежність відносних похибок від опору зворотного зв'язку

Відносна похибка вимірювання віброприскорення має нормальний закон розподілу з нульовим математичним сподіванням, який описується виразом

$$f(\delta_a) = \frac{1}{\sigma_Q \sqrt{2\pi}} e^{\left(-\frac{\delta_a^2}{2\sigma_Q^2}\right)}. \quad (4.12)$$

Відносна глибина мінімуму для залежності $\delta_Q(R_f)$, а отже, і вигравш, який забезпечується оптимізацією R_f , визначається співвідношенням випадкових похибок власне акселерометра та приведених до його входу випадкових похибок інших перетворювачів ВК.

Похибка обумовлена нелінійністю смугового фільтру. Вирішальний вплив на процес вимірювання механічних коливань мають власні шуми, гармоніки та інтермодуляційні компоненти (внутрішні завади), які генеруються елементами СВК. Квазігармонічні та

флуктуаційні випадкові компоненти, які лежать поза смугою пропускання ПФ, формують інтермодуляційні гармоніки та складові, що падають в смугу пропускання вказаного фільтру. Найбільший рівень мають складові третього порядку, який може бути розрахований із співвідношень, наведених у [75]. Ці складові, надходячи разом з інформативними компонентами в ЦСП піддаються квадратичній обробці та усередненню. Їхній вплив на результат вимірювання може бути оцінений адитивною та мультиплікативною похибками, вони визначаються нижче, при оцінці статичних метрологічних характеристик.

При вимірюванні механічних коливань постійна відносна похибка вимірювання, обумовлена нелінійністю ПФ, визначається із співвідношення

$$\delta_{\text{пост}} = \frac{\sigma_{U_2}^2}{\sigma_n^2}. \quad (4.13)$$

Під час зміни спектрального складу ВС відносна похибка може бути оцінена за формулою [75]

$$\delta_{\text{змін}} = \frac{\sigma_{U_2}^2}{4\sigma_n^2} \left[1 + \frac{\sigma_{U_2}^2}{\sigma_n^2} \right], \quad (4.14)$$

де $\sigma_{U_2}^2$ – квадрат СКВ вихідної напруги U_2 СФ.

Величина σ_n^2 може бути знайдена з відомого співвідношення [75]

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_v} S_n(\omega) K^2(\omega) d\omega, \quad (4.15)$$

де $S_n(\omega)$ – спектральна густина флуктуаційної складової на вході СФ;

$K(\omega)$ – модуль АЧХ СФ;

ω_n, ω_v – відповідно, нижня та верхня частота пропускання СФ.

Похибка, обумовлена нелінійністю ПФ, також має нормальний закон розподілу із відносною похибкою $\delta_{\text{змін}}$ та СКВ σ_n .

Отримані рівняння дозволяють оцінити складові похибки вимірювання дисперсії, обумовленої нелінійними властивостями СФ.

Вплив нелінійності фільтру можна зменшити шляхом раціонального вибору смуги фільтрування, таким чином, щоб в смугу пропускання не попадали інтермодуляційні компоненти і гармоніки третього порядку. А вплив нелінійності ПФ можна знизити за рахунок збільшення струму спокою диференціального каскаду першої ланки фільтру та зменшення до припустимих значень коефіцієнта підсилення попереднього підсилювача заряду.

Похибка аналого-цифрового перетворення. Похибка квантування АЦП згідно із [31, 89 - 91] має дві складові. Перша складова – це динамічна похибка, яка виникає під час квантування вхідної величини АЦП в часі. В результаті зміни вхідного сигналу результат перетворення буде невизначений на інтервалі перетворення. Для зменшення динамічної складової в сучасних АЦП використовується пристрій вибірки зберігання, які виконані в одному корпусі. Для випадку, який розглядається, частота вихідного сигналу не перевищує 1кГц. Сучасні АЦП [91, 92] дозволяють здійснювати перетворення менше 50 нс, що дає змогу при використанні таких АЦП знехтувати динамічною похибкою при подальших розрахунках.

Друга складова – похибка квантування. Вона складається з похибки цифрового представлення, що обумовлена квантуванням за рівнем (кінцева кількість дозволених рівнів сигналу) та інструментальної похибки АЦП. Інструментальна похибка зумовлена наявністю шумів та випадкових завад як у вхідному ВС, так і у вузлах АЦП, що виникають в процесі виготовлення та експлуатації. Виникнення цієї похибки обумовлене багатьма факторами, а її закон розподілу наближається до нормального. В подальшому, для спрощення розрахунків інструментальною похибкою знехтуємо, остільки в сучасних АЦП вона є несуттєвою. Похибка квантування δ_k при великій кількості розрядів вихідного коду може бути описана прямокутним законом розподілу [89], що відповідає рівній щільності ймовірності похибки квантування в межах $\pm h/2$, де h – крок квантування. Величина кванту жорстко пов'язана з максимальним значенням вхідної напруги АЦП (див. рис. 4.3) та кількістю бінарних розрядів

$$h = \frac{K_n U_{2\max}}{2^m}, \quad (4.16)$$

де m – кількість розрядів АЦП;

K_n – коефіцієнт перетворення МП;

$U_{2\max}$ – максимальне значення вхідної напруги АЦП.

На стадії зародження дефекту рівень інформативного компонента може бути близьким, а частіше, значно меншим рівня флуктуаційної завади. Це дозволяє припустити, що для збереження лінійних властивостей досліджуваної частини ВК необхідно, щоб СКВ сигналу на виході МП відповідало умові

$$\sigma_{K_n} \ll U_2. \quad (4.17)$$

Оцінимо співвідношення „сигнал-завада” на виході АЦП з урахуванням шумів квантування [90]

$$\sigma_k = \frac{h}{2\sqrt{3}}. \quad (4.18)$$

Для реалізації всього динамічного діапазону необхідно, щоб

$$|U_{2\max}| = \frac{h}{2}(m-1). \quad (4.19)$$

Якщо максимальному значенню вхідної напруги АЦП відповідає максимальне значення електричного заряду акселерометра (для даного випадку це значення дорівнює $0,125 \text{ пКл}/(\text{м} \cdot \text{с}^{-2})$), то можна записати вираз для абсолютної похибки визначення електричного заряду, яка зумовлена квантуванням вихідного сигналу акселерометра [90]

$$\delta_k = \frac{Q_{a\max}}{2^{m+1}}, \quad (4.20)$$

тоді значення відносного СКВ цієї похибки, можна розрахувати за формулою

$$\sigma_k = \frac{Q_{a\max}}{2^{m+1} \sqrt{3} Q_a}. \quad (4.21)$$

Результати розрахунку значення відносного СКВ похибки квантування при різних значеннях кількості розрядів АЦП наведено на рис. 4.9.

З порівняльного аналізу (рис. 4.9) випливає, що внаслідок аналого-цифрового перетворення похибка квантування на нижніх частотах обертання має більше значення ніж при номінальній чи максимальній частоті обертання РС. При використанні 12-ти розряд-

ного АЦП похибка квантування більша за похибку прецизійного акселерометра, необхідного для точної синхронізації частот обертання РМ, і тому його використання є недоцільним. Використання 16-ти розрядного АЦП недоцільно на середніх частотах обертання РМ, тому що похибка квантування на порядок менша за похибку акселерометра. Застосування таких АЦП необхідне при визначенні дуже малих кутових швидкостей. Оптимальним в даному випадку є використання 14-ти розрядного АЦП, тому що його похибка задовольняє необхідну точність синхронізації та діапазон зміни частот обертання РМ.

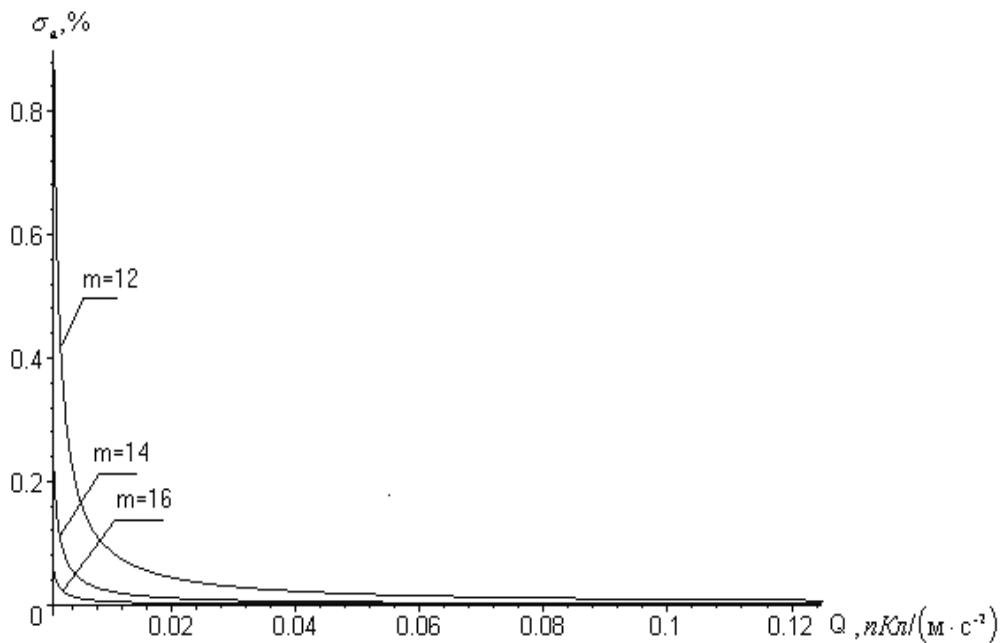


Рис. 4.9. Залежність відносного СКВ похибки, що зумовлена квантуванням ВС

Закон розподілу похибки квантування описується виразом [93]

$$f(\delta_k) = \frac{1}{h} = \frac{2^m}{Q_{a \max}}, \quad \delta_k \in \left[-\frac{Q_{a \max}}{2^{m+1}}, \frac{Q_{a \max}}{2^{m+1}} \right]. \quad (4.22)$$

Крім розглянутих вище складових похибки, на результат вимірювання механічних коливань можуть впливати інші похибки різноманітної природи та походження. До них можна віднести:

- неабсолютна жорсткість з'єднань акселерометрів з опорою РМ;
- різноманітні електричні та електромагнітні завади, які наводяться АД і ЧР на елементи та з'єднання СВК;
- вологість та хімічний склад навколишнього середовища;

- внутрішні ушкодження та недоліки виготовлення елементів, які неможливо виявити.

Серед цих незалежних випадкових факторів, які разом впливають на результат вимірювання механічних переміщень, не можна виділити домінуючого. Тоді, згідно з центральною граничною теоремою [94, 95], коли кількість незалежних випадкових завад велика, маємо нормальний закон розподілу загальної похибки вимірювання від випадкових завад із нульовим математичним сподіванням (всі фактори рівномірні і неможливо виявити домінуючого), який описується виразом

$$f(\delta_s) = e^{\left(-\frac{\delta_s^2}{2\sigma_s^2}\right)} / (\sigma_s \sqrt{2\pi}), \quad (4.23)$$

де δ_s – похибка вимірювання механічних коливань, яка обумовлена дією випадкових завад;

σ_s – значення СКВ цієї похибки.

4.4.2. Оцінювання динамічних метрологічних характеристик акселерометра

При визначенні параметрів вібрації діючі на основу акселерометра механічні коливання приводять до того, що на п'єзоелемент діє динамічна сила, яка дорівнює добутку прискорення сейсмічної маси на відповідну масу. П'єзоелементи генерують електричний заряд, пропорційний діючій на нього динамічній силі. Сейсмічні маси акселерометра практично не змінюються, це значить, що електричний заряд, який виникає на електродах п'єзоелементів пропорційний прискоренню цих мас. Оскільки амплітуда і фаза прискорення сейсмічних мас в широкому частотному діапазоні ідентична амплітуді та фазі прискорення основи акселерометра, то загальний електричний заряд, який віддається останнім, пропорційний прискоренню його основи і, відповідно, прискоренню механічних коливань поверхні об'єкта, на якому закріплений акселерометр [96]. Тому, для оцінки динамічних характеристик ВП вібрації використаємо диференційне рівняння другого порядку такого вигляду

$$m \frac{d^2 X_s(t)}{dt^2} + c \frac{dX_s(t)}{dt} + kX_s(t) = F(t), \quad (4.24)$$

де $F(t) = F_0 \sin(\omega t)$ – гармонічна вимушена сила коливань поверховості об’єкта (вхідна величина); F_0 – амплітуда сили; ω – частота механічних коливань вимушеної сили; $X_s(t)$ – механічні коливання інерційної маси; m – маса акселерометра; c – параметр демпфірування; k – еквівалентна жорсткість п’єзоелементів [96].

Перетворимо рівняння (4.24) до загальнозживаного вигляду

$$\frac{d^2 X_s(t)}{dt^2} + 2h \frac{dX_s(t)}{dt} + h_{кр}^2 X_s(t) = \frac{F_0}{m} \sin(\omega t), \quad (4.25)$$

де $h = c/2m$ – коефіцієнт демпфірування;

$h_{кр} = \sqrt{k/m}$ – критичне значення коефіцієнта демпфірування.

Розв’язок рівняння (4.25) отримано за допомогою програмного середовища Maple VR7, воно має такий розв’язок:

$$X_s(t) = \frac{F_0 \left[\frac{\omega \sin \left(t \sqrt{h^2 - h_{кр}^2} \right) \sqrt{h^2 - h_{кр}^2} \left[2h^2 + \omega^2 - h_{кр}^2 \right]}{e^{ht}} \right]}{m(h^2 - h_{кр}^2)(-4h^2 \omega^2 + 2h_{кр}^2 \omega^2 - \omega^4 - h_{кр}^4)} + \frac{F_0 \sin(\omega t) \left[h^2 \omega^2 - h^2 h_{кр}^2 - h_{кр}^2 \omega^2 + h_{кр}^4 \right]}{m(h^2 - h_{кр}^2)(-4h^2 \omega^2 + 2h_{кр}^2 \omega^2 - \omega^4 - h_{кр}^4)} + \frac{F_0 [2h\omega \cos(\omega t)]}{m(-4h^2 \omega^2 + 2h_{кр}^2 \omega^2 - \omega^4 - h_{кр}^4)}, \quad (4.26)$$

а графічне представлення рівняння (4.26) наведено на рис. 4.10 [96].

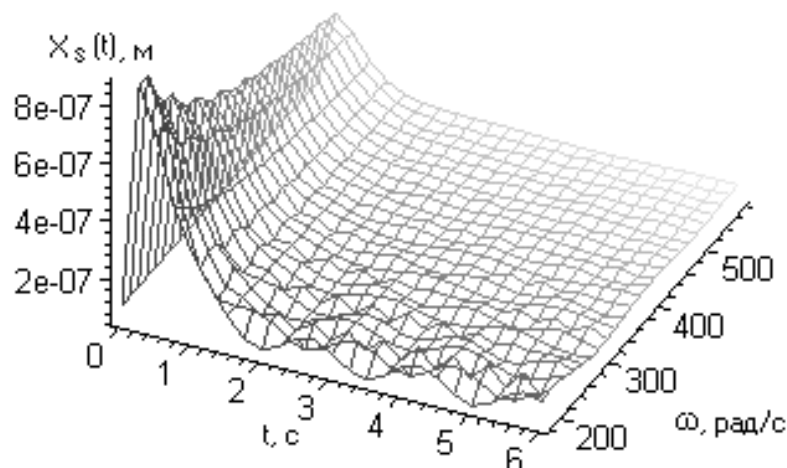


Рис. 4.10. Графічне представлення розв’язку диференціального рівняння другого порядку вимірювального перетворювача вібрації

Реакція засобу вимірювання на вхідне механічне переміщення у вигляді ступінчатої функції $1(t)$ (функції Хевісайда) для нульових

початкових умов є перехідною характеристикою $H(t)$ ВК вібрації, для її отримання в праву частину замість вхідного сигналу підставимо функцію Хевісайда

$$\frac{d^2 X_s(t)}{dt^2} + 2h \frac{dX_s(t)}{dt} + h_{kp}^2 X_s(t) = \frac{1(t)}{m}. \quad (4.27)$$

Розв'язавши рівняння (4.27), отримаємо аналітичну залежність для перехідної характеристики коливальної ланки

$$H(t) = \frac{K_{ВП}}{h_k^2 m} \left\{ 1 - \frac{1}{2} e^{-ht} \sin\left(t\sqrt{h^2 - h_k^2}\right) \cdot \left[1 + \frac{h\left(1 + 2\cos\left(t\sqrt{h^2 - h_k^2}\right)\right)}{\sqrt{h^2 - h_k^2}} - 2\cos\left(t\sqrt{h^2 - h_k^2}\right) \right] \right\}, \quad (4.28)$$

де $K_{ВП}$ – коефіцієнт віброперетворення.

Графічне представлення перехідної характеристики акселерометра, що описується рівнянням (4.28), наведено на рис. 4.11.

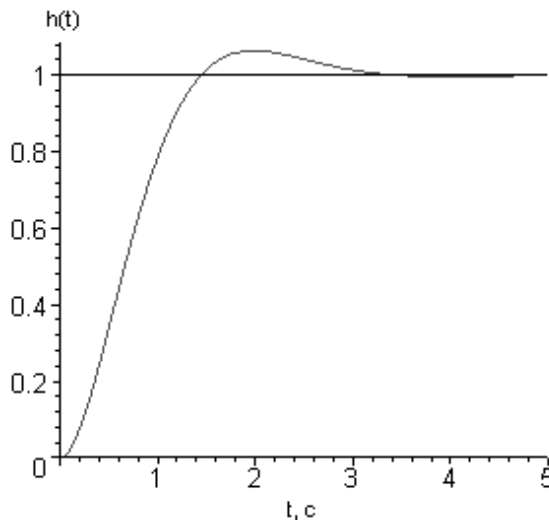


Рис. 4.11. Перехідна характеристика ВП вібрації

Чим швидше перехідна характеристика наближається до усталеного значення, тим менші інерційні властивості засобу вимірювання. Тому одним із способів нормування динамічних характеристик є визначення тривалості перехідного процесу. Згідно [41], залежність для визначення тривалості перехідного процесу представимо у вигляді

$$t_{mn} = -\frac{1}{h} \ln \left(\frac{\delta}{K_{ВП}} \sqrt{h^2 - h_k^2} \right), \quad (4.29)$$

де δ – нормоване значення абсолютної похибки, при якому закінчується перехідний процес.

Характеристики зміни тривалості перехідного процесу представлені на рис. 4.12.

Аналіз результатів, наведених на рис. 4.12, дозволяє зробити висновки про те, що у засобах вимірювального перетворення (ВП) вібрації, тривалість перехідного процесу зростає із ростом еквівалентної жорсткості п'єзоелементів і зменшується в процесі збільшення параметру демпфірування.

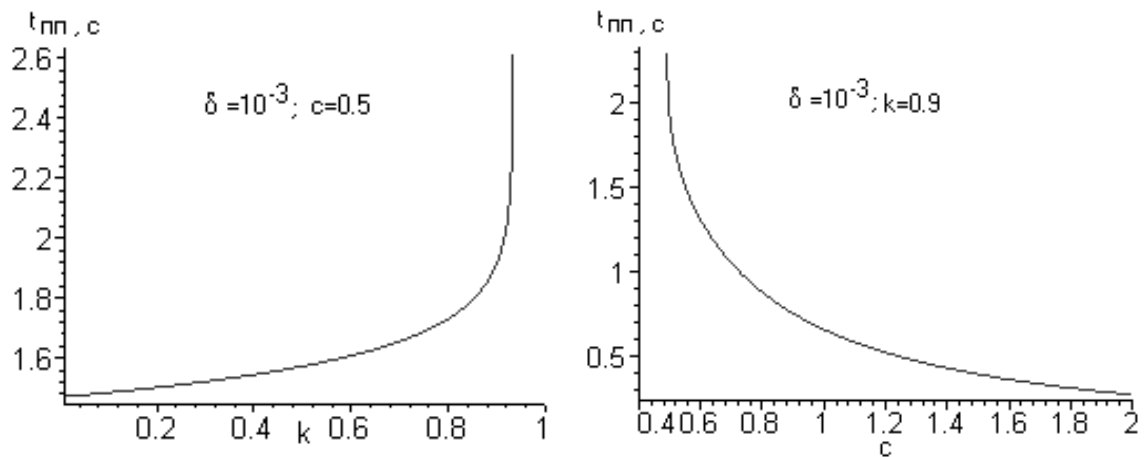


Рис. 4.12. Дослідження тривалості перехідного процесу акселерометра

Реакція ВП вібрації на вхідний одиничний миттєвий імпульс $\delta_d(t)$ (функція Дірака) є імпульсною характеристикою, тому для визначення її характеру в якості вхідного сигналу в праву частину рівняння (4.25) підставимо функцію Дірака $\delta_d(t)$

$$\frac{d^2 X_s(t)}{dt^2} + 2h \frac{dX_s(t)}{dt} + h_{kp}^2 X_s(t) = \frac{\delta_d(t)}{m}, \quad (4.30)$$

розв'язком рівняння (4.30) буде аналітична залежність для імпульсної характеристики вимірювального віброперетворювача

$$\delta(t) = \frac{K_{ВП}}{m\sqrt{h^2 - h_k^2}} e^{-ht} \sin\left(t\sqrt{h^2 - h_k^2}\right). \quad (4.31)$$

Графічне подання імпульсної характеристики ВП вібрації наведено на рис. 4.13.

Для практичних розрахунків динамічних властивостей акселерометра доцільно розглянути окремий випадок передатної функції за

умови, коли $s = j\omega$. В даному випадку перетворення Лапласа замінюється перетворенням Фур'є, а передатна функція $S(s)$ виражається сукупністю амплітудно- і фазочастотних характеристик. $S(j\omega)$ – амплітудно-фазова характеристика, яка дає уявлення про частотні властивості вимірювального віброперетворювача.

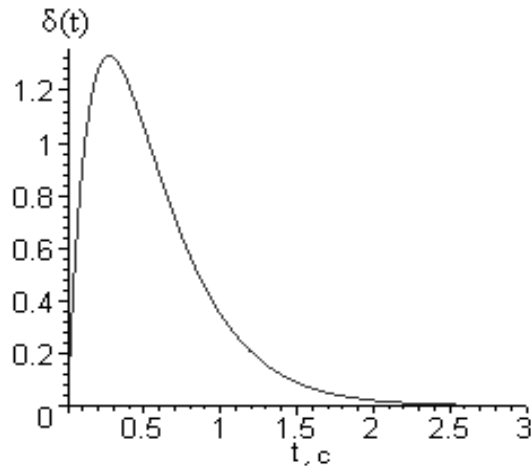


Рис. 4.13. Імпульсна характеристика акселерометра

Передатна функція ВП вібрації має такий вигляд [96]

$$S(s) = \frac{K_{ВП}}{m} \frac{1}{s^2 + 2hs + h_k^2}. \quad (4.32)$$

Перейшовши до частотної області та відокремивши дійсну та уявну частини, отримаємо вирази для амплітудно-частотної

$$A(\omega) = \frac{K_{ВП}}{\sqrt{a^2(\omega) + b^2(\omega)}} = \frac{K_{ВП}}{m\sqrt{\omega^4 + 4h^2\omega^2 - 2h_k^2\omega^2 + h_k^4}} \quad (4.33)$$

та фазочастотної характеристик

$$\Phi(\omega) = \arctg\left(\frac{b(\omega)}{a(\omega)}\right) = \arctg\left(\frac{h\omega}{\omega^2 - h_k^2}\right), \quad (4.34)$$

де $a(\omega)$ і $b(\omega)$ – відповідно дійсна та уявна частина передатної функції.

Графічне представлення амплітудно- та фазочастотної характеристик наведено на рис. 4.14.

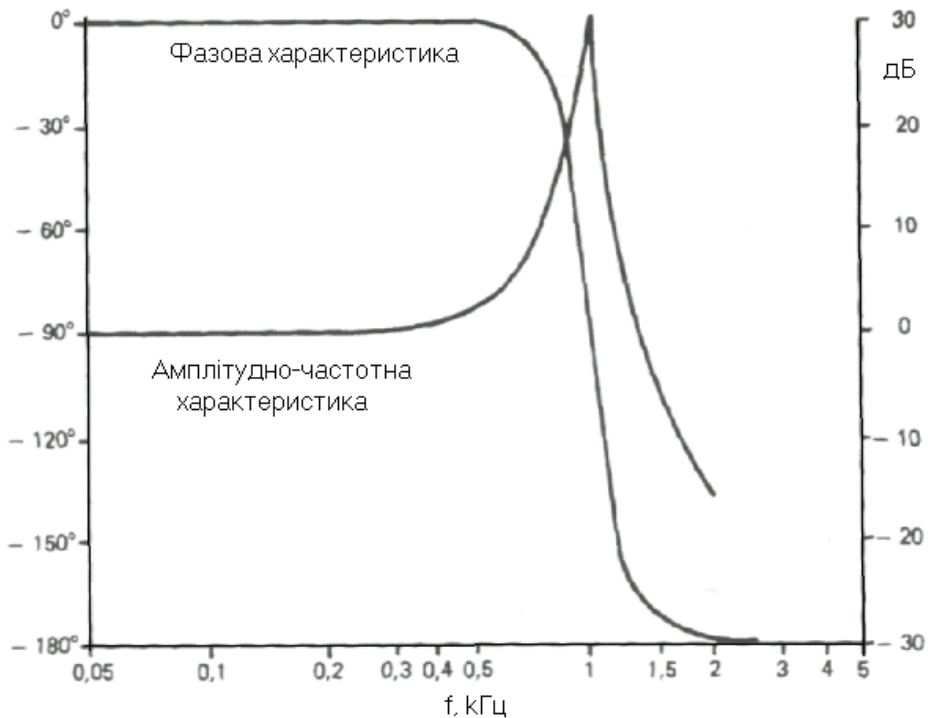


Рис. 4.14. Амплітудно- і фазочастотна характеристики вимірювального віброперетворювача

Амплітудно-частотна характеристика характеризує спектр частот, що пропускає ВП вібрації. Якщо останній має велику інерційність, то він характеризується великою тривалістю перехідного процесу. Характерною особливістю амплітудно та фазочастотних характеристик є те, що в області низьких і середніх частот вони легко апроксимуються лінійною залежністю (є незмінними) (рис. 4.14), що свідчить про високу стабільність в роботі ВП вібрації на цих частотах. Як видно з рис. 4.14 фазочастотна характеристика на частоті, приблизно рівній 1 кГц змінює фазу на 180° , а амплітудно-частотна характеристика, приблизно на тих же частотах, набуває резонансу.

При проведенні вимірювань механічних коливань завжди виникає перехідний режим роботи, при якому сигнал суттєво змінюється в часі. Ця обставина пояснюється інерційними властивостями вимірювального віброперетворювача, які зумовлюють появу динамічної похибки. Для визначення повної динамічної характеристики ВК скористаємося передатною функцією (4.32). Тоді абсолютну динамічну похибку віброперетворювача можна визначити за формулою [37]

$$\Delta_{\partial} = F_H^{-1} \left\{ L^{-1} [S(s)X_s(s) + S(s)\Delta_d(s)] \right\} - X_s(t), \quad (4.35)$$

де F_n^{-1} – символ функції оберненої номінальної статичної характеристики;

L^{-1} – символ оберненого перетворення зображення ВС в оригінал;

$\Delta_a(s)$ – зображення адитивної статичної похибки.

Нехтуючи при першому наближенні статичною похибкою в порівнянні з динамічною, зображення відносної динамічної похибки представимо у вигляді

$$\delta_o(s) = \frac{S(s)}{S(0)} - 1. \quad (4.36)$$

Зображення абсолютної динамічної похибки запишемо так

$$\Delta_d(s) = \delta_o(s) \cdot X_s(s); \quad \Delta_d(t) = L^{-1}[\delta_o(s) \cdot X_s(s)]. \quad (4.37)$$

При підстановці рівняння (4.32) у формулу (4.36) отримаємо зображення відносної динамічної похибки вимірювального перетворювача вібрації, яке має вигляд

$$\delta_o(s) = \frac{h_k^2}{s^2 + 2hs + h_k^2} - 1. \quad (4.38)$$

Для графічного представлення динамічної похибки в часі виконаємо зворотне перетворення Лапласа для рівняння (4.38) за допомогою математичного пакету Maple 7.0. Тоді рівняння відносної динамічної похибки набуде вигляду [96]

$$\delta_o(t) = \frac{h_k^2 \left(e^{\left(\left[-h + \sqrt{h^2 - h_k^2} \right] t \right)} - e^{\left(\left[-h - \sqrt{h^2 - h_k^2} \right] t \right)} \right)}{2\sqrt{h^2 - h_k^2}} - Dirac(t), \quad (4.39)$$

а її характеристика представлена на рис. 4.15 а.

Знаючи відносну динамічну похибку (4.39) та $X_s(s)$, отримаємо миттєве значення абсолютної динамічної похибки ВП вібрації як функцію часу, що зображена на рис. 4.15 б.

Як видно з рис. 4.15 б, абсолютна динамічна похибка на часовому інтервалі від 0 до 4 с змінюється випадковим чином і має малі значення, якими можна знехтувати, а відносна динамічна похибка на

інтервалі від 0 до 5 с не перевищує 0.6 %, що характеризується досить високою точністю вимірювання вібропереміщень [87].

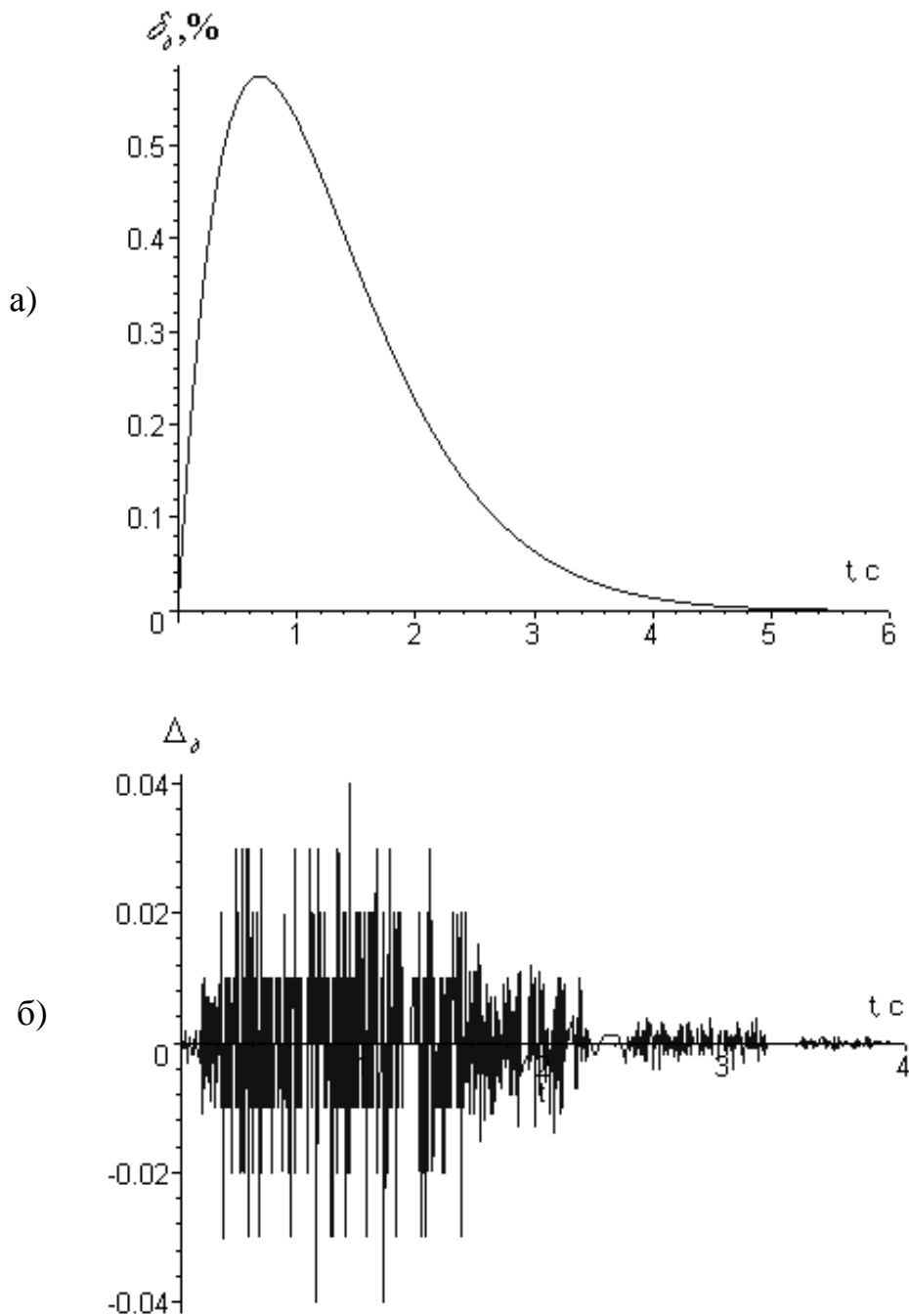


Рис. 4.15. Характеристики зміни в часі динамічних похибок:
а) – відносної, б) – абсолютної, при $\zeta=0.5$; $k=0.6$; $m=180$ г; $\omega=425$ рад/с

З проведеного аналізу можна зробити висновок про те, що: відносна динамічно похибка вібровимірювань не перевищує 0.6%; найбільш чутливою величиною, що значною мірою впливає на

вихідний сигнал ВП вібрації є демпфірування. Тому різка зміна останнього (в сторону зменшення) може призвести до появи значної відносної динамічної похибки вимірювання механічних коливань, а отже і до значної похибки вимірювання частот обертання РМ.

Таким чином, для оцінки динамічних метрологічних характеристик ВП вібрації запропоновано математичну модель другого порядку. Використання запропонованої моделі дає можливість експериментальним шляхом будувати функціональні залежності між інформативними ознаками та параметрами об'єкта. За допомогою отриманих аналітичних залежностей одержано кількісну оцінку динамічних метрологічних характеристик ВП вібрації. Аналіз цих характеристик дає можливість виявити причини підвищеної похибки і вказати шляхи їх усунення.

4.4.3. Оцінювання статичних метрологічних характеристик вимірювального каналу віброприскорення

Отримана статична характеристика (див. рис. 4.6) нелінійна, а рівняння перетворення (4.7) ВК вібрації є вихідною при отриманні аналітичних залежностей для аналізу та оцінки таких статичних метрологічних характеристик, як: номінальна функція перетворення, чутливість, похибка нелінійності, адитивна і мультиплікативні складові похибок.

В робочих умовах ВК віброприскорення здійснює функціональне перетворення інформативного параметра X_s у двійковий код N_x . Крім інформативного сигналу на нього діють впливні величини до яких відносяться всі інші параметри, які мають безпосередній зв'язок з вихідною величиною N_x і спричиняють виникненню неінформативної складової перетворення. Аналіз отриманого рівняння перетворення (4.7) показує, що на процес перетворення інформативного параметра у вихідний сигнал впливає велика кількість параметрів (впливних величин). В ході дослідження впливу кожної із них, найбільший вплив на процес перетворення інформативного параметра вносить ємність зворотного зв'язку C_f , тому оцінимо функцію впливу на результат вимірювання параметрів вібрації через ємність C_f .

Розрахуємо аналітичні залежності для оцінювання основних статичних метрологічних характеристик ВК вібрації відповідно до [97].

Номінальний коефіцієнт перетворення або чутливість ВК вібрації має вигляд [78]

$$S_{X_s} = \frac{\partial N_x}{\partial X_s} = \frac{k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} k^3 X_s^2}{2(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 \left((1 + 1/K (1 + C_t/C_f)) C_f \right)^3}. \quad (4.40)$$

Зміна чутливості в діапазоні перетворення інформативного параметра X_s дорівнює

$$S'_{X_s} = \frac{\partial^2 N_x}{2\partial X_s^2} = \frac{k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} k^3 X_s}{2(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 \left((1 + 1/K (1 + C_t / C_f)) C_f \right)^3}, \quad (4.41)$$

$$S''_{X_s} = \frac{\partial^3 N_x}{6\partial X_s^3} = \frac{k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} k^3}{12(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 \left((1 + 1/K (1 + C_t / C_f)) C_f \right)^3}. \quad (4.42)$$

Коефіцієнти впливу впливної величини C_f на вихідний параметр N_x вимірювального перетворення визначимо за формулами:

$$\beta_{0C_f} = \frac{\partial N_x}{\partial C_f} = k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} X_s^3 k^3 (C_t C_f^4 [1 + (1 + C_t / C_f) / K]^3 - KC_f^5 [1 + (1 + C_t / C_f) / K]^4) / (2(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 KC_f^9 (1 + (1 + C_t / C_f) / K)^7), \quad (4.43)$$

$$\beta_{0C_f}' = \frac{\partial^2 N_x}{2 \cdot \partial C_f^2} = k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} X_s^3 k^3 (C_t^2 - 2C_t KC_f (1 + (1 + C_t / C_f) / K) + K^2 C_f^2 (1 + (1 + C_t / C_f) / K)^2) / ((1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 K^2 C_f^7 (1 + (1 + C_t / C_f) / K)^5). \quad (4.44)$$

Коефіцієнт сумісного впливу інформативного параметра X_s та впливної величини C_f на номінальну чутливість S_{X_s} вимірювального перетворення дорівнює

$$\alpha_{0C_f} = \frac{\partial^2 N_x}{\partial X_s \partial C_f} = \frac{3k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} k^3 X_s^2 (C_t - KC_f (1 + (1 + C_t / C_f) / K))}{2(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 K C_f^5 (1 + (1 + C_t / C_f) / K)^4}. \quad (4.45)$$

Номінальну функцію перетворення вимірювального перетворення визначимо із рівняння розкладу в ряд Тейлора, з урахуванням рівнянь (4.40-4.42), за формулою

$$N_H = S_{X_s} X_s + S'_{X_s} X_s^2 + S''_{X_s} X_s^3. \quad (4.46)$$

Абсолютна похибка ΔN_n нелінійності номінальної функції перетворення (4.46) дорівнює

$$\Delta N_H = S'_{X_S} (X_S - X_{SH})^2 + S''_{X_S} (X_S - X_{SH})^3, \quad (4.47)$$

де X_{SH} – номінальне значення механічних коливань.

Відносну похибку δ_n нелінійності номінальної функції перетворення (4.46) визначимо за формулою

$$\delta_n = \frac{\Delta N_H}{S_{X_S} (X_S - X_{SH})}. \quad (4.48)$$

Абсолютну мультиплікативну похибку перетворення ΔN_m в умовах зміни ємності зворотного зв'язку C_f на величину $\Delta C_f = C_f - C_{fH}$ визначимо з рівняння

$$\Delta N_m = \frac{3k_n^3 K_{10} I_0 K_n B^{m-1} k^3 X_s^3 (C_t - K C_f [1 + (1 + C_t / C_f) / K]) (C_f - C_{fH})}{2(1 + K_{33} K_{10} k_n I_0)^4 m_s^3 K C_f^5 (1 + (1 + C_t / C_f) / K)^4}. \quad (4.49)$$

Абсолютна адитивна похибка перетворення ΔN_a в умовах зміни ємності зворотного зв'язку C_f на величину ΔC_f дорівнює

$$\Delta N_a = \beta_0 C_f (C_f - C_{fH}) + \beta'_0 C_f (C_f - C_{fH})^2. \quad (4.50)$$

Графічні представлення отриманих аналітичних залежностей (4.40 – 4.50) основних статичних метрологічних характеристик ВК віброприскорення наведено на рис. 4.16 – 4.20 [78].

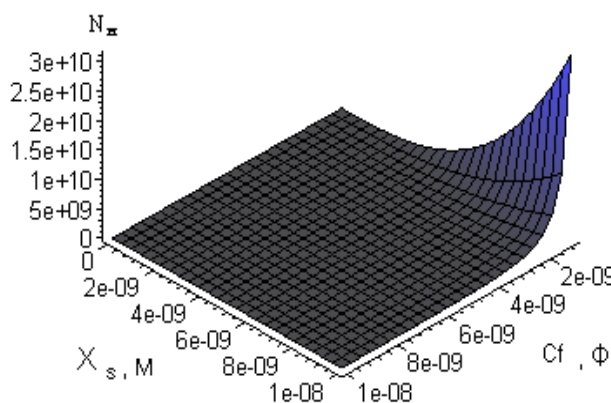


Рис. 4.16. Номінальна функція перетворення ВК вібрації

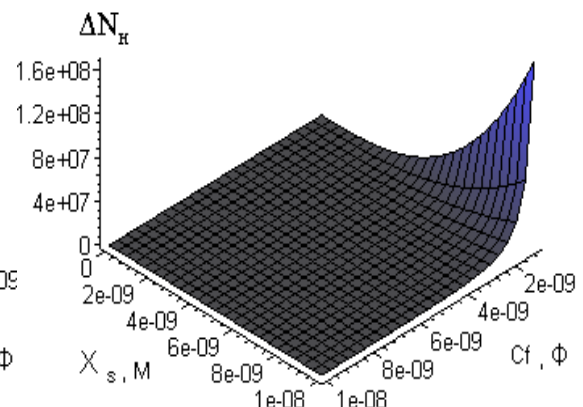


Рис. 4.17. Абсолютна похибка нелінійності номінальної функції перетворення

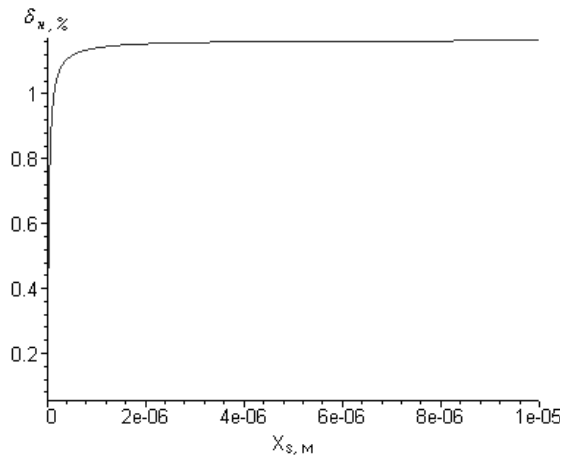


Рис. 4.18. Відносна похибка нелінійності номінальної функції перетворення

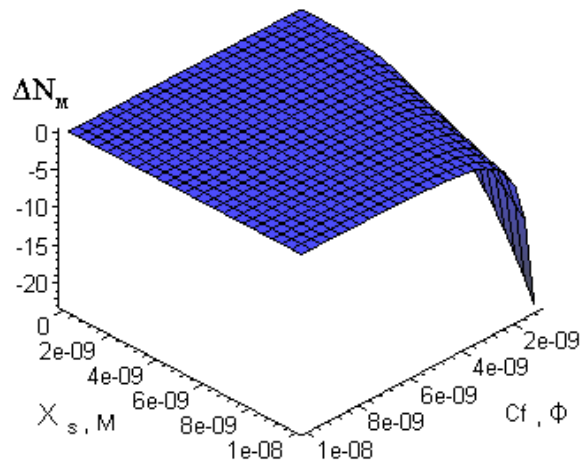


Рис. 4.19. Абсолютна мультиплікативна похибка віброперетворення

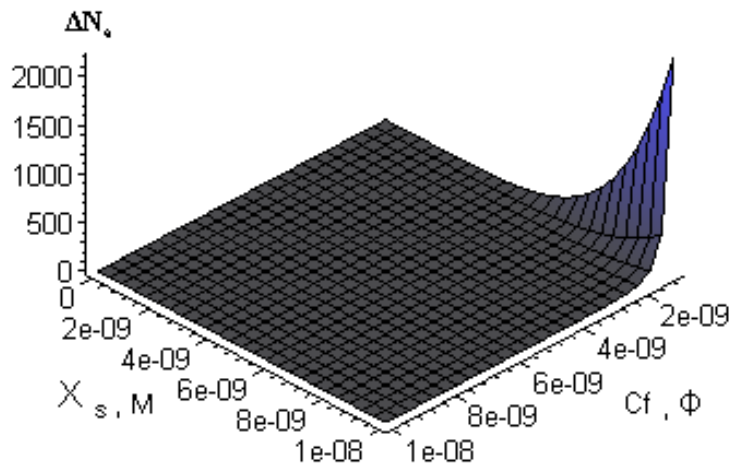


Рис. 4.20. Абсолютна адитивна похибка віброперетворення

Аналіз отриманих статичних метрологічних характеристик ВК віброприскорення (рис. 4.16 – 4.20) показує, що відносна похибка нелінійності, адитивна та мультиплікативна складові похибок зменшуються при зниженні механічних коливань (більш точніші вимірювання в середньому діапазоні зміни частот обертання РМ). При виході на номінальний режим роботи, відносна похибка нелінійності приймає постійне значення, яке не перевищує 1%, що свідчить про стабільність вібропараметрів. Аналіз похибки нелінійності, адитивної та мультиплікативної похибок, дає змогу синтезувати ЦСП та засоби вимірювання вібрації із нормованими метрологічними характеристиками.

4.4.4. Узагальнений підхід до оцінки невизначеності результатів у вимірюваннях

При складанні звіту щодо результату вимірювання фізичної величини необхідно подати кількісне значення якості результату так, щоб можна було правильно оцінити його надійність. Без такого значення результату вимірювань при виконанні метрологічних робіт не можна порівняти ні між собою, ні з довідниковими величинами. Тому необхідно, щоб була легкоздійснима, зрозуміла і загальноприйнята методика для характеристики якості результату вимірювання, тобто для оцінювання його невизначеності.

Поняття невизначеності як кількісної характеристики є порівняно новим в історії вимірювань, хоч похибка і аналіз похибки давно використовуються в практиці науки вимірювання чи метрології. На сьогоднішній день загальновизнано, що, коли вже оцінено всі відомі та припустимі складові похибки і внесено відповідні поправки, все ще залишається невизначеність відносно істинності встановленого результату, тобто сумнів у тому, наскільки точно результат вимірювання відображає значення величини, що вимірюється [98, 99]. Так само, як практично універсальне використання Міжнародної системи одиниць (SI) внесло узгодженість у всі наукові та технологічні вимірювання, так і всесвітня узгодженість в оцінюванні невизначеності вимірювання повинна забезпечити належне розуміння і правильне використання широкого спектра результатів вимірювань в науці, техніці, торгівлі та промисловості. В еру світового ринку необхідно, щоб метод оцінювання невизначеності при виконанні метрологічних робіт був однаковим в цілому світі для того, щоб вимірювання, проведені в різних країнах, можна було легко порівняти.

Курс України на європейську і міжнародну інтеграцію зумовлює необхідність переходу до єдиних стандартів в галузі планування, проведення і обробки результатів вимірювань. Впровадження ДСТУ ISO/IEC 17025 – 2001 у випробувальних і калібрувальних лабораторіях України обумовило необхідність виконання вимог пункту 5.4.6 цього стандарту “Оцінювання невизначеності вимірювання” [100]. Основою цих стандартів є Рекомендація INC-1 “Вираження експериментальних невизначеностей”, яка визначила класифікацію невизначеностей за типом А і В в залежності від способу оцінки результатів вимірювань, вираження цих невизначеностей у вигляді стандартних відхилень і коваріацій, спосіб їх підсумовування шляхом додавання стандартних відхилень і коваріацій та інтегральну оцінку як добуток сумарної невизначеності на коефіцієнт охоплення [101]. У наведених вище документах [98, 100, 101] в якості головної форми

вираження невизначеності нормується сумарна стандартна невизначеність, а інтегральна оцінка (розширена невизначеність) розглядається як додаткова і приводиться один із варіантів наближеного розрахунку коефіцієнта охоплення як коефіцієнта Стюдента з числом степенів вільності, що визначається за формулою Велча-Саттерсвейта. Але такий спосіб оцінювання невизначеності вимірювань не враховує вплив домінуючих складових невизначеностей типу В, закон розподілу яких відрізняється від нормального, а формула Велча-Саттерсвейта взагалі не враховує наявність кореляції між вхідними величинами. Тому розробка методики оцінювання невизначеності результатів вимірювань при виконанні метрологічних робіт, що дозволяє усунути існуючі недоліки є важливою проблемою на шляху до взаємного визнання результатів випробувань і розробки єдиної методики оцінювання невизначеності у вимірюваннях в Україні.

Основні етапи виконання обчислень невизначеності у вимірюваннях відповідають загальному алгоритму, який представлено на рис. 4.21 і полягають в наступному [102].

1. Складання математичної залежності (рівняння вимірювань) між вихідною Y і вхідними X_i (X_1, \dots, X_N) величинами, від яких вона залежить: $Y = f(X_1, \dots, X_N)$. Функція f повинна містити кожен величину, включаючи всі поправки та поправочні множники на відомі систематичні ефекти, яка може внести значну складову в невизначеність результату вимірювання, основні та додаткові абсолютні похибки засобів вимірювальної техніки, що використовуються при вимірюваннях. Під час складання математичної залежності необхідно дотримуватися рекомендацій, які приведені в МІ 13.002-2003 [103].

2. Визначити x_i – оцінене значення вхідної величини X_i або на основі статистичного аналізу серії спостережень, або іншим способом (оцінювання із зовнішніх джерел, таких як величини, пов'язані з атестованими еталонами, стандартними зразками речовин і матеріалів чи стандартними довідниковими даними).

При проведенні багатократних вимірювань за значення i -тої вхідної величини x_i приймають середнє арифметичне n_i результатів ряду окремих спостережень x_{iq}

$$\bar{x}_i = \frac{1}{n_i} \sum_{q=1}^{n_i} x_{iq} \cdot \quad (4.51)$$

В отримані значення x_1, \dots, x_N вносяться поправки на відомі систематичні ефекти.

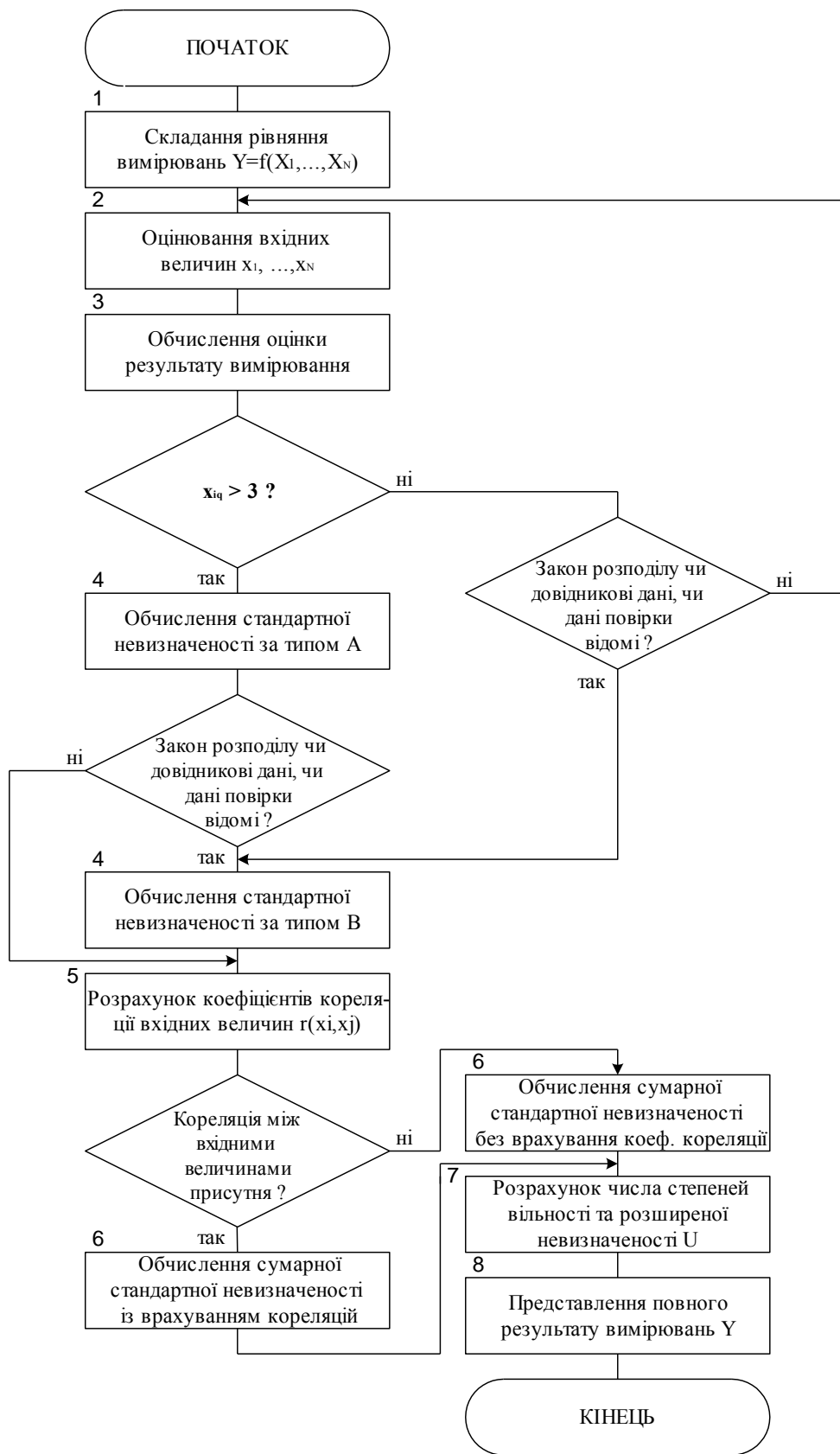


Рис. 4.21. Алгоритм оцінювання невизначеності у вимірюваннях при виконанні метрологічних робіт

3. Обчислення оцінки результату вимірювання вихідної величини y отримують при підстановці в рівняння вимірювань оцінок вхідних величин $y=f(x_1, \dots, x_N)$. В деяких випадках для зменшення впливу нелінійності рівняння вимірювання і врахування кореляції між вхідними величинами, вихідну величину оцінюють за формулою

$$y = \frac{1}{n} \sum_{q=1}^n f(x_{1q}, \dots, x_{Nq}). \quad (4.52)$$

4. Якщо кількість спостережень i -тої вхідної величини більше трьох і невідомо ні закону розподілу ймовірності, ні довідникових даних, ні даних повірки чи калібрування, то стандартна невизначеність $u(x_i)$ розраховується тільки за типом А, що описується формулою

$$u_A(x_i) = \sqrt{\frac{1}{n_i(n_i - 1)} \sum_{q=1}^{n_i} (x_{iq} - \bar{x}_i)^2}. \quad (4.53)$$

Якщо ж відомі і результати багатократних спостережень вхідної величини і дані зовнішніх джерел (отримані іншими способами), що перераховані в пункті 2, то крім розрахунку стандартної невизначеності типу А, необхідно проводити обчислення стандартних невизначеностей типу В.

Стандартні невизначеності типу В, можна обчислювати через верхні і нижні границі $[a_-, a_+]$ припустимого закону розподілу, чи проміжок U_p , що має заданий рівень довіри p .

Для заданих границь закону розподілу стандартна невизначеність типу В обчислюється таким чином:

а) для рівномірного закону розподілу

$$u_B(X_i) = \frac{(a_+ - a_-)}{\sqrt{12}}; \quad (4.54)$$

б) для трикутного закону розподілу

$$u_B(X_i) = \frac{(a_+ - a_-)}{\sqrt{24}}; \quad (4.55)$$

в) для трапецієдального закону розподілу

$$u_B(X_i) = \frac{(a_+ - a_-)}{\sqrt{24}} \sqrt{1 + \beta^2} \quad (4.56)$$

при зміні β від 0 до 1 трапецієдальний закон розподілу змінюється від трикутного до рівномірного;

г) для експоненціального (асиметричного) закону розподілу

$$u_B(X_i) = \sqrt{\frac{(a_+ - x)(x - a_-) - (a_+ - 2x + a_-)}{\lambda}}, \quad (4.57)$$

де x – очікуване значення; λ – параметр розподілу.

Для заданих проміжків U_p з відомим рівнем довіри p , при припущенні нормального закону розподілу, невизначеність типу В визначається як

$$u_B(X_i) = \frac{U_p}{k_p}, \quad (4.58)$$

де k_p – коефіцієнт охоплення, який для нормального закону розподілу, відповідно дорівнює 1,64; 1,96 і 2,58 для рівнів довіри 0,9; 0,95 і 0,99.

При відсутності багаторазових спостережень та наявності інших даних (нестатистичних), розраховується тільки стандартна невизначеність типу В у відповідності з формулами (4.54) – (4.58).

5. Якщо значення яких-небудь вхідних величин (x_i , x_j) пов'язані між собою (попарно корельовані), то необхідно розрахувати коефіцієнт кореляції за формулою

$$r(x_i, x_j) = \frac{\sum_{l=1}^{n_{ij}} (x_{il} - \bar{x}_i)(x_{jl} - \bar{x}_j)}{\sqrt{\sum_{l=1}^{n_{ij}} (x_{il} - \bar{x}_i)^2 \sum_{l=1}^{n_{ij}} (x_{jl} - \bar{x}_j)^2}}, \quad (4.59)$$

де $l = 1, \dots, n_{ij}$; n_{ij} – кількість пов'язаних пар результатів вимірювань.

6. Обчислення сумарної стандартної невизначеності $u_c(y)$ результату вимірювання y із врахуванням стандартних невизначеностей типу А і В (А або В) та коефіцієнтів кореляцій.

При відсутності кореляції між вхідними величинами сумарну стандартну невизначеність визначають за формулою

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i), \quad (4.60)$$

де $c_i = \partial f / \partial x_i$ – коефіцієнти чутливості, що показують, як оцінка вихідної величини змінюється зі зміною значень вхідних оцінок x_1, \dots, x_N .

При наявності кореляцій між вхідними величинами сумарну стандартну невизначеність обчислюють за формулою

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i) + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} r(x_i, x_j) u(x_i) u(x_j), \quad (4.61)$$

де $u(x_i)$ – стандартна невизначеність i -тої вхідної величини, яка розрахована за типом А або за типом В.

Якщо вклади в $u_c^2(y)$ стандартних невизначеностей оцінювалися окремо за типом А і за типом В, то позначивши їх як $u_{cA}^2(y)$ і $u_{cB}^2(y)$ та розрахувавши окремо згідно рівняння (4.60) або (4.61), отримаємо загальну сумарну стандартну невизначеність, яка пов'язана із сумарними невизначеностями типу А і В співвідношенням

$$u_c^2(y) = u_{cA}^2(y) + u_{cB}^2(y). \quad (4.62)$$

7. Для розрахунку розширеної невизначеності U потрібно отримати значення коефіцієнта охоплення k , що створює проміжок, який відповідає заданому рівню довіри p . В загальному випадку коефіцієнт охоплення вибирають у відповідності з формулою

$$k = t_p(v_{\text{eff}}), \quad (4.63)$$

де $t_p(v_{\text{eff}})$ – квантиль розподілу Стюдента з ефективним числом степенів вільності v_{eff} і довірчою ймовірністю p .

Значення коефіцієнта $t_p(v_{\text{eff}})$, як правило вибирається з довідникової таблиці за значенням ефективного числа степенів вільності, що розраховується за формулою

$$v_{\text{eff}} = \frac{u_c^4(y)}{\sum_{i=1}^N \frac{u^4(x_i)}{v_i} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^4}, \quad (4.64)$$

де v_i – число степенів вільності під час визначення оцінки i -тої вхідної величини.

При підсумовуванні невизначеностей середніх значень вхідних величин, що визначалися за типом А, число степенів вільності визначається з виразу: $v_i = n_i - 1$, а при сумуванні невизначеностей отриманих за типом В число степенів вільності приймається рівним нескінченності ($v_i = \infty$) [6].

Розрахувавши ефективне число степенів вільності v_{eff} та вибравши коефіцієнт охоплення k , отримаємо розширену невизначеність, яка обчислюється за формулою

$$U = k u_c(y). \quad (4.65)$$

8. Представлення повного результату вимірювання включає в себе оцінку вихідної величини і приписане їй значення розширеної невизначеності із зазначенням рівня довіри

$$Y = y \pm U, p = 0,95. \quad (4.66)$$

Значення розширеної невизначеності вказується з кількістю значущих цифр, не більше двох. Результат вимірювання, як і значення вхідних величин, заокруглюють так, щоб вони відповідали своїм невизначеностям.

При виконанні метрологічних робіт та представленні результатів вимірювань рекомендується наводити достатню кількість інформації для того, щоб можна було проаналізувати чи повторити весь процес отримання результату вимірювання і обчислення невизначеностей вимірювань, а саме:

- алгоритм отримання результату вимірювань;
- алгоритм розрахунку всіх поправок та їх невизначеностей;
- невизначеності всіх використовуваних даних та способи їх отримання;
- алгоритми обчислення сумарної і розширеної невизначеностей [102, 104].

Таким чином, на основі міжнародних стандартів і керівництва по вираженню невизначеності вимірювань запропоновано узагальнений підхід до оцінки і вираження невизначеності вимірювань та розроблено алгоритм оцінювання невизначеності у вимірюваннях при проведенні метрологічних робіт, який представлено на рис. 4.21. Такий алгоритм оцінювання невизначеності вимірювань дозволяє враховувати наявність кореляції при розрахунках сумарних стандартних

невизначеностях і ефективного числа степенів вільності та автоматизувати процедуру оцінювання невизначеності.

4.4.5. Оцінка невизначеності результатів вимірювань при контролі несинхронності обертання взаємозв'язаних роторних машин

Рівняння вимірювання частот обертання із подальшим обчисленням несинхронності обертання РМ на заданих за допомогою частотного регулятора частотах має вигляд [99]

$$\Delta N_o = f(A_1, A_2, f_{on}, z_M) = N_{o1} - N_{o2} = \frac{60 f_{on}}{A_1 z_M} - \frac{60 f_{on}}{A_2 z_M}, \quad (4.67)$$

де ΔN_o – несинхронність обертання РМ;

N_{o1} – частота обертання ротора головної РМ;

N_{o2} – частота обертання ротора допоміжної РМ;

f_{on} – опорне значення частоти квантування (16 МГц);

A_1, A_2 – кількість імпульсів, що відповідає частотам обертання головної і допоміжної РМ.

Під час вимірювання кількості імпульсів у відповідності з рівнянням (4.67) отримано три групи спостережень частот обертання в об/хв, по 16 значень в кожній групі, що наведені в табл. 4.1.

Вимірювання здійснювалися в лабораторних умовах при температурі оточуючого повітря $+23^\circ\text{C}$. Експлуатаційні умови використання частотоміри від -30 до $+50^\circ\text{C}$. Відносна похибка квантування δN_o при вимірюванні частот обертання розраховується за формулою

$$\delta N_o = \frac{N_o z_M}{60 f_{on}}. \quad (4.68)$$

Відносна похибка опорної частоти внутрішнього генератора дорівнює $\pm 2,5 \cdot 10^{-7}$. Температурний коефіцієнт частоти опорного генератора не більше $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ на 1°C .

Проведемо оцінку складових сумарної стандартної невизначеності за типом В не виключених залишків систематичної похибки результатів вимірювань.

Оскільки границі відносної похибки опорної частоти δ_{on} не перевищують $\pm 2,5 \cdot 10^{-7}$, то границі абсолютної похибки вимірювання частот обертання будуть дорівнювати

$$\Delta_{on} = \overline{N_o} \delta_{on} = \pm 2.5 \cdot 10^{-7} 3022.53 = \pm 7.56 \cdot 10^{-3} \text{ об/хв}, \quad (4.69)$$

$$\text{де } \overline{N_o} = \frac{1}{6} \sum_{k=1}^6 \overline{N_o}_{j_k} = 3052.53 \text{ об/хв}.$$

Таблиця 4.1

Результати вимірювань частот обертання головної та допоміжної РМ

<i>i</i>	Перша група спостережень частот обертання головної і допоміжної РМ		Друга група спостережень частот обертання головної і допоміжної РМ		Третя група спостережень частот обертання головної і допоміжної РМ	
	N_{o11}	N_{o21}	N_{o12}	N_{o22}	N_{o13}	N_{o23}
1	1195	1183	3005	2993	4889	4866
2	1201	1190	3011	3000	4883	4891
3	1199	1179	3008	2992	4888	4875
4	1188	1207	2999	2971	4869	4883
5	1192	1209	2987	2997	4867	4892
6	1197	1186	2995	3008	4877	4899
7	1199	1178	2998	3010	4850	4871
8	1178	1205	3006	2999	4862	4887
9	1186	1197	2993	2974	4873	4899
10	1194	1171	2996	2988	4859	4878
11	1193	1210	2989	2962	4884	4896
12	1204	1182	3000	2981	4876	4893
13	1200	1189	3012	2999	4855	4882
14	1203	1191	3005	2995	4859	4883
15	1205	1197	3007	3017	4861	4879
16	1198	1196	2994	2973	4877	4894

Стандартну невизначеність опорної частоти u_1 , при нормальному законі розподілу похибки всередині границь визначимо за формулою [99, 105]

$$u_1 = \frac{|\Delta_{on}|}{k_p} = 3.86 \cdot 10^{-3} \text{ об/хв}, \quad (4.70)$$

де k_p – коефіцієнт захвату при нормальному законі розподілу, який дорівнює 1.96 для рівня довіри $p=0.95$.

Відносну стандартну невизначеність опорної частоти розрахуємо за формулою

$$\tilde{u}_1 = \frac{u_1}{|\overline{N_o}|} \cdot 100\% = 1.28 \cdot 10^{-4}\% . \quad (4.71)$$

Невизначеність квантування u_2 визначимо з границь відносної похибки квантування (4.68) за формулою

$$u_2 = \frac{z_M (\overline{N_o})^2}{60f_{on} k_p} = 0.29 \text{об/хв} . \quad (4.72)$$

Відносна невизначеність квантування у відповідності з (4.71) буде дорівнювати $\tilde{u}_2 = 9.64 \cdot 10^{-3}\% .$

Невизначеність u_3 , що обумовлена зміною опорної частоти при зміні температури оточуючого середовища від $+20^\circ\text{C}$ (температура калібрування частотоміра t_k) до $+23^\circ\text{C}$ (температура оточуючого середовища в момент вимірювань $t_{изм}$), обчислимо через температурний коефіцієнт частоти $k_t = \pm 1 \cdot 10^{-9}$ при нормальному законі розподілу за формулою

$$u_3 = \frac{|t_{изм} - t_k| \cdot k_t}{k_p} \overline{N_o} = 4.63 \cdot 10^{-5} \text{об/хв} , \quad (4.73)$$

а відносна невизначеність обумовлена зміною температури оточуючого середовища буде дорівнювати $\tilde{u}_3 = 1.53 \cdot 10^{-6}\% .$

Сумарну стандартну невизначеність типу В несинхронності обертання головної та допоміжної РМ, обумовлену джерелами невизначеностей, що мають випадковий характер при опосередкованих вимірюваннях частот обертання з врахуванням кореляційного зв'язку розрахуємо за формулою

$$u_4^2 = c_1^2 u^2(\overline{N1_o}) + c_2^2 u^2(\overline{N2_o}) + 2c_1 c_2 u(\overline{N1_o}) u(\overline{N2_o}) r(\overline{N1_o}, \overline{N2_o}) . \quad (4.74)$$

Коефіцієнти чутливості (c_1 та c_2) з урахуванням рівняння (4.67) обчислимо за формулами

$$c_1 = \frac{\partial \Delta N_o}{\partial A_1} = -\frac{60f_{on}}{A_1^2 z_M} = -\frac{\overline{N1_o}^2 z_M}{60f_{on}} , c_2 = \frac{\partial \Delta N_o}{\partial A_2} = \frac{60f_{on}}{A_2^2 z_M} = \frac{\overline{N2_o}^2 z_M}{60f_{on}} . \quad (4.75)$$

Стандартні невизначеності ($u(\overline{N1_o})$, $u(\overline{N2_o})$) при вимірюванні частот обертання відповідно дорівнюють

$$u(\overline{N1_o}) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^J (\overline{N_{o1j}} - \overline{N1_o})^2}{J(J-1)}}, \quad u(\overline{N2_o}) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^J (\overline{N_{o2j}} - \overline{N2_o})^2}{J(J-1)}}. \quad (4.76)$$

Значення коефіцієнта кореляційного зв'язку між головною і допоміжною РМ розрахуємо за формулою

$$r(\overline{N1_o}, \overline{N2_o}) = \frac{u(\overline{N1_o}, \overline{N2_o})}{u(\overline{N1_o})u(\overline{N2_o})}, \quad (4.77)$$

де $u(\overline{N1_o}, \overline{N2_o})$ – кореляційний момент, який обчислюється за формулою

$$u(\overline{N1_o}, \overline{N2_o}) = \frac{\sum_{j=1}^J (\overline{N_{o1j}} - \overline{N1_o})(\overline{N_{o2j}} - \overline{N2_o})}{J(J-1)}. \quad (4.78)$$

Для отримання числових значень кореляційного моменту та коефіцієнта кореляційного зв'язку розрахуємо середні значення частот обертання головної $\overline{N1_o}$ і допоміжної $\overline{N2_o}$ РМ в діапазоні частот від 20 до 80 Гц за формулами

$$\overline{N1_o} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \overline{N_{o1j}} = 3022.21 \text{ об/хв}, \quad \overline{N2_o} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \overline{N_{o2j}} = 3022.85 \text{ об/хв}.$$

Підставивши середні арифметичні значення частот $\overline{N1_o}$ і $\overline{N2_o}$ у формулу (4.75) отримаємо такі числові значення коефіцієнтів чутливості: $c_1 = -0.5709$ об/хв, а $c_2 = 0.5711$ об/хв. Стандартна невизначеність вимірювання частот обертання головної РМ, з врахуванням (4.76) буде дорівнювати $u(\overline{N1_o}) = 1060.88$ об/хв, а для допоміжної РМ – $u(\overline{N2_o}) = 1066.38$ об/хв. Значення кореляційного моменту у відповідності з (4.78) складає $u(\overline{N1_o}, \overline{N2_o}) = 1131288.29$ об/хв. Підставивши значення кореляційного моменту и стандартних невизначеностей у

формулу (4.77) отримаємо коефіцієнт кореляційного зв'язку, який дорівнює $r(\overline{N1_o}, \overline{N2_o}) = 0.999989$.

Таким чином, підставивши отримані числові значення коефіцієнтів у рівняння (4.74), отримаємо сумарну стандартну невизначеність типу В несинхронності обертання РМ, що склала $u_4 = 4.37 \text{ об/хв}$. Відносна сумарна невизначеність типу В дорівнює $\tilde{u}_4 = 0.145\%$.

Сумарну стандартну невизначеність несинхронності обертання РМ розрахуємо за формулою

$$u_c = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2} = 4.38 \text{ об/хв}, \quad (4.79)$$

а відносна сумарна невизначеність дорівнює $\tilde{u}_c = 0.145\%$.

З врахуванням того, що закон розподілу результатів вимірювань є нормальним і рівень довіри складає $p=0.95$, знайдемо розширену невизначеність результатів опосередкованого визначення несинхронності обертання за формулою [99, 104]

$$U_{0.95} = t_{0.95}(v_{\text{eff}}) u_c. \quad (4.80)$$

Ефективне число степенів вільності v_{eff} визначимо із співвідношення

$$v_{\text{eff}} = \frac{u_c^4}{\frac{u_1^4 + u_2^4 + u_3^4}{J-1} + \frac{u_4^4}{\infty}} = 104072, \quad (4.81)$$

тоді коефіцієнт захвату буде дорівнювати

$$t_{0.95}(v_{\text{eff}}) = t_{0.95}(\infty) = 1.96. \quad (4.82)$$

Підставивши значення коефіцієнта захвату (4.82) та сумарну стандартну невизначеність (4.79) в рівняння (4.80), отримаємо розширену невизначеність несинхронності обертання роторів головної і допоміжної РМ, яка складає $U_{0.95} = 1.96 \cdot 4.38 = \pm 8.58 \text{ об/хв}$, а відносна розширена невизначеність дорівнює $\tilde{U}_{0.95} = 0.28\%$ [99, 106].

Таким чином, результат спостереження несинхронності обертання РМ запишемо у вигляді [99]

$$0.73 \leq \Delta N_0 \leq 17.89 \text{ об/хв} \text{ чи } \Delta N_0 = \overline{\Delta N_0} \pm U_{0.95} = 9.31 \pm 8.58 \text{ об/хв}, p=0.95.$$

Отже, за допомогою міжнародних стандартів [98] проведено оцінювання невизначеності результатів опосередкованого визначення несинхронності обертання РМ під час її вимірювального контролю. Розрахована розширена невизначеність результатів спостережень в діапазоні частот від 20 до 80 Гц знаходиться в межах від 1 до 18 об/хв.

ВИСНОВКИ

Таким чином, на основі виконаних досліджень закладено нові та розвинуто відомі теоретичні, метрологічні та інженерно-технічні методи, що дозволяють розробляти системи вимірювального контролю параметрів взаємозв'язаних РМ з наперед заданими нормованими метрологічними характеристиками. Розроблено та досліджено новий метод вимірювання частот обертання РМ за віброметричними параметрами, алгоритм автоматичного контролю несинхронності обертання взаємозв'язаних РМ та методи контролю вібраційних та механічних параметрів РМ. При цьому досягнуто такі основні наукові та практичні результати:

1. Обґрунтовано вибір і досліджено математичні моделі: збудження вібрації в РМ, перетворення віброметричних параметрів у частоту обертання вала та СВК параметрів взаємозв'язаних РМ, на основі яких встановлено параметри, що суттєво впливають на несинхронність обертання РМ.

2. Запропоновано метод вимірювання частот обертання РМ за віброприскоренням, який відрізняється тим, що в ньому частота обертання вимірюється шляхом утворення ВКФ між двома зміщеними в часі ВС та подальшому знаходженні часу досягнення максимуму між ними. Використання такого методу дозволяє позбутися закріплення на вал РМ модулятора і одночасно із вимірюванням частот обертання проводити контроль як механічних, так і вібраційних параметрів РМ.

3. Розроблено модель адаптивної системи контролю параметрів взаємозв'язаних РМ, яка на відміну від існуючих відрізняється тим, що в ній запропоновано алгоритм адаптивної синхронізації частот обертання, який дозволяє мінімізувати похибку несинхронності обертання РМ, і тим самим підвищити точність синхронізації в 1.5-2 рази у порівнянні з відомими системами.

4. Запропоновано нові методи контролю механічних та вібраційних параметрів РМ за струмом статора, за функціями чутливості в режимі самогальмування та за логарифмічним декрементом затухання АКФ при розгоні, гальмуванні та реверсі, які на відміну від існуючих дозволяють проводити комплексний контроль перерахованих параметрів, що сприяє підвищенню вірогідності контролю. На основі розроблених методів побудовано СВК з покращеними метрологічними характеристиками.

5. Розроблено математичні моделі для оцінювання динамічних метрологічних характеристик ВП віброприскорення та статичних метрологічних характеристик вимірювальних каналів віброприскорення, за допомогою яких визначено тривалість

перехідних процесів, характер зміни амплітудо- і фазочастотних характеристик, функції впливу впливних величин та аналітичні залежності для номінальної функції перетворення, чутливості, відносної похибки нелінійності, мультиплікативної та адитивної похибок, що дозволяє розробляти ВК віброприскорення з наперед заданими нормованими метрологічними характеристиками.

6. Запропоновано узагальнений підхід до оцінки і вираження невизначеності вимірювань та розроблено алгоритм оцінювання невизначеності у вимірюваннях при проведенні метрологічних робіт, який дозволяє враховувати наявність кореляції при розрахунках сумарних стандартних невизначеностях і ефективного числа степенів вільності та автоматизувати процедуру оцінювання невизначеності.

ЛІТЕРАТУРА

1. Бабак В.П., Шпилька В.Н. Основы автоматического керування в системах неруйнівного контролю. – К.: УМК ВО, 1999. – 204 с.
2. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392 с.
3. Батоврин А.А. и др. Цифровые системы управления электроприводами. – Л.: «Энергия», 1987. – 256 с.
4. Приборостроение и автоматический контроль // Сб. статей. Вып. 3. Автоматические оптимизаторы. Теория и применение. – М.: Машиностроение, 1986. – 280 с.
5. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования. – К.: «Вища школа», 1977. – 280 с.
6. Ахметжанов А.А., Кочемасов А.В. Следящие системы и регуляторы. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 288 с.
7. Добрынин С.А., Фельдман М.С., Фирсов Г.И. Методы автоматизированного исследования вибрации машин: Справочник. – М.: Машиностроение, 1987. – 224 с.
8. Mitchell, John S. An introduction to machinery analysis and monitoring. – Tulsa: Penn Well Books, 1993. – 302 p.
9. Прыгунов А.И., Белолипецкий А.В. Некоторые методы анализа нестационарных быстропеременных процессов в машинах и аппаратах // Вестник МГТУ. – 1999. – Т.1, - №3. – С. 52 – 64.
10. Brown P.J. Condition monitoring of rolling element bearings // Noise Contr. Vibr. and Insul. – 1997. – Vol. 8, №2. – P. 41 – 44.
11. Шкаликов В.С., Пеллинец В.С. и др. Измерение параметров вибрации и удара. – М.: Издательство стандартов, 1980. – 280 с.
12. Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю. Васілевський О.М. Математичне моделювання системи керування асинхронними електродвигунами // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. – Донецьк: Видавництво ДонНТУ, 2003. – № 64. – С. 71 – 77.
13. Васілевський О.М., Поджаренко В.О. Інформаційно-вимірювальна система для синхронізації частот обертання та діагностування роторних машин // Матеріали Второго Міжнародного радіоелектронного Форуму “Прикладна радіоелектроніка. Становлення і перспективи розвитку” (МРФ-2005). – Харків: ХНУРЕ. – 2005. – С. 48-52.
14. Зайцев С.А., Грибанов Д.Д., Толстов А.Н., Меркулов Р.В. Контрольно-измерительные приборы и инструменты. – М.: Издательский центр «Академия», ПрофОбрИздат, 2002. – 464 с.

15. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 1987. – 248 с.
16. Галахов М.А., Бурмистров А.Н. Расчет подшипниковых узлов. – М.: Машиностроение, 1988. – 272 с.
17. Конднир Д.С. Контактная гидродинамика смазки деталей машин. – М.: Изд-во АН СССР, 1962. – 110 с.
18. Глахов М.А., Гусятников П.Б., Новиков А.П. Математические модели контактной гидродинамики. – М.: Наука, 1990. – 280 с.
19. Демкин Н.Б. Контактное трение шероховатых поверхностей. – М.: Наука, 1990. – 302 с.
20. Методы раннего обнаружения разрушения элементов качения в подшипниках // Испытательные стенды и приборы: Экспресс-информация. – М.: ВИНТИ, 1985 г. - № 4. С. 1 – 8.
21. Шебалин О.Д. Физические основы механики и акустики. – М.: Высш. школа, 1981. – 263 с.
22. Рытов С.М. Введение в статическую радиофизику: В 2 т. / М.: Наука, 1976. – Т. 1. Случайные процессы. – 496 с.
23. Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления. – М.: Наука, 1970. – 620 с.
24. Заде Л.А., Дезоер Ч.А. Теория линейных систем. Метод пространства состояний. – М.: Наука, 1970. – 704 с.
25. Michael J. Devaney, Levent Eren. Detecting Motor Bearing Faults. // Instrumentation & Measurement. – 2004. - № 4. – P. 30 – 35.
26. Поджаренко В.О., Васілевський О.М. та інші. Визначення частоти обертання електромеханічних систем за допомогою вібраційних сигналів // Вимірювальна техніка та метрологія (Державний університет „Львівська політехніка”). – Львів: Видавництво Національного університету „Львівська політехніка”, 2003. – № 63. – С. 161 – 166.
27. Бендат Дж., Пирсол А. Применение корреляционного спектрального анализа. – М.: Мир, 1983. – 312 с.
28. Бриллинджер Д.Р. Фурье-анализ стационарных процессов // ТИИЭР. – 1974. – Т. 62, № 12. – С. 15 – 33.
29. Розанов Ю.А. Случайные процессы (Краткий курс). – М.: Наука, 1971. – 286 с.
30. Поджаренко В.О., Васілевський О.М., Кучерук В.Ю. Оброблення вібросигналів в цифрових вимірювальних пристроях для визначення частоти обертання електромеханічних систем // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2004. – № 5. – С. 5-9.
31. Горлач А.А., Минц М.Я., Чинков В.Н. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. – К.: Техніка, 1985. – 151 с.

32. Диментберг Ф. М., Колесников К. С. Вибрации в технике. Справочник. М.: Машиностроение, 1980, т. 3, - 544 с.
33. Крючков Ю.С. Влияние зазора на вибрацию и шум подшипников качения. Вестник машиностроения, 1989, № 8, с. 30 – 33.
34. Скучик Е. Простые и сложные колебательные системы. – М.: Мир, 1976, - 557 с.
35. Жовинский В.Н., Арховский В.Ф. Корреляционные устройства. – М.: Энергия, 1985. – 248 с.
36. Поджаренко В.О., Кухарчук В.В. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. – К.: УМК ВО, 1991. – 240 с.
37. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа. Головное изд-во, 1983. – 455 с.
38. Васілевський О.М., Кучерук В.Ю., Ігнатенко О.Г. Інформаційно-вимірювальна система оцінювання віброметричних параметрів роторних систем // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. – Донецьк, 2006. – № 107. – С. 154 – 158.
39. Поджаренко В.О., Васілевський О.М., Кучерук В.Ю. Аналіз похибок вимірювання кутових швидкостей методом фіксованого кута в динамічному режимі // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. – Донецьк: ТОВ „Лебідь”, 2004. – № 74. – С. 391 – 395.
40. Шрюфер Е. Обработка сигналов: цифровая обработка дискретизованных сигналов. – К.: Либідь, 1992. – 296 с.
41. Володарський Є.Т., Кухарчук В.В., Поджаренко В.О., Сердюк Г.Б. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю. – Вінниця: Велес, 2001. – 219 с.
42. Пар И.Т., Захарова З.А. Энергосберегающие микропроцессорные регуляторы напряжения для асинхронного привода. // Электротехн. пром-ть. Сер. 08. Электропривод: Обзорн. информ., 1990, Вып. 28, с. 1 – 44.
43. Шёнфельд Р., Хабигер Э. Автоматизированные электроприводы. - Л. Энергоиздат, 1985.- 464 с.
44. Копытов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 1987. – 248с.
45. Веников В.А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. – М.: Высш. шк., 1985. – 536 с.
46. Захарова З.А. Исследование совместного влияния показателей качества электроэнергии на технические характеристики асинхронного двигателя. // Электротехника, 1990, №8, с. 16 – 19.

47. Beaty H.W. Motors require voltage limits. // *Electrical world*, 1988, V. 189, №5, pp. 52 – 53.

48. Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю., Васілевський О.М., Марущак В.Ю. Математичне моделювання системи адаптивного керування з синхронізацією частот обертання асинхронних двигунів // *Вісник Державного університету „Львівська політехніка”*. Серія: Автоматика, вимірювання та керування. - Львів: Видавництво Національного університету „Львівська політехніка”, 2003. – №475. – С. 77 – 82.

49. Патент 67650А UA, МКІ G 01 P 3/04. Пристрій контролю несинхронності обертання електромеханічних систем / В.О. Поджаренко; О.М. Васілевський; В.Ю. Кучерук; О.В. Кабанова. - № 2003119837; заявл. 03.11.2003; опубл. 15.06.2004, Бюл. № 6. – 3 с.

50. Принципы построения и проектирования самонастраивающихся систем управления/ Под ред. Б.Н. Пегрова. – М.: Машиностроение, 1982. - 260 с.

51. Демидович Б.П., Марон И.А., Шувалова Э.З. Численные методы анализа. – М.: Энергоиздат, 1990. – 368 с.

52. Коллакот Р.А. Диагностирование механического оборудования. – Л.: Судостроение, 1980. – 196 с.

53. Collacott Ralph A. *Vibration monitoring and Diagnosis. Techniques for cost-effective Plant maintenance.* London, New York, 1979.

54. *Instruments and Control System*, 1975, vol. 48, № 2, P. 59 – 62.

55. Поджаренко В.О., Васілевський О.М. Діагностика технічного стану електромеханічних систем за логарифмічним декрементом затухання // *Наукові праці Донецького національного технічного університету*. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. – Донецьк: ДонНТУ, 2005. – № 88. – С. 138 – 144.

56. Кравчик А.Э., Шлаф М.М., Афонин В.И. Асинхронные электродвигатели серии 4А: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 243 с.

57. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. – М.: Мир, 1983. – Т. 2. – 327 с.

58. Диагностирование и прогнозирование технического состояния авиационного оборудования / Под ред. Сендеева И.М. Учебн. пособ. для вузов гражд. авиации. – М.: Транспорт, 1984. – 190 с.

59. Васілевський О.М. Діагностика технічного стану електромеханічних систем за струмом статора // *Праці Луганського відділення Міжнародної Академії інформатизації*. – 2004. – № 2 (9). – С. 33 – 36.

60. Розенвассер Е.Н., Юсупов Р.М. Чувствительность систем управления. – М.: Наука, 1981. – 245 с.

61. Гейлер Л.Б. Основы электропривода. - Минск: Высшая школа, 1972. – 387 с.

62. Кучерук В.Ю. Элементы теории побудови систем технічного діагностування електромоторів. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. – 195 с.

63. Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю., Кухарчук В.В. Способ косвенного определения параметров математической модели электро-механических преобразователей с использованием функции чувствительности // Контроль и управление в технических системах. Тезы докладов, Винница, - 1992, - С. 9.

64. Васілевський О.М., Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю. Метод функцій чутливості для формування діагностичних ознак технічного стану електромеханічних систем // Відбір і обробка інформації (Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка НАН України). – Львів: ТЗОВ „Простір М”, 2004.- №21 (97). – С. 33 - 39.

65. Мозгалеvский А.В., Калявин В.П. Системы диагностирования судового оборудования: Учеб. пособие. – Л.: Судностроение, 1987. – 224 с.

66. Васілевський О.М. Ідентифікація технічного стану електромеханічних систем в режимі самогальмування // Матеріали VIII Міжнародної науково-практичної конференції “Наука і освіта 2005”. - Том 62. – Дніпропетровськ: Наука і освіта 2005. – 2005. – С. 4 – 6.

67. Кибернетическая диагностика механических систем по виброакустическим признакам. / Под ред. Рагульскиса К.М. – Каунас: Каун. политех. ин-т, 1972. – 121 с.

68. Вибрации в технике: Справочник в 6-ти т. Т. 5. Измерения и испытания. / Под ред. Генкина М.Д. – М.: Машиностроение, 1981. – 496 с.

69. АС СССР № 934238. Способ виброакустического диагностирования изделий / Жегас В.И., Рагульский К.М. и др. – Опубл. в Б. И., 1982, № 21.

70. Галлямов И.И., Крылова Г.И., Козлов Р.И. Вибродиагностика электрических двигателей в ходе приемосдаточных испытаний // Тезы докл. Всес. науч. практич. конф. «Методы и средства виброакустической диагностики машин». – Ивано-Франковск, 1988. – С. 121 – 122.

71. Володарский Е.Т. Функционально ориентированные системы обработки экспериментальных данных на примере сигнальных процессоров. – К., 2002. – 48 с.

72. Васілевський О.М. Інформаційно-вимірювальна система для автоматичного контролю несинхронності обертання та

вібродіагностики електромеханічних систем // Вибрация машин: измерение, снижение, защита. – Донецк: Норд Компьютер, 2005. – № 1. – С. 29 – 32.

73. Мислович М.В. Наукові основи теорії інформаційно-вимірювальних систем статистичної діагностики електротехнічного обладнання: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.11.16/ Інститут електродинаміки. – К., 1996. – 37 с.

74. Воронцов О.Г. Інформаційно-вимірювальні системи високочастотної вібродіагностики роторних машин: Дис. р-та. д-ра техн. наук: 05.11.16/ Донецький національний технічний університет. – Донецьк, 2003. – 400 с.

75. Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров. – М.: Мир, 1984. – 320 с.

76. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Пер. с англ. – Изд. 6-е. – М.: Мир, 2003. – 704 с.

77. Серридж М., Торбен Р. Справочник по пьезоэлектрическим акселерометрам и преусилителям. – Нэрум: Брюль и Кьер, 1987. – 186 с.

78. Поджаренко В.О., Васілевський О.М., Севастьянов В.М. Оцінка статичних метрологічних характеристик вимірювальних каналів вібрації // Український метрологічний журнал (Державне науково-виробниче об'єднання „Метрологія”, м. Харків). – 2005. – № 2. – С. 60 – 65.

79. Abuelm'atti M.T. Improved analysis of the harmonic and intermodulation performance of operational amplifiers. IEEE Proc. 1984, G131, - №6, pp. 226 – 233.

80. Новоселов О.Н., Фомин А.Ф. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем. – М.: Машиностроение, 1991. – 332 с.

81. Новопашенный Г.П. Информационно-измерительные системы: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1977. – 207 с.

82. Borus A. On intermodulation and harmonic distortion in single-amplifier active filters // J. Audio Eng. Soc. – 1980. № 28. – P 706 – 712.

83. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа, 1976. – 431 с.

84. Давенпорт В.Б., Рут В.Л. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. – М.: ИЛ, 1970. – 498 с.

85. Тихонов В.И. Харисов В.Н. Статический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.

86. Воронцов А.Г. Исследование погрешностей измерительных каналов систем вібродіагностики горных машин. // Збірник наукових

праць Національної гірничої академії України. – Дніпропетровськ: РВК НГА України. – 2001. – Т. 2, №11. – С. 49 – 53.

87. Поджаренко В.О., Васілевський О.М., Івахова Л.І. Аналіз похибок вимірювального каналу вібрації // Вісник Хмельницького національного університету. – Том 1 (68)., Частина 1. – 2005. – № 4. – С. 118 - 122.

88. Томович Р., Вукобратович М. Общая теория чувствительности. – М.: Советское радио, 1972. – 239 с.

89. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение.-М.: Энергоатомиздат, 1990.–320 с.

90. Гитис Э.И., Пискулов Е.А. Аналого-цифровые преобразователи: Учебное пособие для вузов. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.

91. Высокопроизводительные преобразователи формы информации / А.И. Кондалев, В.А. Багатский и др. – К.: Накова думка, 1987. – 280 с.

92. www.analog.com/ADC

93. Баранов. Л.А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 274 с.

94. Венцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Физматгиз, 1962. – 384с.

95. Фрумкин В.Д., Рубичев Н.А. Теория вероятностей и статистика в метрологии и измерительной технике. – М.: Машиностроение, 1987. – 168 с.

96. Поджаренко В.О., Васілевський О.М. Аналіз динамічних метрологічних характеристик вимірювального перетворювача вібрації // Наукові праці IV Міжнародної науково-технічної конференції „Метрологія та вимірювальна техніка” (Метрологія-2004). – Том 2. – Харків: ННЦ „Інститут метрології”. – 2004. – С.130 -132.

97. ДСТУ 2681 – 94. Метрологія. Терміни та визначення. – Чинний з 01.01.94. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с.

98. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. – Geneva: ISO, 1993. – 101 p.

99. Сопрунюк П.М., Василевский А.Н., Чабанюк Ю.А. Неопределенность результатов измерений при контроле асинхронности вращения электромеханических преобразователей // Системи обробки інформації. – 2006. – Випуск 7 (56). – С. 72 – 75.

100. ДСТУ ISO/IEC 17025-2001. Загальні вимоги до компетентності випробувальних та калібрувальних лабораторій. – К.: Держстандарт України, 2001.

101. Giacomo P. The expression of Experimental Uncertainties (Recommendation INC-1), BIMP // Metrologia. – 1981. - №11. – P. 73.

102. Васілевський О.М. Алгоритм оцінювання невизначеності у вимірюваннях при виконанні метрологічних робіт // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. - № 3 (7). – 2006. – С. 147-151.

103. МІ 13.002-2003. Методика обґрунтування рівнянь вимірювань та оцінки методичної складової похибки (невизначеності) результатів вимірювань. – Харків: ХДНДІМ. – 2003. – 11 с.

104. МИ 2552-99. ГСИ. Применение «Руководства по выражению неопределенности измерений». – Санкт-Петербург: ВНИИМ им. Д.И. Менделеева, 1999. – 27 с.

105. Захаров И.П., Кукуш В.Д. Теория неопределенности в измерениях. – Харьков: Консум, 2002. – 256 с.

106. Захаров И.П. Составление бюджета неопределенности совместных измерений // Український метрологічний журнал. – 2005. - №2. – С. 5 – 11.

Наукове видання

Олександр Миколайович Васілевський

Володимир Олександрович Поджаренко

**СИСТЕМА ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ
ПАРАМЕТРІВ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ
РОТОРНИХ МАШИН**

Монографія

Оригінал-макет підготовлено О. М. Васілевським

Редактор Т. А. Ягельська

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ, к. 114

Тел.: (0432) 59-85-32

Підписано до друку

Формат 29,7x42 $\frac{1}{4}$ Папір офсетний

Гарнітура Times New Roman

Друк різнографічний. Ум. друк. арк.

Наклад. 100 прим. Зам. №

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі

Вінницького національного технічного університету

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,

ВНТУ, головний корпус, к. 114

Тел.: (0432) 59-81-59