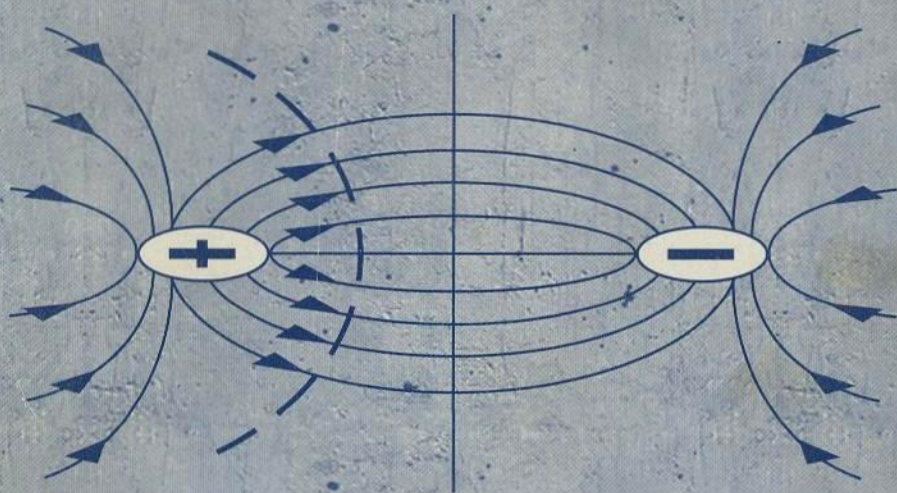


**Г. Тимчик, В. Скицюк,
М. Вайнтрауб, Т. Ключко**

ВІДЧУТНИКИ

КОНТРОЛЬНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ

СИСТЕМ



for library
Klocho T.P.

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

Г. С. Тимчик, В. І. Скицюк,
М. А. Вайнтрауб, Т. Р. Ключко

**Відчутники
контрольно-вимірювальних
систем**

Монографія

Київ
НТУУ «КПІ»
2008

УДК 621.9.08
ББК 30.61+34.9
В42

*Рекомендовано Вченою радою
Національного технічного університету України «КПІ»
(Протокол № 6 від 09.06.2008 р.)*

Рецензенти:

*В. О. Румбешта, д-р техн. наук, проф.,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»
В. В. Шевченко, канд. техн. наук, доц.,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»*

Тимчик Г. С.

В42 **Відчутники** контрольно-вимірювальних систем [Текст] :
монографія / Г. С. Тимчик, В. І. Скицюк, М. А. Вайнтрауб,
Т. Р. Клочко. – К.: НТУУ «КПІ», 2008. – 240 с., іл. – Бібліогр.:
с. 232–239. – 300 пр.

ISBN 978-966-622-284-1

Розглянуто аспекти застосування теорії ТОНТОР (тонкого торкання)
щодо створення відчутників і чутників торкання та технологічних комплексів,
які ґрунтуються на застосуванні основних теоретичних тез цієї технології.
Наведено основні принципи класифікації приладів контролю технологічного
процесу оброблення металів різанням. Подано теоретичні засади дії різних
типів відчутників (окрім відчутників оптичних, акустичних тощо) та основні
засади побудови чутників.

Для наукових та інженерно-технічних працівників, студентів старших
курсів університету відповідного напрямку.

УДК 621.9.08
ББК 30.61+34.9

ISBN 978-966-622-284-1

© Г. С. Тимчик,
В. І. Скицюк,
М. А. Вайнтрауб,
Т. Р. Клочко, 2008
© М. М. Клочко, дизайн
обкладинки, 2008

ЗМІСТ

Вступ	6
РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМИ ТОЧНОСТІ ВИГОТОВЛЕННЯ ДЕТАЛЕЙ	10
1.1. Основні проблеми точності виготовлення деталей на верстатах з ЧПК	10
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНІ ПРОБЛЕМИ ТА НАПРЯМКИ КОНТРОЛЮ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ ОБРОБКИ МЕТАЛІВ РІЗАННЯМ	20
2.1. Чинники, які впливають на якісні показники кінцевого продукту механообробки	21
2.2. Зв'язок якості торкання з якістю технологічного процесу металообробки	27
2.3. Класифікація приладів контролю торкання інструмента до деталі	30
2.4. Класифікація систем контролю торкання при металообробці	33
2.5. Дуальність системи «чутник → силовий елемент»	39
2.6. Зв'язок вихідного сигналу відчутника з діючим чинником торкання	44
РОЗДІЛ 3. ЄДИНИЙ ЕЛЕМЕНТАРНИЙ ВІДЧУТНИК	48
3.1. Основи теорії єдиного елементарного відчутника	48
3.2. Векторна модель вибору ЄЕВ	58
3.3. Відчутники, які використовують виключно електричні властивості матеріалу	61
3.4. Контур з періодично зміненими параметрами	64
РОЗДІЛ 4. РЕАКЦІЯ ВІДЧУТНИКА НА РЕАЛЬНУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНУ ПЕРЕШКОДУ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ	68
4.1. Шумове електромагнетне тло металообробного обладнання	68
4.2. Вплив перешкоди трикутного імпульсу на роботу відчутника	70
4.3. Реакція відчутника на реальну перешкоду від обладнання	74
4.4. Електричні моделі металообробного обладнання	79
4.5. Джерела наведених перешкод та реакція відчутника на них	87
4.6. Огляд імовірних джерел і приймачів наведень	88
РОЗДІЛ 5. ВІДЧУТНИКИ КЛАСУ М ТА ЕМ	90
5.1. Відчутники класу М	90
5.2. Відчутники підкласу k	90

Наукове видання

Тимчик Григорій Семенович
Скицюк Володимир Іванович
Вайнтрауб Марк Абрамович
Клочко Тетяна Реджинальдівна

Відчутники контрольно-вимірювальних систем

Монографія

В авторській редакції

Надруковано з оригінал-макета замовника

Темплай 2008 р., поз. 3-1-007

Підп. до друку 17.06.2008. Формат 60×84¹/₁₆. Папір офс. Гарнітура Times.
Спосіб друку — ризографія. Ум. друк. арк. 13,95. Обл.-вид. арк. 23,2. Зам. ⁸⁴⁷² Наклад 300 пр.

НТУУ «КПІ» ВПІ ВПК «Політехніка»
Свідцтво ДК № 1665 від 28.01.2004 р.
03056, Київ, вул. Політехнічна, 14, корп. 15
тел./факс (044) 241-68-78

З М І С Т

Вступ	6
РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМИ ТОЧНОСТІ ВИГОТОВЛЕННЯ ДЕТАЛЕЙ	10
1.1. Основні проблеми точності виготовлення деталей на верстатах з ЧПК	10
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНІ ПРОБЛЕМИ ТА НАПРЯМКИ КОНТРОЛЮ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ ОБРОБКИ МЕТАЛІВ РІЗАННЯМ	20
2.1. Чинники, які впливають на якісні показники кінцевого продукту механообробки	21
2.2. Зв'язок якості торкання з якістю технологічного процесу металообробки	27
2.3. Класифікація приладів контролю торкання інструмента до деталі	30
2.4. Класифікація систем контролю торкання при металообробці	33
2.5. Дуальність системи «чутник → силовий елемент»	39
2.6. Зв'язок вихідного сигналу відчутника з діючим чинником торкання	44
РОЗДІЛ 3. ЄДИНИЙ ЕЛЕМЕНТАРНИЙ ВІДЧУТНИК	48
3.1. Основи теорії єдиного елементарного відчутника	48
3.2. Векторна модель вибору ЄЕВ	58
3.3. Відчутники, які використовують виключно електричні властивості матеріалу	61
3.4. Контур з періодично зміненими параметрами	64
РОЗДІЛ 4. РЕАКЦІЯ ВІДЧУТНИКА НА РЕАЛЬНУ ЕЛЕКТРОМАГНЕТНУ ПЕРЕШКОДУ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ	68
4.1. Шумове електромагнетне тло металообробного обладнання	68
4.2. Вплив перешкоди трикутного імпульсу на роботу відчутника	70
4.3. Реакція відчутника на реальну перешкоду від обладнання	74
4.4. Електричні моделі металообробного обладнання	79
4.5. Джерела наведених перешкод та реакція відчутника на них	87
4.6. Огляд імовірних джерел і приймачів наведень	88
РОЗДІЛ 5. ВІДЧУТНИКИ КЛАСУ M ТА EM	90
5.1. Відчутники класу M	90
5.2. Відчутники підкласу k	90

5.3. Відчутники підкласу rk	91
5.4. Відчутники підкласу rmk	91
5.5. Відчутники класу EM підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$	92
5.6. Електричні властивості відчутників підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$	97
5.7. Системи контролю металообробки за аналізом віброакустичних сигналів	102
5.8. Математичні засади побудови віброакустичної системи торкання на засадах відчутника підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$.	104
5.9. Прилади контролю процесів металообробки на засадах відчутників підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$	105
РОЗДІЛ 6. ВІДЧУТНИКИ КЛАСУ E ПІДКЛАСУ R	111
6.1. Загальні засади роботи відчутників підкласу R	111
6.2. Електричні властивості відчутників підкласу R	113
6.3. Найпростіші відчутники підкласу R	115
6.3.1. Найпростіші відчутники підкласу R з надточною механікою	115
6.4. Відчутники підкласу R аналогового типу (реостатні)	120
6.5. Відчутники підкласу R з чутливістю до механічних навантажень (тензометричні)	125
РОЗДІЛ 7. ВІДЧУТНИКИ ПІДКЛАСУ C	131
7.1. Загальні засади відчутників підкласу C	131
7.2. Електричні властивості відчутників підкласу C	133
7.3. Еквівалентна схема відчутників підкласу C	135
7.4. Вібраційні відчутники підкласу C	138
7.5. Типові схеми увімкнення відчутників підкласу C	140
7.6. Чутливість відчутників підкласу C до зони присутності деталі	142
РОЗДІЛ 8. ВІДЧУТНИКИ ПІДКЛАСУ L	151
8.1. Загальні властивості відчутників підкласу L	151
8.2. Електричні властивості відчутників підкласу L	155
8.3. Основні конструкції відчутників підкласу L	157
8.4. Застосування відчутників підкласу L при контролі процесів металообробки	160
РОЗДІЛ 9. ВІДЧУТНИКИ ПІДКЛАСУ RLC	164
9.1. Відчутники підкласу RLC	164

9.2. Електричні властивості відчутників підкласу <i>RLC</i>	165
9.2.1. Електричні властивості відчутників <i>RLC</i> при послідовних з'єднаннях елементів ланцюгу	165
9.2.2. Електричні властивості відчутників <i>RLC</i> при паралельних з'єднаннях елементів ланцюгу	169
9.3. Електричні властивості відчутників підкласу <i>RLC</i> при резонансі	172
9.4. АЧХ відчутників підкласу <i>RLC</i>	176
9.4.1. АЧХ відчутників підкласу <i>RLC</i> при послідовному з'єднанні елементів	176
9.4.2. АЧХ підкласу <i>RLC</i> при паралельному з'єднанні елементів	179
9.5. Індукційні властивості відчутників підкласу <i>RLC</i>	181
9.5.1. Відчутники для вимірювання параметрів магнетних полів	182
9.6. Відчутники підкласу <i>RLC</i> для контролю моменту торкання інструмента до деталі	184
9.7. Засади збільшення якісних показників відчутників підкласу <i>RLC</i>	188
9.8. Конструкційні особливості відчутників підкласу <i>RLC</i>	191
9.9. Основні принципи побудови СКТ підкласу <i>RLC</i>	193
9.10. Побудова універсальної системи торкання для металообробного обладнання	198
9.11. Визбирувачі корисного сигналу	199
9.12. Електромагнетний чутник торкання інструмента і деталі для верстатів з CNC	205
9.12.1. Блок СКТ	210
9.12.2. Генератори електромагнетного поля по підтримці фізичного принципу роботи	212
9.13. Прилади контролю процесу металообробки на засадах електромагнетних явищ у зоні обробки	214
9.13.1. Контрольно-вимірювальні чутники реєстрації моменту торкання до деталі та присутності інструмента	214
РОЗДІЛ 10. ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМ ТА МЕТОДІВ КONTРOЛЮ СТАНУ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ ТА РІЗАЛЬНОГО ІНСТРУМЕНТА	222
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	232

ВСТУП

Сучасний напрямок виготовлення виробів широкого вжитку має тенденцію до розвитку компактних розмірів та мініатюризації. Але поряд з цим необхідно виготовлення і великогабаритних виробів з нових матеріалів та підвищеною точністю. Якість виготовлення будь-якого виробу залежить від точності виконання його механічних деталей. В умовах розвитку автоматизованих виробництв, тобто гнучкого виробництва та автоматичних ліній із застосуванням верстатів з CNC особливої ваги набуває проміжний контроль стану деталі, інструмента та виробничого обладнання. Узагальнюючи сказане вище необхідно зауважити, що якість будь-якого технологічного процесу і, як наслідок, кінцевого виробу залежить від міри відхилення цього процесу від запланованого, і, як наслідок, можливостей контрольних систем та приладів.

Для підтримання належної якості технологічного процесу необхідне постійне спостереження за станом інструмента, деталі, верстатів та іншого технологічного обладнання. Такому контролю підлягають: плинний стан інструмента, деталі, обладнання та верстатів і межовий контроль стану інструмента, деталі, обладнання та верстатів.

Основними параметрами, котрі підлягають постійному плинному контролю, є контроль розміру виробу та розміру зносу інструмента, а також контроль відхилень цих параметрів від монотонних змін на загальному тлі. Межовий контроль виконує функції своєчасної реєстрації доаварійних та аварійних ситуацій. Узагальнена кількість таких ситуацій пов'язана з наступними чинниками:

- помилки у програмуванні обробки деталі;
- неякісне кріплення інструмента і деталі;
- критичний знос інструмента;
- защемлення інструмента у масі деталі та його руйнування.

Здебільшого подібні ситуації призводять до руйнування інструмента, верстата і обладнання, що є надто небажаним. Наприклад, руйнування інструмента в обробних центрах (ОЦ) завжди викликають руйнування шпинделя (біля 90% випадків). Якщо розглядати економічні аспекти цього явища, то відомо, що вартість комплексу підшипників до ОЦ – 20,000 грн., а робочого валу шпинделя – 5,000 грн. При середній вартості ОЦ приблизно 250,000 – 500,000 грн. вартість ремонту шпинделя становить близько 25,000 – 50,000 грн., тобто близько 10% вартості верстата, не враховуючи простоювання ОЦ. Звісно є можливість часткового уникнення надзвичайних ситуацій у металообробці, базуючись на відомих характеристиках стійкості різального інструмента та властивостях матеріалу деталі. Однак повне уникнення таких ситуацій без наявності приладів контролю стану інструмента, деталі та обладнання не є можливим. Збільшення кількості нових матеріалів з одночасними вимогами зростання точності визначають необхідність розробки нових засобів контролю процесів металообробки.

При створенні приладів контролю стану різального інструмента та деталі виникають наступні проблеми:

- необхідність високої чутливості до змін параметрів процесів металообробки;
- необхідність високої швидкодії;
- невеликі розміри, які не заважають роботі інструмента;
- максимальна надійність;
- стійкість до забрудненого середовища у зоні металообробки.

Всі ці вимоги виникають тому, що контроль процесу за критичними випадками не є задовільним. Прилади, що контролюють межові ситуації, по-перше, є мало чутливим, а, по-друге, реєструють вже завершений акт дії. Тобто, встановлення факту якоїсь критичної ситуації не попереджає насамперед розвиток цієї ситуації і, як наслідок, наступних руйнацій. Така побудова системи контролю не виконує основної вимоги виробництва - попередження критичних ситуацій. У цьому випадку необхідно мати прилади високої швидкодії, які не поступаються своїм швидкісним аналізом процесу металообробки. Досягнення високих виробничих потужностей, сталої якості технологічного процесу можливо лише за умов розробки контрольно-вимірювальних чутників, підсистем та модулів загального стеження та керування процесом, яким притаманні висока точність та швидкодія у загальному колі керування процесом металообробки. Характеристики таких систем контролю повинні відповідати сучасним умовам виробництва.

Основною проблемою всіх систем контролю стану інструмента і виробу є несвоєчасне визначення моменту їх торкання. Здебільшого невизначеність цього чиннику виробничого процесу призводить не тільки до надмірних перевантажень інструмента, деталі та обладнання, але й до їх руйнування. Одночасно зауважимо, що первинна оцінка якості процесу металообробки зазвичай отримується на етапі входження інструмента у повний робочий режим (тобто силове навантаження). Отримати якісний аналіз з цього перехідного процесу за відсутністю точної інформації про момент торкання просто неможливо. Систем, котрі визначають момент торкання інструмента та деталі, на цей час розроблена невелика кількість. Але низка конструктивних недоліків та складність використання при встановленні на обладнання заважають їх широкому розповсюдженню у виробництві.

Авторські дослідження цього питання показали, що основна проблема криється у недосконалості побудови системи верстата як такого. Якщо звернути конкретну увагу на конструкційні особливості металообробних верстатів то можна констатувати той факт, що існують три системи координат, які незамкнені між собою, тобто:

- механічна система координат зі своїми рушіями і на другому рівні система координат інструмента;
- електронна система координат, яка відслідковує координати розташування рухомих вузлів верстата;

- система координат деталі, яка лише приблизно зв'язана з двома попередніми.

Механічна система координат верстата попри будь-якої точності виконання має кінцеві похибки виготовлення. Здебільшого всі ці похибки є наслідком самої конструкції верстата як такого. Тому всі похибки, які має верстат, окрім механічної точності виготовлення деталей, мають ще дві, а саме:

- кінцева пружність деталей, які мають ваду деформуватися під дією стискання або розтягання;
- точність збирання, яка має проблему додержання розмірів кутів між робочими осями та віссю робочого інструмента та шпинделя.

До всіх цих похибок додається ще і координатна система інструмента, яка завжди має визначену прив'язку до системи координат верстата.

Особливу надію було покладено свого часу на електронну систему виміру координати, але і вона не змогла повністю вирішити всі проблеми, оскільки має свої вади. Оскільки електронна система зв'язана з механічною системою верстата, вона частково перейняла на себе його похибки, а також має ваду збою та похибок накопичувального характеру. Все це призводить до того, що систему керування верстатом необхідно постійно «обнуляти».

Система координат деталі є відносно зв'язаною з системою координат верстата. Тому орієнтування інструмента на деталь відбувається посередньо. При цьому виготовлення деталі та оцінка її точності відбувається за ланцюжком: електронна система координат → механічна система верстата → деталь. Тобто у такій системі відсутній зв'язок, який дав би змогу зв'язати всі координати в одне ціле.

Визначимо, як необхідний нам виріб проходить вторинну стадію технологічного фантому (ТФ), тобто реалізується у кресленнях [1]. Наступна стадія реалізації ТФ деталі полягає у завантаженні програм у систему ЧПК верстата. Одночасно з цим у систему ЧПК завантажуються ТФ інструментів та ворокола їх рухів під час виготовлення деталі. Отже ми отримуємо у пам'яті ЧПК нереалізований ТФ деталі третього ступеню. Цей ТФ деталі є цілком уявним, тобто система ЧПК має лише уяву як виготовити деталь користуючись своєю системою координат, яку вона приймає за ідеальну. При цьому вважається, що система координат механіки теж є ідеальною. Але це далеко не так, тому що вона вже реалізована, тобто є реальна механічна система координат, яка посередньо зв'язана з уявною. Десь у цій системі координат знаходиться заготовка, яка несе в собі ТФ деталі.

Якщо ми уявимо, що геть усі координатні системи, які приймали участь у виготовленні деталі, були ідеальні з будь-якого погляду, то і деталь повинна бути ідеальною. Така деталь, у якій неможливо знайти дефекти або похибки за будь-якого способу контролю будемо вважати ідеальною, а також її систему координат.

У випадку, коли ми маємо якісь відмінності, які нас не задовольняють, то єдиний висновок, який можна зробити – це незадовільна якість інших

координатних систем. Сутність цього явища полягає у наступному. ТФ деталі, який зберігається у пам'яті системи ЧПК є ідеальним, оскільки він дає опис ідеальної деталі. Але існує ще й чинник інтерпретації цього ТФ, тобто похибки з якими система ЧПК реалізує деталь через свої чутливі елементи. Тобто тут ми маємо справу з уявною системою координат. Ця уявна система координат зв'язана з механічною, а та у свою чергу з системами координат інструмента та системою координат деталі, тобто це є жорстка або реальна система координат. Для більш достеменного розуміння всі ці системи координат та зв'язки між ними відображено на рис.1.1.

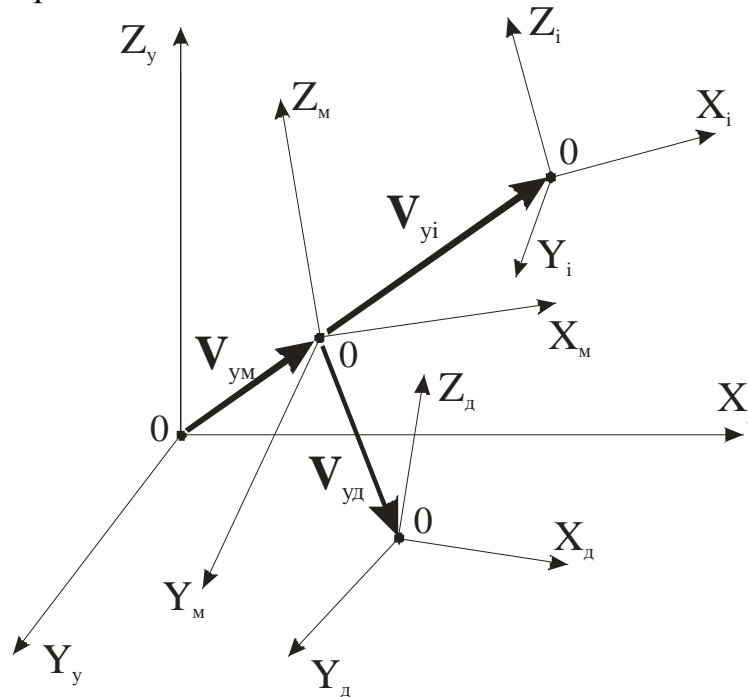


Рис. 1.1. Векторна блок-діаграма трикоординатної системи верстата, де: X_y, Y_y, Z_y - уявна система координат притаманна системі CNC; X_m, Y_m, Z_m - реальна система координат верстата (механічна); X_d, Y_d, Z_d - ідеальна система координат (деталь); X_i, Y_i, Z_i - додаткова система координат (інструмент); $\vec{V}_{ум}, \vec{V}_{мі}, \vec{V}_{мд}$ - вектори зв'язку координатних систем: уявна – реальна, реальна – додаткова, реальна – ідеальна відповідно

З рис. 1.1 добре видно, що існує група векторів $\vec{V}_{ум}, \vec{V}_{мі}, \vec{V}_{мд}$, незамкнених у просторі. Технологічна операція з «обнуління» верстата, яка полягає у зведенні в одну крапку початків координат уявних та реальних завжди відбувається з кінцевою похибкою у розмірах та напрямку вектора $\vec{V}_{ум}$. Але, як відомо з класичної геометрії, для того, щоб дві площини співпадали, вони повинні мати хоча б три спільні крапки, а у цьому випадку є лише одна та ще з невідомою точністю. Окрім того, ми прийняли певну ідеалізацію, обумовив, що всі системи координат являють собою ідеалізовані площини з кутами між ними у

90°. Реально це є криволінійні площини (криволінійні координати), і знаходження для них спільних координат є вкрай проблематичною справою. Ще більша проблема виникає у визначенні векторів \bar{V}_{mi} та \bar{V}_{mo} , що зазвичай є невизначеними. Особливо це стосується координат інструмента, які мають плинний характер. Це є основною причиною того, що точність сучасних верстатів знаходиться у межах від 300 до 400 мм відносно центру.

На первинному етапі цю задачу можна вирішити замкненням системи координат інструмента та деталі, тобто створенням системи контролю торкання та низки допоміжних приладів.

РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМИ ТОЧНОСТІ ВИГОТОВЛЕННЯ ДЕТАЛЕЙ

Наукових робіт та досліджень стосовно проблеми точності виготовлення деталей на верстатах з ЧПК існує досить велика кількість, але всі вони зводяться до визначеного комплексу похибок, які розглядаються з того чи іншого погляду, і зазвичай стосуються конкретних технологічних задач. Тому в основу цього підрозділу покладено одну з таких робіт [2] з відповідними авторськими коментарями.

1.1. Основні проблеми точності виготовлення деталей на верстатах з ЧПК

Як відомо, виготовлення деталі на верстаті з ЧПК містить наступні основні етапи:

- складання керуючої програми обробки;
- налагодження верстата й системи керування;
- встановлення на верстаті заготовки й інструмента;
- обробку заготовки відповідно до програми;
- контроль виготовленої деталі.

На кожному з цих етапів за різними причинами виникають похибки обробки, загальне число яких може досягати кількох десятків.

Найбільше число складових результуючої похибки обробки має місце на верстатах з контурними системами ЧПК. Всі ці складові можуть бути розподілені на три групи:

- 1) похибки, обумовлені системою ЧПК технологічної системи обладнання (ТОС);
- 2) похибки, обумовлені системою ТОС;
- 3) похибки, обумовлені зовнішніми чинниками.

Нижче проведений порівняльний кількісний аналіз похибок, внесених різними елементами верстата й системи ЧПК. Похибки, внесені зовнішніми чинниками (наприклад, контрольно-вимірювальними засобами), не розглядаються, тому що вони не властиві комплексу «верстат - система ЧПК».

Як впливає з останнього речення, прилади вимірювання, які є невід'ємною частиною для будь якого сучасного верстата, не враховуються. Відбувається це двох причин:

- мале розповсюдження приладів вимірювання, які виконують цю технологічну операцію на верстаті,
- незнання їх дії або небажання використовувати у технологічних процесах вимірювання, які дозволяють скомпенсувати ледь не всі похибки, які притаманні верстатам з ЧПК.

Отже для верстатів з системою ЧПК маємо наступний перелік похибок:

- $\delta_{\text{чпк}}$, $\delta_{\text{р.п.}}$, $\delta_{\text{в.с.}}$, $\delta_{\text{м.п.}}$, $\delta_{\text{с.}}$, $\delta_{\text{п.}}$, $\delta_{\text{i.}}$, $\delta_{\text{д.}}$ – складові похибки обробки, обумовлені відповідними елементами систем ЧПК і ТОС;
- $\delta_{\text{пр}}$ – похибка програмування;
- δ_{i} – похибка інтерполятора (розрахункова);
- $\delta_{\text{к}}$ – похибка коректорів інтерполятора;
- δ_0 – похибка від формування команди «вихід у нуль» вузлів верстата;
- $\delta_{\text{др}}$ – похибка від дрейфу характеристик блоків сервопривода;
- $\delta_{\text{м}}$ – моментальна помилка приводу;
- $\delta_{\text{дин}}$ – динамічна помилка приводу;
- δ_{v} – швидкісна помилка приводу;
- $\delta_{\text{ш}}$ – внутрішньо шагова похибка чутника;
- $\delta_{\text{н}}$ – накопичена похибка чутника;
- $\delta_{\text{н.п}}$ – похибка нормуючого перетворювача;
- $\delta_{\text{г.в}}$ – геометрична похибка ходового гвинта;
- $\delta_{\text{м.х}}$ – похибка від мертвого ходу кулькогвинтової пари;
- $\delta_{\text{с.к}}$ – похибка від стрибкоподібного характеру руху вузлів на малих подачах;
- $\delta_{\text{г.в}}$ – геометрична похибка верстата;
- $\delta_{\text{п.в.}}$ – похибка від переорієнтації вузлів верстата;
- $\delta_{\text{д.в}}$ – похибка від деформації вузлів верстата;
- $\delta_{\text{г.п}}$ – геометрична похибка пристосування;
- $\delta_{\text{д.п}}$ – похибка від деформації пристосування;
- $\delta_{\text{р.і}}$ – розмірна похибка інструмента;
- $\delta_{\text{д.і}}$ – похибка від деформації інструмента;
- $\delta_{\text{з.і}}$ – похибка від зношування інструмента;
- $\delta_{\text{т.і}}$ – теплова похибка інструмента;
- $\delta_{\text{г.д}}$ – геометрична похибка деталі;
- $\delta_{\text{д.д}}$ – похибка від деформації деталі;
- $\delta_{\text{т.д}}$ – теплова похибка деталі;
- $\delta_{\text{к.в}}$ – похибка контрольних вимірів деталі;
- δ_{j} – похибка від інших зовнішніх чинників.

На (рис. 1.2) наведені функціональні схеми трьох широко розповсюджених в сучасних верстатах контурних систем ЧПК. Всі вони мають вбудований інтерполятор, забезпечують лінійно-кругову інтерполяцію, корекцію інструмента по довжині й діаметру, автоматичний розгін і гальмування приводу із заданою швидкістю, автоматичний вихід вузлів верстата у стартову крапку й інші функції. У механізмі подачі використана кулькогвинтова пара.

Принциповим розходженням систем з огляду на точність обробки є схема побудови сервоприводу. У системі по (рис. 1.2 а) використовується кроковий електрогідравлічний або силовий електричний приводи. Подібні системи є розімкненими: у них відсутній чутник, що контролює виконання команд на переміщення вузлів верстата або фактичне розташування робочого органа.

Тому похибки відпрацьовування керуючих імпульсів кроковим приводом і похибки кулькогвинтової пари не коригуються й входять у результуючу похибку обробки.

У замкненій системі по (рис. 1.2 б) використовується тиристорний або транзисторний слідкуючий сервопривод на базі електродвигуна постійного струму. Коловий чутник розташування типу «резольвер», встановлений на кульковому гвинті, забезпечує точне відпрацьовування електродвигуном заданого кута повороту гвинта. Проте похибки кулькогвинтової пари, як і в системі по (рис. 1, а), не коригуються.

У замкненій системі по рис. (1.2 в) лінійний чутник розташування, встановлений безпосередньо на виконавчому механізмі верстата, що забезпечує точне відпрацьовування керуючих імпульсів переміщення вузла. Всі похибки сервоприводу й кулькогвинтової пари коригуються.

Найбільш широко на цей час використовується система ЧПК (рис. 1.2 б.) За структурою й властивостями сервоприводу вона є проміжна між системами згідно рис. 1.2 а та 1.2 в. Тому зосередившись на похибках обробки для верстата із системою згідно рис. 1.2 а для аналізу верстатів з іншою системою внесено необхідні уточнення.

Проведений аналіз виконаний стосовно до важких вертикально-фрезерних верстатів з ЧПК. У серійному виконанні верстати обладнані системою ЧПК по (рис. 1.2 в) з лінійним чутником розташування. Для дослідження точності обробки верстат був оснащений системою (рис. 1.2 б) із коловим чутником розташування, встановленим на ходовому гвинті.

Як показник точності обробки використаємо похибку розміру деталі. Для зручності аналізу обробку на верстатах з ЧПК розподіляють на позиційну й контурну. З огляду на принципово різний при цих видах обробки характер функціонування багатьох елементів і вузлів систем ЧПК і ТОС, доцільно розглянути похибку кожного виду обробки роздільно.

Для оцінки точності обробки в цих випадках пропонується використати два види похибки розміру:

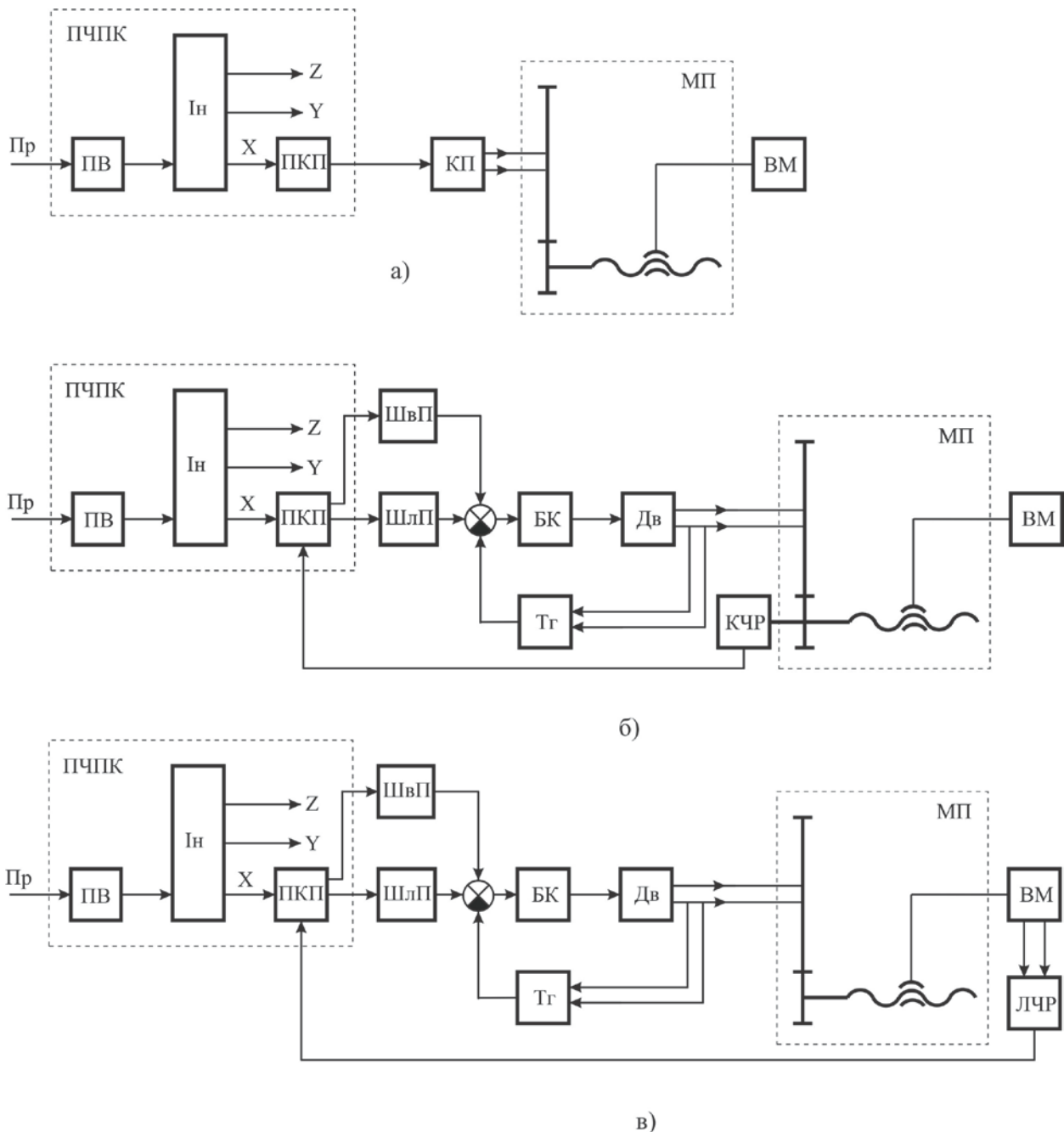


Рис.1.2. Функціональні схеми контурних систем з ЧПК, де: а – розімкнута система із кроковим приводом; б – замкнена система із коловим чутником розташування встановленим на ходовому гвинті; в – та ж система з лінійним чутником розташування встановленим на робочому органі верстата (Пр – програма; ПВ – пристрій введення; Ін – інтерполятор; ПКП – пристрій керування приводом; КП – кроковий привід; ШлП і ШвП – шляховий і швидкісний підсилювачі; БК – блок керування; Дв – двигун; Тг – тахогенератор; КЧР і ЛЧР – коловий і лінійний чутники розташування; МП – механізм подачі; ВМ – виконавчий механізм)

1) похибка позиційної обробки, тобто відхилення лінійних розмірів обробленої деталі (відстаней між обробленими площинами й пазами, міжцентрових відстаней, отворів, висоти уступів і т.п.) від заданих на кресленні;

2) похибка контурної обробки, тобто відхилення розмірів обробленого" контуру деталі (дуги, криволінійної поверхні й т. п.) від заданого на кресленні.

Тобто тут пропонується дослідити розходження з ТФ деталі.

Похибка позиційної обробки (реальна система координат) зазвичай повністю входить у похибку контурної обробки. Тому доцільно проаналізувати похибку позиційної обробки, а потім доповнити її складовими, обумовленими особливостями контурної обробки. При цьому для порівняльного аналізу складові похибки можна не застосовувати імовірнісні методи, досить зрівняти максимально можливі значення.

Аналіз проводився для випадків чистової обробки плоских деталей з лінійними розмірами до 630 мм (максимальне переміщення по координаті Y верстата мод. 654Ф3) кінцевою фрезою $\varnothing 18$ мм на подачі $s = 400$ мм/хв; другі особливості режиму обробки відзначені нижче при аналізі окремих складових.

Розглянемо ці похибки.

Похибка позиційної обробки, яка відноситься до реальної системи координат і формується, коли переміщувані вузли верстата нерухомі або рухається лише один з них з постійною швидкістю. У формуванні цієї похибки беруть участь всі основні пристрої й елементи системи ЧПК й ТОС. Однак не всі можливі складові похибки виникають при позиційній обробці. *При цьому необхідно звернути увагу на рис. 1.1 у розд. 1, де висвітлюється несходження різних систем координат.*

Похибка пристрою ЧПК відноситься до реальної системи координат. Основними чинниками, що визначають похибки, внесені пристроєм ЧПК, є дискретність пристрою, принцип розрахунку траєкторії (принцип інтерполяції) і принцип побудови пристрою виставки вузлів верстата у стартове положення. У більшості пристроїв ЧПК дискретність дорівнює 10 мкм, 5 мкм, 2 мкм, 1 мкм, 0,5 мкм. При складанні програми точність завдання розмірів не може перевищувати значення дискретності. Отже, максимально можлива помилка програмування становить $0,5 \delta_{\text{пр}}$.

Дискретність корекції розмірів інструмента за довжиною й радіусом дорівнює дискретності пристрою ЧПК, тобто максимальне значення $0,5 \delta_{\text{кр}}$. При позиційній обробці розрахунок криволінійних траєкторій відсутній, а інтерполяція руху вузла по одній координаті здійснюється без помилок, тому $\delta_{\text{кр}} = 0$. Пристрій виставки вузлів верстата в нульове розташування має чутливість, рівну дискретності, тому її максимальне значення $0,5 \delta_0$.

Похибка сервопривода відноситься до реальної системи координат. У сучасних приводах слідкування, крім головного зворотного зв'язку по шляху використовується жорсткий зворотний зв'язок по швидкості двигуна. Це, а

також інші конструктивні рішення, дозволяють значно зменшити помилки сервоприводу. Так, у приводі спостереження типу ЭТЗС1-Г і в приводі з перетворювачем БУ-3608 значення похибки $\delta_{др}$ (від дрейфу характеристик перетворювача), як показали випробування, не перевищує $\pm(2-3)$ мкм. Завдяки зворотньому зв'язку по швидкості в зазначених приводах реалізуються більші значення коефіцієнтів підсилення при моменті (до $1,1 \cdot 10^6$ кГс/мм), а митьєва помилка δ_m не перевищує ± 2 мкм при повному навантаженні приводу.

Похибки виміральної системи відноситься до уявної системи координат. Так, наприклад, якщо у системі ЧПК як чутник розташування застосовується обертовий трансформатор типу ВТМ-1В, то у нормальному виконанні його похибка не перевищує $17'$, що у випадку установки його на ходовий гвинт із кроком 10 мм і при дискретності 10 мкм (розподіл кроку на 1000) обумовлює внутрішню крокову похибку чутника $\delta_{ш} < 8$ мкм. Застосовуючи більш удосконалений чутник типу «резольвер» можна знизити цю похибку до 3—5 мкм. Похибка $\delta_{н.п}$ перетворювача нормування при позиційній обробці не перевищує ± 2 мкм.

Похибка механізму подачі відноситься до реальної системи координат. У системі ЧПК по (рис. 1.2 б) механізм подачі вносить у похибку позиційної обробки дві складові: $\delta_{г.в.}$, обумовлену неточністю виготовлення (по кроку та на всій довжині) ходового гвинта, і $\delta_{м.х.}$, обумовлену мертвим ходом кулькогвинтової пари. Значення $\delta_{г.в.}$ для гвинтів різного класу точності наведені в табл. 1.1.

Таблиця 1.1. Значення $\delta_{г.в.}$ для гвинтів різного класу точності

Клас точності гвинта	В межах одного оберту гвинта	Допустима похибка $\delta_{г.в.}$, мкм							
		на довжині, мм							
		до 50	св. 50	св. 50 до 125	св. 125 до 250	св. 250 до 400	св. 630 до 1000	св. 1000 до 1600	св. 1600 до 2500
В	4	5	6	8	10	16	25	40	63
П	6	8	10	12	16	25	40	63	100
Н	8	12	16	20	25	40	63	100	160

Теоретично кулькогвинтова пара може бути виконана безлюфтовою. Однак здебільшого сумарний мертвий хід верстатів сягає 50 мкм. У найменш сприятливих умовах це викликає похибку обробки $\delta_{мх}$ такої ж величини. Цю похибку можна ліквідувати лише у тому випадку, коли використовуються спеціалізовані чутники, які реагують на момент торкання інструмента до деталі, і при цьому фіксують координату поверхні деталі.

Похибки верстата відносяться до реальної системи координат. Складова $\delta_{г.в.}$, обумовлена геометричною неточністю верстата, залежить від розмірів оброблюваної деталі й від виконуваної операції. Так, на вертикально-фрезерному верстаті при обробці кінцевою фрезою паза, паралельного осі Х,

вноситься помилка, обумовлена непрямолінійністю руху по координаті X в горизонтальній площині. Значення подібних помилок можуть бути взяті з паспорта верстата (наприклад, непрямолінійність переміщення дорівнює 16 мкм на довжині 630 мм і 25 мкм на довжині 1250 мм).

Складові похибки, які обумовлені пружними деформаціями, вносяться всіма елементами системи ТОС. Процес формування цих складових якісно однаковий. Тому їхній розрахунок виконаний для несучої системи верстата, а також для інших елементів (пристосування, інструмента, деталі) наведені лише кількісні оцінки.

Похибка $\delta_{д.в.}$, обумовлена пружною деформацією несучої системи верстата, визначається нормальною складовою P_u сили різання й твердістю з несучою системи в напрямку, перпендикулярному до оброблюваної поверхні, тобто $\delta_{д.в.} = P_u / \epsilon$.

Доцільно виділити постійну й змінну складові $\delta_{д.с.}$. Постійна складова, що відповідає обробці із $P_H = \text{const}$ і $\epsilon = \text{const}$, може бути компенсованою (за допомогою коректорів розміру інструмента) з точністю до 0,5 дискретності. Змінна ж складова, обумовлена коливаннями ΔP_H нормальної складової сили різання й ΔR_c твердості в процесі обробки, на фрезерних верстатах при чорновому проході може досягати кількох міліметрів. Для її компенсації необхідно адаптивне керування, а при його відсутності - чистовий прохід.

Для всіх верстатів, особливо важких, добре відоме явище переорієнтації вузлів при реверсі руху.

Похибки виготовлення напрямних, клинів, планок, неточність налагодження елементів напрямних і механізму приводу подачі — все це призводить до того, що при реверсі руху вузол розвертається щодо осі переміщення. Похибка, що внесена переорієнтацією в розмір деталі, залежить від місця розташування деталі в момент реверса й від виду виконуваної операції. У найгіршому разі в розглянутій системі ЧПК помилка від переорієнтації повністю входить у похибку позиційної обробки. Типове значення $\delta_{д.п} \leq 0,5/1$ мкм.

Абсолютно не зрозуміло, чому у похибках, які притаманні механічній системі верстата, не згадуються властивості мастильних матеріалів. Авторами було проведено дослідження стосовно впливу мастильних матеріалів на точність позиціювання для різних температур навколишнього середовища. Так, наприклад, токарний верстат з ЧПК при температурі 5^0 С на холостому ході дає похибку до 20 мкм. Окрім того, існує проблема у тому, оскільки верстат стояв бездіяльним адже це теж впливає на його похибки дестабілізуючим чином.

Похибка пристосування відноситься до реальної системи координат і може бути обумовлена його геометричною неточністю ($\delta_{г.п}$) або його пружних деформацій ($\delta_{д.п}$). Похибка першого виду визначається схемою базування й точністю виготовлення базових поверхонь пристосування. Так, у випадку установки заготовки на циліндричний палець по ковзній посадці 2-го класу точності ця похибка перебуває в межах $\pm 8,5$ мкм. Похибка від деформацій

пристосування, розрахована аналогічно похибці від деформації несучої системи верстата, $\delta_{д.п} \leq 0,5/1$ мкм.

Похибка інструмента відноситься до реальної системи координат. Похибка $\delta_{р.і}$ обумовлена відхиленнями розміру інструмента. У сучасних пристроях ЧПК може бути скоригована з точністю до 0,5 дискретності. Оскільки остання вже врахована при аналізі пристрою ЧПК, можна вважати, що $\delta_{р.і} \approx 0$.

Деформація інструмента найбільш велика при обробці кінцевими фрезами малого діаметра. Так, наприклад, при обробці на чистовому режимі фрезою Ø18 мм із твердістю $S_{фр} \approx 10^3$ кгс/мм складова $\delta_{д.і} \approx 10/15$ мкм. Похибка, обумовлена розмірним зношуванням інструмента, для випадку циліндричного фрезерування може бути оцінена (у мкм) згідно виразу:

$$\delta_{з.і} = i_n + i_o [l / (10^6 s_z z)] \pi d_{фр} \psi_k / 360, \quad (1.1)$$

де i_n , — початкове зношування фрези, мкм;

i_o — відносне зношування, мкм/км;

l - довжина оброблюваної площадки, мм;

z — число зубів фрези;

s_z — подача на зуб фрези, мм;

$d_{ф.р}$ — діаметр фрези, мм;

ψ_k — кут контакту фрези з деталлю, град;

$\psi_k = \arccos(1 - 2t/d_{фр})$, де t — глибина фрезерування, мм.

Для чистових режимів фрезерування, коли $t \leq 0,5$ мм і $l < 10^5$ мм, $\delta_{і.і} \approx i_n$, і становить для різних матеріалів 2—7 мкм, і лише в окремих випадках перевищує ці значення.

Теплова складова $\delta_{т.і}$ похибки інструмента при чистових режимах і досить інтенсивному охолодженні може бути зменшена до малих величин і тому зазвичай не враховується.

Похибки деталі відносяться до ідеальної системи координат. Геометрична складова $\delta_{г.д}$ обумовлена неточністю посадкових місць заготовки й для прийнятої схеми базування не перевищує $\pm 13,5$ мкм. Похибка $\delta_{д.д}$ від пружних деформацій деталі для верстата приймається рівною нулю. Для випадків, коли твердість деталі порівнянна із твердістю інших елементів системи ТОС, вона може бути оцінена аналогічно тому, як зроблено вище для несучої системи.

Складова $\delta_{т.д}$ похибки обробки, обумовлена тепловою деформацією заготовки в процесі різання, може бути оцінена по відомому співвідношенню $\delta_{т.д} = \theta L T$, де θ — коефіцієнт лінійного розширення матеріалу заготовки; L — контрольований лінійний розмір; T — нагрівання заготовки. Наприклад, якщо заготовка з чавуну ($L = 630$ мм) нагрівається при різанні на 1°C , то $\delta_{т.д} = 7,56$ мкм.

Додаткова похибка $\delta_{дп}$ інтерполятора відноситься до уявної системи координат і обумовлена апроксимацією криволінійних траєкторій відрізками прямих. Лінійно-колові інтерполятори пристроїв ЧПК мають похибку

інтерполяції, близьку до дискретності, тобто в більшості випадків $\delta_{\text{ир}}$ дорівнює 10 мкм, 5 мкм, 2 мкм, 1 мкм, 0,5 мкм.

При контурній обробці сервопривід вносить додатково ще дві складові похибки: динамічну $\delta_{\text{дин}}$, обумовлену перехідними процесами в сервоприводі при відпрацьовуванні вхідних впливів, і швидкісну $\delta_{\text{ш}}$, обумовлену різними коефіцієнтами підсилення по швидкості сервоприводів різних координат (при двохкоординатній обробці), які відносяться до реальної системи координат.

Похибка $\delta_{\text{дин}}$ визначається видом вхідного впливу й динамічних властивостей сервопривіду. На практиці при обробці контурів змінної конфігурації (наприклад, внутрішніх кутів) для зниження динамічних помилок у траєкторію руху центра фрези вводять радіус еквідистанти $R_e = 1/5$ мм.

Експериментально встановлено, що при $s = 400$ мм/хв і $R_e = 3$ мм при частоті зрізу розімкненого сервоприводу 25 1/с і масі переміщуваного вузла $2,65 \text{ кг} \cdot \text{с}^2/\text{см}$ динамічна помилка $\delta_{\text{дин}} \approx 40$ мкм. Зрозуміло, це значення тільки приблизна оцінка, тому що воно може коливатися в обидва боки залежно від якості налаштування приводу й інших чинників.

При нелінійних характеристиках елементів сервоприводу (відхилення характеристик: шляхового підсилювача $\pm 10\%$, швидкісного підсилювача $\pm 2,5\%$, тахогенератора $\pm 2\%$) при $s = 400$ мм/хв значення $\delta_{\text{ш}} = \pm 12$ мкм.

Додаткова похибка $\delta_{\text{ск}}$ визначається стрибкоподібним характером руху вузлів на малих подачах. Випробування на верстаті показали, що $\delta_{\text{ск}} = \pm 5/10$ мкм. Ця похибка відноситься до реальної системи координат.

Додаткова похибка системи ТОС (реальна система) при контурному фрезеруванні обумовлена особливостями обробки внутрішніх кутів. У загальному випадку в цьому режимі необхідно враховувати статичну складову деформації елементів верстата, пов'язану з збільшенням сили різання внаслідок зміни ψ_k у вершині кута, і перехідну динамічну помилку, викликану стрибкоподібним падінням сили різання в момент зміни траєкторії руху. Введення радіусів еквідистанти в траєкторію руху центра фрези дозволяє обмежити швидкість зміни сили різання у вершині кута й відповідно зменшити перехідну динамічну помилку.

Похибка $\delta_{\text{д.с}}$ (реальна система) обумовлена статичною деформацією вузлів верстата, визначається конкретним режимом обробки. Так, при обробці внутрішнього прямого кута кінцевою фрезою $\varnothing 18$ мм з $s = 400$ мм/хв при $R_e = 3$ мм експериментально отримане значення статичної деформації 60 мкм (розрахункове значення нормальної складової сили різання 50 кГс).

Вплив геометричної неточності верстата, який відноситься до реальної системи координат і впливає на похибку контурної обробки в загальному випадку може бути оцінене по формулі $\delta_{\text{г.с}} = \delta_1 \sin \alpha + \delta_2 \cos \alpha$, де δ_1 – допуск на непрямолінійність переміщення по осі X; δ_2 – допуск на взаємну неперпендикулярність переміщень по осях X і Y та непрямолінійність переміщення по осі Y; α – кут нахилу контуру до осі X верстата. При обробці

ділянки контуру довжиною 630 мм під кутом $\alpha = 45^\circ$ і допусках $\delta_1 = 8,9$ мкм і $\delta_2 = 29,6$ мкм значення $\delta_{г.с} = 27,22$ мкм.

Результуюча похибка обробки. Всі вищезначені складові похибок відносяться до групи систематичних, тому значення результуючої похибки обробки можна оцінити аналітичними методами. З огляду на те, що збіг максимальних значень окремих помилок має випадковий характер, використаємо метод квадратичного підсумовування. Значення результуючої похибки при цьому визначається як $\delta_{\Sigma}^p = \sqrt{\sum(\delta_i)^2}$, де δ_i є i -ю елементарною складовою. Так, наприклад, за наведеною формулою розраховане значення похибки обробки квадратного зразка розмірами 250 x 250 мм (режим позиційної обробки): круглого зразка $\varnothing 125$ мм (режим контурної обробки).

Розрахункове значення результуючої похибки у випадку позиційної обробки на чистовому режимі різання $\delta_{\Sigma n}^p = 55,8$ мкм, експериментально отримане $\delta_{\Sigma n}^3 = 70$ мкм. Відповідно у випадку контурної обробки круглого зразка на чистовому режимі різання $\delta_{\Sigma k}^p = 105,2$ мкм, а $\delta_{\Sigma k}^3 = 120$ мкм.

Проведений аналіз наочно показує співвідношення максимальних значень складових похибок обробки, породжуваних різними елементами й чинниками комплексу «система ТОС - система ЧПК».

Найбільшу частку в результуючу похибку при позиційній обробці вносять неточність гвинта, мертвий хід механізму подачі, геометрична неточність верстата, похибка деталі й деформації інструмента.

При контурній обробці поряд з перерахованими більші похибки вносять динамічна й швидкісна складові похибки приводу слідкування, і деформації елементів системи ТОС.

Як видно з наведеного дослідження, існують дуже серйозні чинники впливу на кінцевий результат (деталь). Спроба навести якийсь лад у системі похибок, яку створює виробничий верстат призводить до ще більшої плутанини, а це не йде на користь справі. До того ж прилади, які повинні були враховувати всі ці похибки у загальному технологічному процесі взагалі не згадуються.

РОЗДІЛ 2. ОСНОВНІ ПРОБЛЕМИ ТА НАПРЯМКИ КОНТРОЛЮ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ ОБРОБКИ МЕТАЛІВ РІЗАННЯМ

Поступ нових технологічних процесів в умовах роботи гнучких автоматизованих систем та точного приладобудування вимагає підвищення точності виготовлення деталей та надійності супутнього контролю процесу металообробки.

Контроль стану лезомеханічної обробки містить у собі визначення плинного та межового стану різального інструмента (плинний знос, навантаження, досягнення критичного зносу, вилучення, руйнування). Відомо, що контроль металообробного обладнання та робочого інструмента може бути проведений з допомогою прямих чи посередніх методів, які засновані на вимірюванні емісійних фізичних явищ, котрі утворює зона обробки матеріалу (тобто його руйнування) [3, 4, 5, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23]. Під такими емісійними явищами розуміють силові навантаження, потужність металообробки, акустична емісія, електромагнетна емісія, теплова емісія. Залежно від конкретного фізичного явища, покладеного у принцип роботи системи контролю різального інструмента, отримується і ступінь точності та надійності контролю.

Методи прямого контролю дозволяють безпосередньо отримувати виміри абсолютних значень зносу інструмента та розмірів деталі.

Методи посереднього контролю дозволяють визначити плинні та межові ситуації з інструментом і є більш комфортні з погляду контролю сигналів, які надходять з зони різання. Але ці методи мають ваду невеликої точності виміру плинного зносу інструмента.

Особливою вадою усіх пристроїв контролю є незадовільна швидкодія аналізу стану робочого інструмента. Найголовнішою з них є швидкість отримання інформації про торкання інструмента та деталі в умовах підвищеного забруднення поверхні.

В таких умовах необхідно з великою швидкістю (адже інструмент рухається) визначити момент торкання інструмента та деталі; проаналізувати чи дійсно це є торкання інструмента та деталі і виробити команду зупинки інструмента (тобто рушійної системи). Після всіх цих технологічних операцій є необхідним час до зупинки інструмента. Неважко збагнути, що між координатою дійсного торкання та координатою зупинки різального інструмента буде різниця, яка залежить від швидкості руху об'єктів та часу необхідного для визначення факту торкання, рішення про зупинку та гальмування. У зв'язку з цим існує проблема розробки надшвидкодійних систем визначення торкання.

Підвищення швидкодії системи торкання дає можливість побудувати системи з прецизійними характеристиками аналізу торкання в умовах великого забруднення металообробного обладнання.

2.1. Чинники, які впливають на якісні показники кінцевого продукту механообробки

Якісні показники будь-якого кінцевого продукту механообробки треба розглядати як відповідність його конкретному технічному завданню. До таких вимог технічного завдання відносяться приблизно однакові за вагою (важливістю) вимоги. Невиконання хоча б одної з них означає невідповідність виробу необхідній якості і, як наслідок, призводять до виробничих втрат. До таких вимог однозначно відносяться:

- відповідність розмірів вихідного виробу з технічною документацією;
- відповідність жорсткості поверхні з технічним завданням;
- відповідність фізико-механічним та хімічним вимогам технічного завдання;
- відсутність зовнішніх та внутрішніх дефектів.

Технологічний процес утворення кінцевого виробу повинен задовольняти не тільки необхідні вимоги до виробу, а і енергетичну оптимальність процесу, яка тісно пов'язана з виробничими витратами на одиницю виробу. Будь-який процес металообробки різанням є процесом руйнування надлишкового матеріалу до утворення необхідної форми, тобто негативні технології. Об'єктом надлишкової руйнування матеріалу є металічна заготовка, що обрана для утворення необхідного виробу. Тому першочергова задача є обрання матеріалу заготовки з відповідними якостями. Ці якості повинні відповідати фізико-механічним та хімічним вимогам до кінцевого продукту. Це є головним чинником у виборі матеріалу заготовки. На другому місці є вибір необхідної форми заготовки, або можливість її виконання з існуючих форм матеріалу.

У процесі металообробки і утворення необхідної форми виробу, тобто у чистому технологічному процесі, приймають участь інструмент, технологічне устаткування та верстати. Всі ці засоби утворення кінцевого виробу повинні витримувати необхідні навантаження з метою досягнення необхідних якісних показників виробу. Але якими якісними не були б засоби утворення форми виробу, вони не є вічними і підвладні зносу у процесі виробництва та своїм похибкам роботи. Першочерговою проблемою тут є неможливість дотримання точності виготовлення у часі якогось конкретного розміру або розмірів деталі.

Умовно за проходженням заготовки по етапах виробництва контроль можна розподілити на три групи: вхідний контроль, проміжний (технологічний) контроль та вихідний контроль.

За способом, у який проводиться контроль: на візуально-суб'єктивний та автоматичний. Різниця між цими способами контролю полягає в наступному.

Візуально-суб'єктивний контроль виконується вручну за допомогою найпростіших вимірювальних приладів з наступною корекцією режимів та координат РІ та деталі. Такому контролю підвладні всі вимоги до якості виробу, але необхідність присутності людини робить цей процес надто довгим. До позитивних якостей цього способу треба віднести те, що наявність людини робить цей процес досить надійним з огляду на межові та надзвичайні ситуації на виробництві.

Напівавтоматичний спосіб контролю фактично виконує ті ж самі операції вимірювання, що і людина у візуально-суб'єктивному. За даними вимірів розраховується необхідна корекція, що підлягає контролю з боку людини. Якщо оператор незгідний з результатами розрахунків, він вводить необхідну корекцію у систему керування верстатом. Швидкість роботи цих пристроїв за означеним способом значно зростає у порівнянні з попереднім. Але наявність людського чинника обмежує її у часі швидкісними здібностями людини.

Автоматичний спосіб контролю базується на автоматичному вимірі необхідних параметрів та автоматичному виробі коригуючих дій. Пристрої автоматичного контролю (модулі активного контролю) виконують виміри з високою швидкістю, і з такою ж високою швидкістю вносять корекції у технологічний процес. Основними перевагами цього способу є надзвичайно висока швидкодія і зведена нанівець дія людського чинника.

Неважко побачити, що у всіх зазначених способах необхідно мати надійне торкання інструмента та деталі. Невірно проведені виміри з недостатньо точним визначенням моментом торкання призводять до значних похибок у виготовленні деталі, що ставить під сумнів якість кінцевого продукту.

На заводі отримання позитивних результатів при реєстрації моменту торкання стоїть низка чинників, котрі умовно можна поділити на п'ять великих груп:

- до першої групи необхідно віднести якісні показники поверхонь торкання, тобто забрудненість, шорсткість, іржа та таке інше;
- до другої групи треба віднести кінематичний рух поверхонь, які входять у торкання, тобто кут нахилу торкання, швидкість взаємного руху;
- до третьої - якісні показники чутників, тобто швидкодія, співвідношення сигнал-шум тощо;
- до четвертої групи відносяться якісні характеристики рушіїв об'єктів, що торкаються;
- до п'ятої необхідно віднести фізико-хімічні властивості об'єктів, які входять у торкання, обраних законів фізики системи торкання для матеріалів тіл, що торкаються.

У *першій групі* найбільш неприємним чинником є засміченість поверхні торкання виробничими відходами. У переважній більшості це є стружка з матеріалу, що оброблюється, яка має такі ж самі фізичні властивості, як і матеріал. Окрім стружки матеріалу на поверхні може знаходитись дрібний матеріал (до 1...200 мкм у діаметрі) неметалевого походження, наприклад відходи роботи абразивних інструментів. У такому випадку ситуація ускладнюється тим, що реальна поверхня вкрита тонким шаром інородного матеріалу, яка ускладнює реєстрацію моменту торкання за обраним фізичним принципом.

Наступним чинником, що впливає на якість торкання, є наявність поверхневого дефектного шару. Найбільш потужний дефектний шар є притаманним заготовкам, які отримуються шляхом відливки та ковки. Тверда криця на поверхні деталі утворює додаткові перешкоди у роботі чутника

торкання. Ця додаткова проблема утворюється з тієї причини, що фізичні якості криці надто відрізняються від якостей матеріалу виробу. Чутник торкання, який розрахований на роботу з одним матеріалом, може давати відчутні похибки при переході на інший. Для заготовок, які пройшли вже часткову обробку, є притаманним покриття поверхні окислами металів та їх хемічними сполуками. Прискорює цей процес наявність високої вологості та МОТС (мастильно-охолоджувального технологічного середовища). Здебільшого такі рідкі хемічні сполуки мають слабо визначений напівпровідниковий характер (наприклад Al_2O_3). Наявність усіх цих з'єднань на поверхні утворює специфічні електрофізичні ефекти, як то: напівпровідниковий, гальвано - елемента та інші.

До забрудненості зони контакту необхідно віднести і шумові якості зони щодо обраного фізичного закону роботи чутника торкання [13]. Наявність таких шумових явищ утворює загальний рівень шуму, серед якого треба виділити сигнал торкання. До таких шумових явищ слід віднести:

- світлове випромінювання, яке заважає працювати оптичним чутникам;
- електромагнетні перешкоди, які є на заваді роботи електромагнетних чутників;
- акустичні шуми, які мають значний рівень потужності на виробництві і є на заваді роботи акустичних чутників.

Наступним чинником, що впливає на точність вимірювання, є шорсткість поверхні. Наявність на поверхні мікровідхилень від середнього статистичного розміру дає похибку у вимірюванні розміру у бік збільшення розміру для відкритих поверхонь і зменшення до отворів. Тісно пов'язаним з цим чинником є кут нахилу вимірювальної поверхні та геометрія інструмента. Для отримання високої точності координати необхідно мати нековзаюче торкання. Теж саме стосується і випадку, коли геометрія інструмента співпадає з геометрією шорсткості поверхні (порівняльно-однакова). Похибки вимірювання у такому випадку мають розміри шорсткості поверхні.

До другої групи похибок відносяться похибки кінематики об'єктів торкання. Такі похибки залежні від швидкості наближення інструмента та поверхні виробу (рис. 2.1 а, б). Розмір похибки залежний від різниці векторів руху інструмента V_i та поверхні V_n . Утворений ними вектор наближення V_n своєю кінцівкою утворює півколо у двокоординатній системі руху і півкулю у трикоординатній системі руху. Розмір цих фігур у площині та просторі є повністю залежним від швидкостей взаємного руху, а поверхня відповідає розміру помилок.

На точність вимірювань досить серйозно впливає кут нахилу поверхні, яка підлягає торканню вимірювальним інструментом (рис. 2.2). Якщо зважити на те, що стала помилка при торканні, яка проходить по нормальному вектору до поверхні - ΔX_I (рис. 2.2,а), при точці торкання "А" по координаті X , то похибка по координаті Y відсутня. Похибка ΔX_I - є стала похибка чутника торкання, бо це є необхідне заглиблення інструмента у масу виробу для того, щоб система зареєструвала торкання. Тобто у всіх випадках вона буде присутня. При нахилі

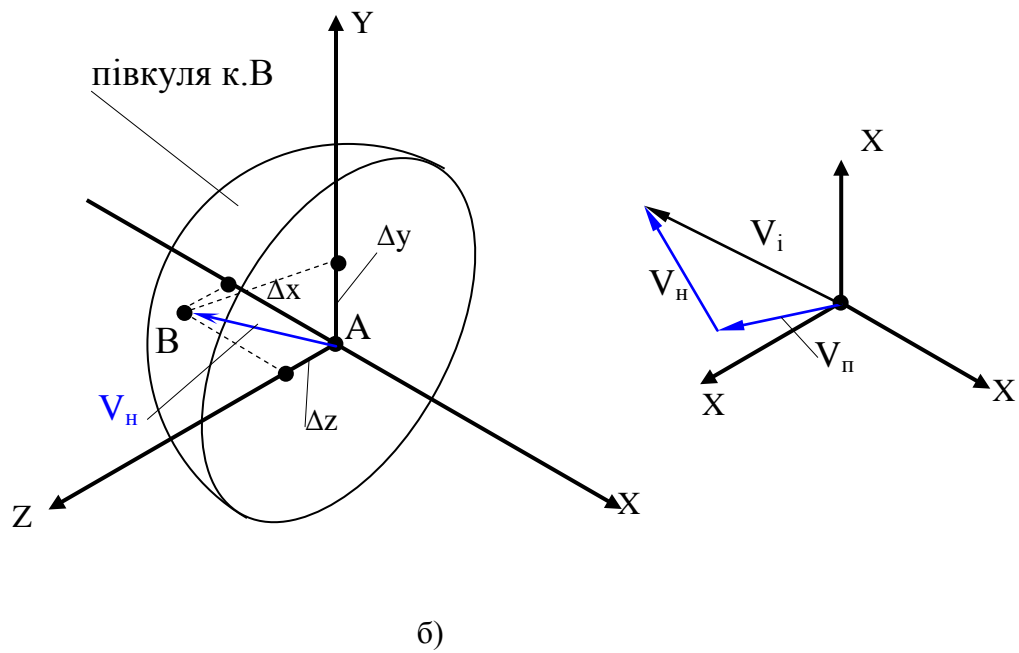
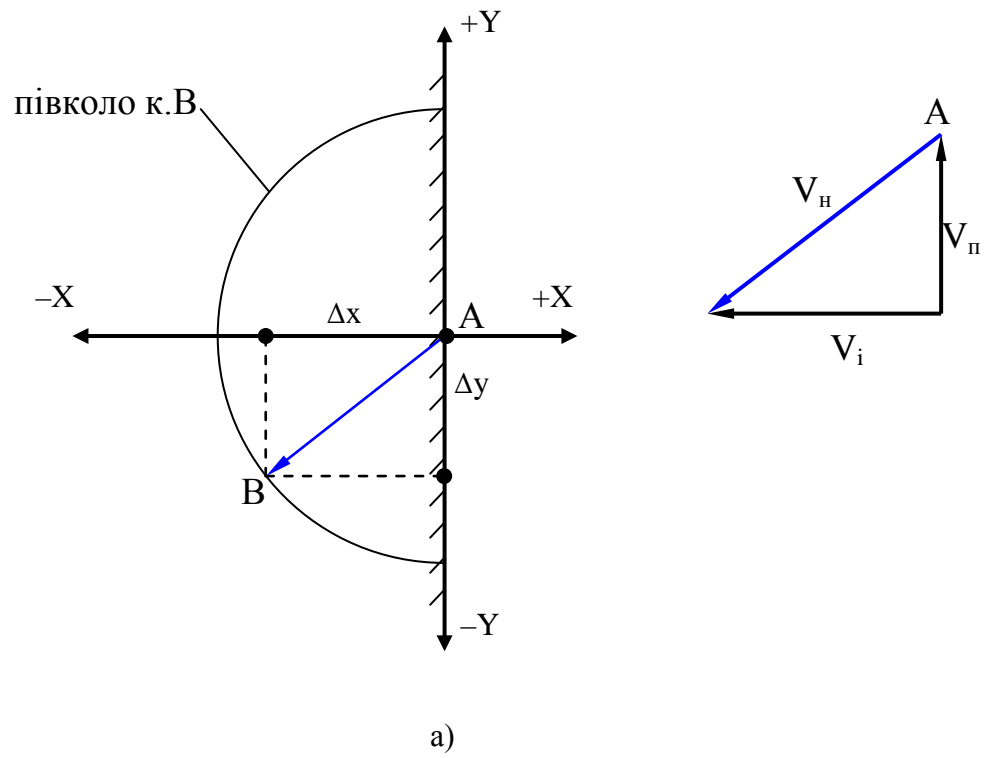


Рис.2.1. Можливе занурення рухомого інструмента під час торкання до поверхні деталі, де а – двокоординатна система руху;
б - трикоординатна система руху

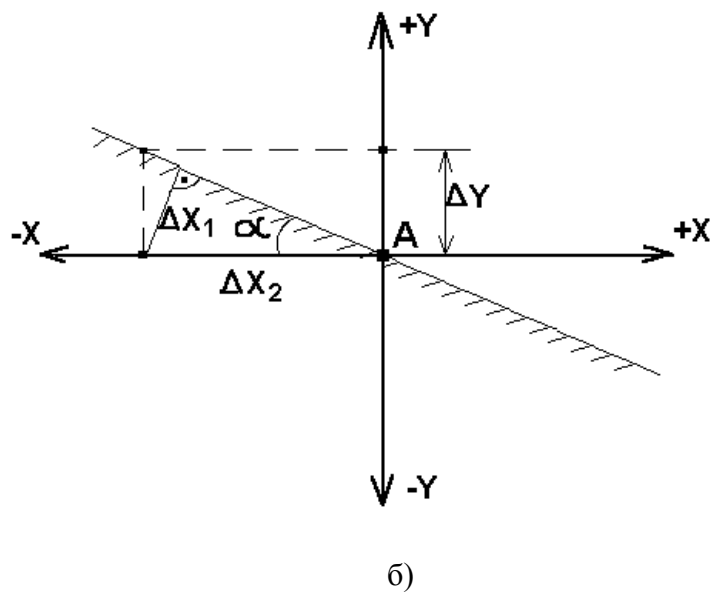
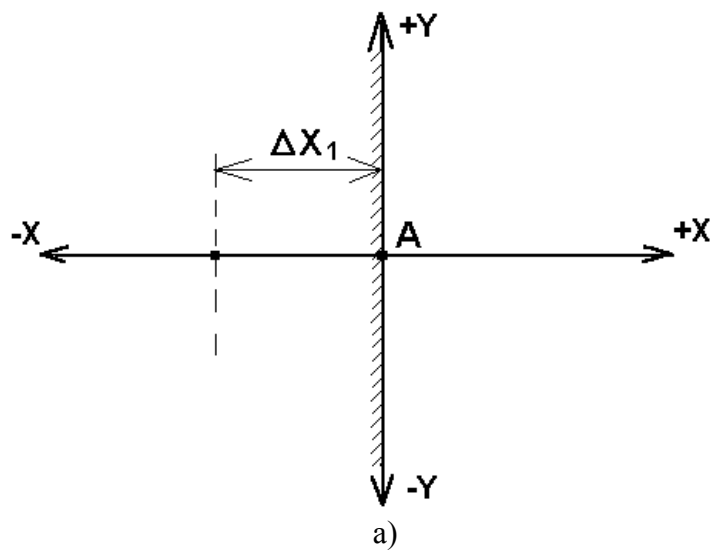


Рис.2.2. Стала похибка визначення координати при прямокутному торканні (а) та при торканні під кутом α (б)

цієї поверхні під кутом (рис. 2.2,б), до координати X похибка в одиниці розміру буде на ΔX_2 більша за ΔX_1 залежно від кута. До того ж у цьому випадку з'являється похибка (ΔY) у визначенні розміру, по координаті Y якої раніше не було.

Третя група чинників, які впливають на якісні показники реєстрації торкання, – це якісні показники чутників торкання.

- Найголовнішою характеристикою чутника є його чутливість до визначення моменту торкання. Здебільшого вона повністю залежить від обраного фізичного принципу і визначається якістю співвідношення сигнал/шум при торканні.
- Другим показником чутників (тобто системи у цілому) є швидкодія, яка містить у своєму понятті не стільки швидкість реагування на торкання, як швидкість аналізу можливої шумової перешкоди і вибирування сигналу торкання.
- Третім важливим показником чутника є здібність утримувати сигнал торкання при високому рівні перешкод. Ні в якому разі не можна плутати це поняття з поняттям сигнал/шум при реєстрації торкання. Оцінка якості будь-якого чутника торкання проводиться за характеристикою співвідношення торкання/неторкання.

Четверта група помилок у визначенні торкання утворюється вадами характеристики рушія, який рухає вимірювальний інструмент, або виріб.

- Найпершою характеристикою будь-якого рушія є здібність високого співвідношення у старт-стопному режимі роботи.
- Другою важливою характеристикою рушія є розмір вибігу після команди “стоп”. Будь-який рушій є системою інерційною, і тому режим старт-стоп витримує до окремих меж. У подальшому при зростанні швидкості система рушія завжди має якусь відстань вибігу залежно від конструктивних особливостей.

П'яту групу помилок утворюють фізичні та хемічні властивості об'єктів, тому що від цих властивостей залежить обраний фізичний закон, на засадах якого реєструється торкання. До таких фізичних та хемічних властивостей треба віднести:

- фізико-механічні властивості матеріалу;
- електромагнетні властивості матеріалу;
- хемічні властивості матеріалу.

Так, наприклад, при використанні чутників торкання, за акустичними законами, котрі у найпершу чергу впливають на точність отримання моменту контакту, є нормальна та тангенціальна міцності: разом з декрементом затухання акустичних хвиль у матеріалі. В залежності від розмірів цих чинників глибина руйнування виробу, тобто проникнення вимірювального інструмента вглиб матеріалу може бути різною, і як наслідок, різною величина похибки вимірювання. Так, для м'яких матеріалів вона буде більшою, а для

твердих меншою. При невеликому декременті похибка менша ніж при більшому.

Електрофізичні властивості впливають на роботу чутників, що працюють за принципами електропровідності та електромагнетизму. Чим краще електрофізичні властивості матеріалів, тим менше помилка в отриманні результату. Здібність до поглинання, відбиття та розсіювання електромагнетних хвиль впливають на роботу чутників, що працюють у оптичному та радіодіапазонах.

2.2. Зв'язок якості торкання з якістю технологічного процесу металообробки

Ефективність будь-яких технологічних процесів визначається комплексом спеціальних заходів. Базуються ці заходи на дослідженні технологічних чинників, що впливають на якість виробництва, тобто [16, 17, 24, 25, 26]:

- чинників, що впливають на точність роботи металообробного обладнання;
- чинників, що впливають на якість виробів при застосуванні нових технологій;
- чиннику методу контролю виробу та технологічного обладнання.

Основними вимогами до будь-якого промислового виробу і, як наслідок, до будь-якої деталі, яка входить до нього є дві вимоги:

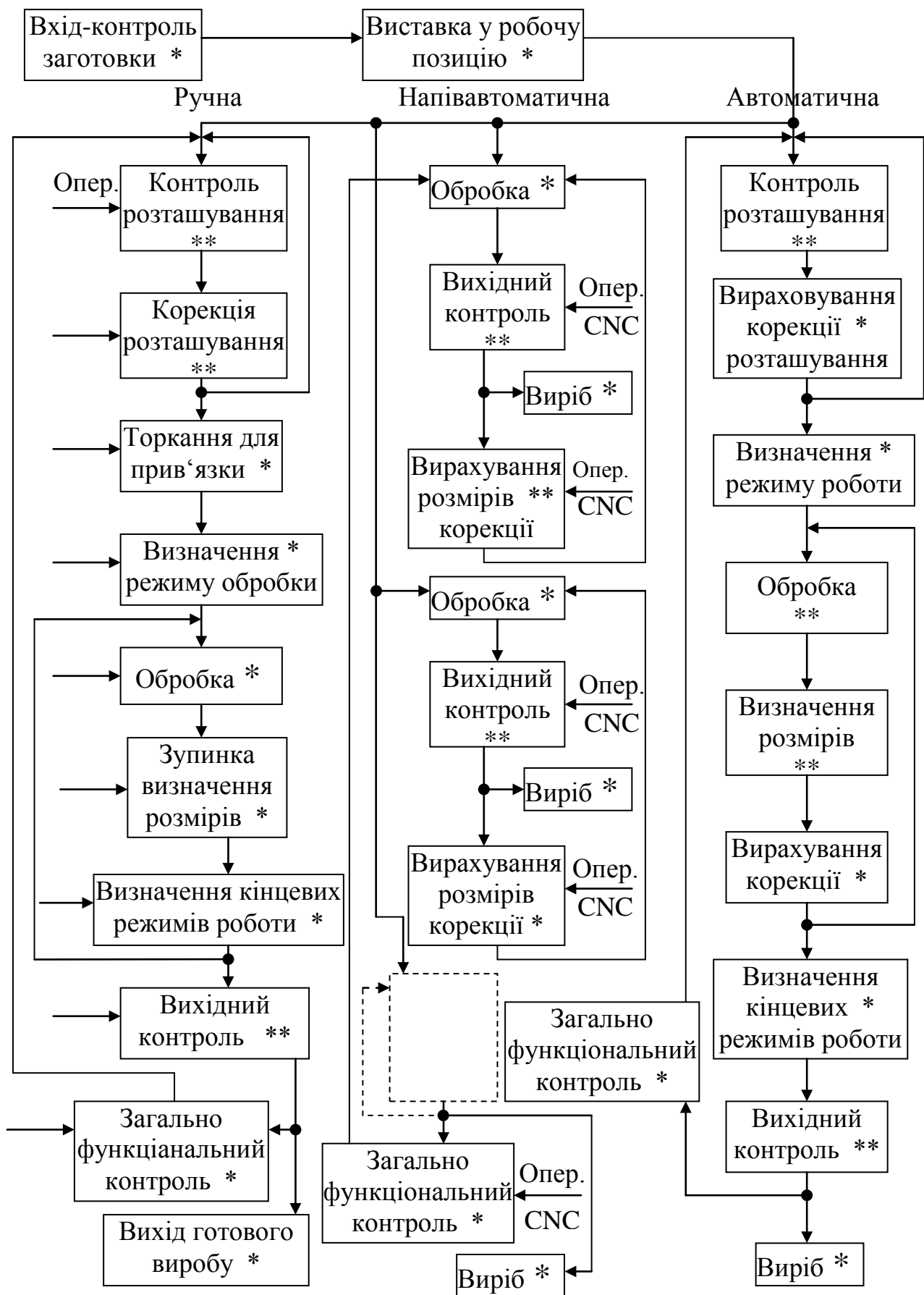
- якість роботи за функціональним призначенням;
- якість поверхні, яка повинна задовольняти вимогам роботи виробу.

Якість роботи за функціональним призначенням містить в собі здібність роботи виробу за його прямим призначенням у широкому розумінні цього слова. Для виконання свого функціонального призначення будь-який виріб повинен у своїх розмірах відповідати цим вимогам, тобто є вимога отримання стабільних високоточних розмірів. Ще одним чинником, який впливає на якість роботи виробу, є якість обраного матеріалу, тобто його механо- та фізико-хімічні властивості. Від цих властивостей залежить тривалість виконання виробом свого функціонального призначення. Всі ці вимоги до виробу повинні бути підконтрольні впродовж усього технологічного процесу.

Другою вимогою до виробів є якість поверхні після її обробки. Основна увага тут приділяється на фізико-механічні та хімічні характеристики. До таких характеристик треба віднести твердість, деформаційні утворення, фазові та структурні перетворення, глибина розповсюдження залишкових напруг, хімічний вміст поверхневого шару.

Якість поверхні також залежить від шорсткості поверхні після матеріалообробки. Всі ці параметри поверхні повинні бути підконтрольними залежно від технічних умов, що висуваються до виробу.

З усього вищесказаного випливає висновок, що на всіх виробничих ланках необхідно мати плинний контроль якості виконання того чи іншого виробничого процесу. На рис. 2.3 відображено узагальнені схеми контролю при ручному, напіваавтоматичному та автоматичному способі виготовлення.



* та ** – технологічні операції, які потребують точного та високоточного торкання

Рис. 2.3. Схеми контролю при ручному, напівавтоматичному та автоматичному виробництві

Тут відображені тільки основні технологічні цикли де необхідно витримати точне та надточне торкання.

При ручному способі виготовлення на універсальних верстатах проводиться контроль розташування заготовки та її корекція. Виконується ця технологічна операція вручну оператором.

Для визначення вірності розташування оператор повинен увімкнути головний рушій, щоб визначити межу коливань заготовки у патроні (токарне виробництво) і торкнутись різальним інструментом деталі для подальшого визначення розмірів режиму обробки. Для фрезерних верстатів потрібно робити теж саме. Торкання у обох випадках необхідно для прив'язки інструмента та деталі до координатної системи верстатів.

У подальших технологічних операціях обробки оператор постійно користується методологією торкання інструмента та виробу з метою отримання необхідного розміру. При такому способі виробництва точність отримання кінцевого розміру виробу не дуже висока і дуже тривка у часі. Найкращий результат по точності при ручному торканні не перевищує 10 мкм, а здебільшого коливається у межах 50...100 мкм. Проблема ця виникає від того, що торкання оцінюється візуально по сліду на поверхні виробу і надто залежить від людського чиннику, умов спостереження та якості перетворення руху руки у рух інструмента.

Вимірювання виробу безпосередньо на верстаті має теж свої вади. Це є якість вимірювального інструмента та можливість вільного доступу до виробу, який, як правило, не завжди задовільний. Все це потребує додаткових витрат часу на зупинку верстата та сам процес вимірювання тому, що процес вимірювання розміру потребує чистої поверхні, правильного розташування інструмента та сталої сили торкання.

У напіваавтоматичних способах виробництва вхідний контроль розташування заготовки не робиться, тому що ця технологічна операція виконується системою упорів та калібрів.

Зазвичай такий спосіб розташування заготовки у виробничому просторі є не досить точним. Окрім того, існує можливість потрапляння заготовок з неякісною геометрією. Усі ці чинники у більшості випадків є причиною надзвичайних ситуацій у виробництві. Безпосередній доступ до виробу у процесі такого виробництва неможливий. Є можливість тільки констатації факту отриманих розмірів по виходу деталі з робочої зони. Оператор у такому випадку контролює розміри отриманого виробу і проводить корекцію розташування робочого інструмента, як наприклад, в кулачкових напіваавтоматах. Основною причиною використання такого напіваавтоматичного способу виробництва, не дивлячись на можливість надзвичайних ситуацій, є можливість великих потужностей масового виробництва при задовільній точності.

Причиною надзвичайних ситуацій у такому способі є відхилення позиціонування заготовки та зношення інструмента. Стале програмне

забезпечення процесу металообробки розраховане, як правило, на якісь межового відхилення у геометрії заготовки та при відсутності реєстрації моменту торкання. Навіть з дефектною заготовкою ця програма працює як з нормальною. За таких умов визначеного виробництва оператор є постійним спостерігачем процесу, контролером кінцевого продукту та коректором.

Автоматичне або адаптивне виробництво є копіюванням ручного виробництва, але при заміні функцій оператора функціями автоматичних систем. Точність виконання технологічних операцій автоматичними системами набагато вища і швидша за можливості оператора. Єдине у чому програє будь-яка автоматична система людському контролю - це інтегральний контроль процесу обробки та його інтерполяція у розвитку, але це справа часу

Наріжною необхідністю виконання дій, відтворюючих дії оператора, є необхідність отримання високоякісного вимірювання моменту торкання. Основна проблема при копіюванні дій оператора полягає в оцінці якості та забрудненості поверхні, яка підлягає торканню. Визначення ступеню забрудненості та якості поверхні є основною проблемою чутників торкання. Для того, щоб обминути цю проблему, у технологічних системах використовуються системи очистки деталі на різних етапах роботи. Такий підхід до вимірювання дозволяє досить серйозно збільшити вірогідність точного вимірювання.

2.3. Класифікація приладів контролю торкання інструмента до деталі

В умовах сучасного виробництва сформовано три основні різновиди конструкцій щодо застосування чутників торкання (рис. 2.4). Найбільш поширеними є активні вимірювальні головки (АВГ) (рис. 2.4). Така вимірювальна головка інформує систему CNC про торкання щуп - штангою поверхні деталі.

На другому місці за поширеністю є нульова база (рис. 2.4). За принципом роботи це така ж сама система, як і АВГ, тільки розташована на нерухомих частинах обладнання і легкодоступних для інструментів.

Третім за поширенням є інструментальний чутник торкання (ЧТІ), який встановлюється безпосередньо на різальному інструменті або у безпосередній близькості до нього (рис. 2.4,в).

Технологічні функції, на які спроможна така система торкання, наступні:

- контроль розташування та розмірів виробу;
- обробка виробу різанням;
- контроль зносу інструмента;
- захист від надзвичайних ситуацій;
- прив'язка до нульової бази;
- обробка від поверхні.

Розподіл систем торкання на пасивні та активні проводиться за принципом – сповіщає чи не сповіщає система до CNC інформацію про момент торкання.

Порівняльний аналіз усіх трьох напрямків розвитку контролюючих приладів вказує на явну зверхність останнього. При явній зверхності цього типу чутників є досить серйозна завада на шляху їх використання. Сутність її полягає в тому, що типове металообробне обладнання абсолютно не пристосоване до такого типу чутників.

Наявність трьох основних систем вимірювання обумовлює і основні варіанти використання цих приладів у процесі металообробки (рис.2.5).

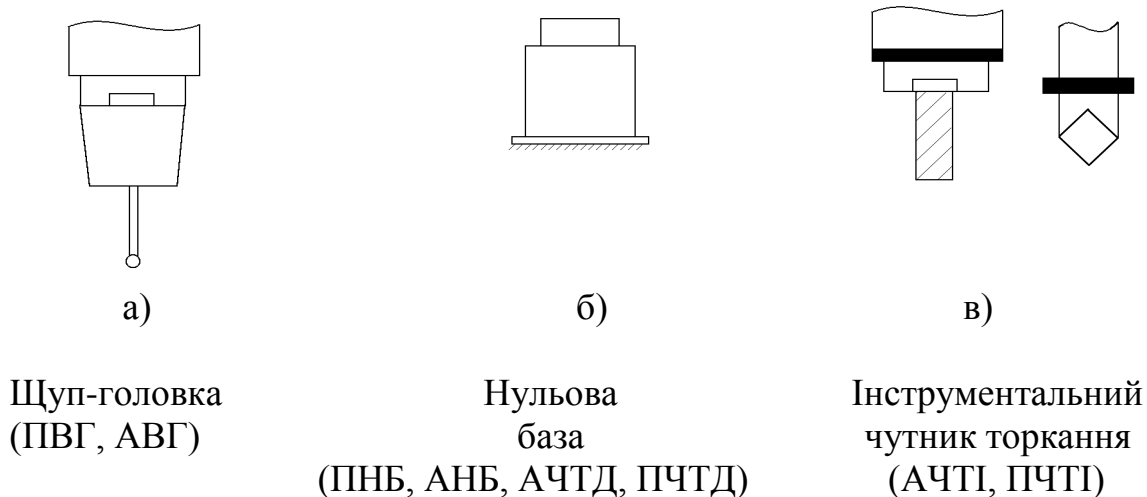


Рис.2.4. Різновиди приладів реєструючих торкання, де ПВГ – пасивна вимірювальна головка; АВГ – активна вимірювальна головка; ПНБ – пасивна нульова база; АНБ – активна нульова база; ПЧТД – пасивний чутник торкання деталі; АЧТД – активний чутник торкання деталі; ПЧТІ – пасивний чутник торкання інструмента; АЧТІ – активний чутник торкання інструмента

У першому варіанті (рис.2.5, а) вимірювальна головка (ВГ) може вимірювати розташування заготовки, її розміри та розміру виробу, або виконувати прив'язку координат розташування деталі у координатній системі верстата. Пасивна нульова база (ПНБ) використовується у такому випадку до прив'язки (контрольних вимірів розташування шуп-штанги) АВГ. У наступний момент робиться заміна АВГ на робочий інструмент і корекції руху та виходу на потрібну координату в залежності від його розміру (інструмент). Похибка, яка утворюється при такому варіанті, є похибкою переустановки та розмірів інструмента.

Недолік цього варіанту полягає у тому, що з використовуваних двох приладів з повним навантаженням працює практично один - АВГ. ПНБ використовується лише тимчасово. Тут можливість контролю зносу інструмента лиш посередня, через обробну поверхню.

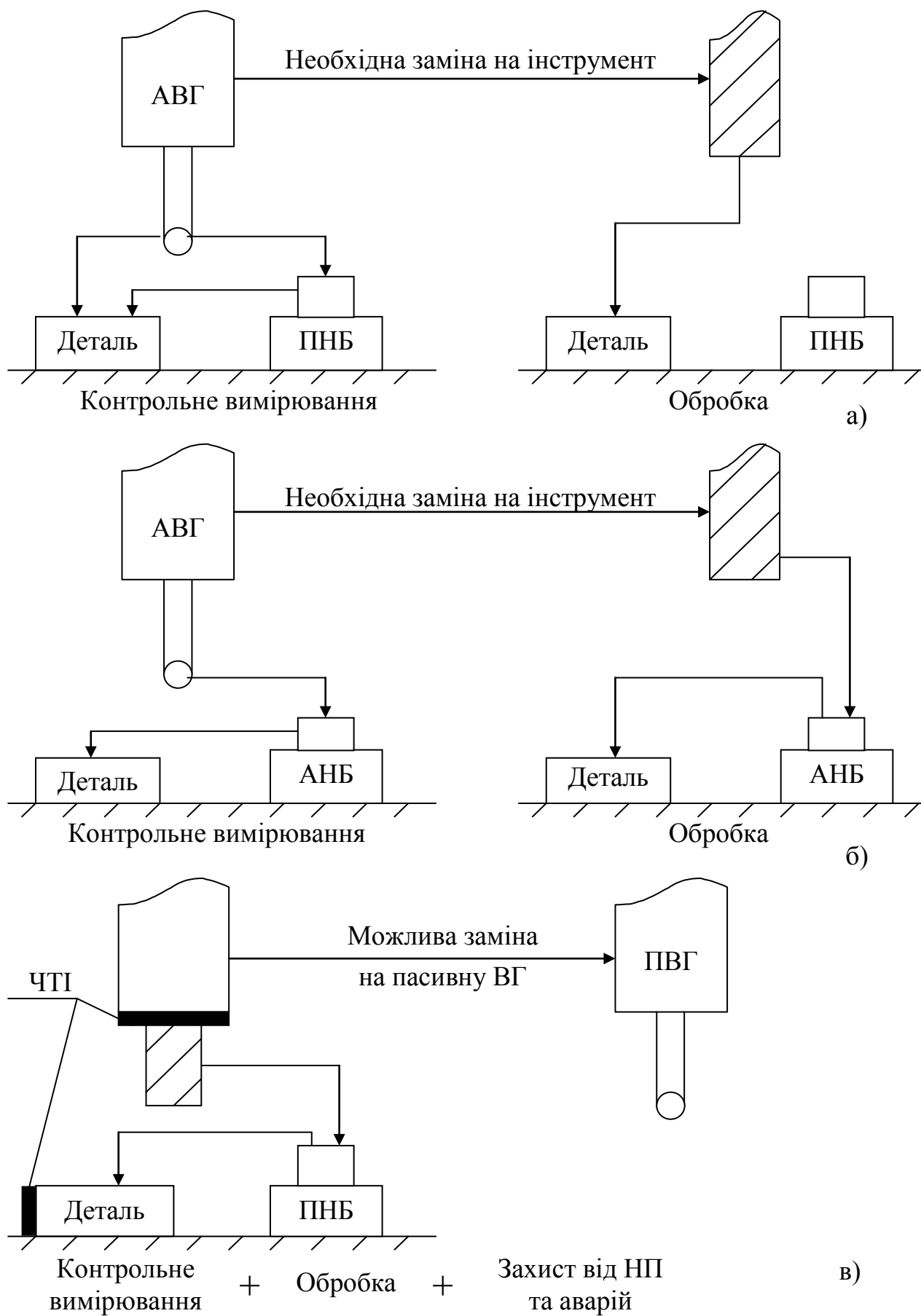


Рис.2.5. Виробничі комплекси контролю розмірів інструмента та деталі

Щоб ліквідувати ці недоліки, може бути використаний другий варіант роботи з цими приладами. Для цього необхідно пасивну нульову базу замінити на активну (рис. 2.5, б). При такій заміні система вимірювання виконує такі самі функції, як і в попередньому варіанті, але є можливість прив'язки координат обробного інструмента до координатної системи верстата. Така прив'язка надає можливість ліквідувати похибку переустановки та врахувати вади геометрії інструмента і розмірне зношення. Програмне забезпечення спрощується скороченням програми перерахування результуючої позиції інструмента після його встановлення у робочу позицію. При цьому варто звернути увагу на той факт, що у другому варіанті використання АНБ призводить до більших матеріальних витрат. Вартість АНБ приблизно у 1,5 рази більша за ПНБ.

За третім варіантом обробки матеріалів чутник торкання встановлюється на робочому інструменті, або у безпосередній близькості до нього. Таке розташування чутника дає можливість отримувати інформацію про стан торкання у значно більшій кількості, ніж у всіх інших способах (рис. 2.5, в). У такому варіанті обробки, РІ по сумісництву виконує дві технологічні функції: обробка металу та обмір отриманої поверхні деталі.

Наявність відносно недорогої ПНБ дає можливість контролювати розміри абсолютного зношення інструмента. Але особлива привабливість цього варіанту полягає в тому, що чутник торкання є системою захисту інструмента від надзвичайних подій у зоні обробки.

2.4. Класифікація систем контролю торкання при металообробці

Методологія процесу торкання та класифікація систем контролю торкання є надзвичайно важливими чинниками, що впливають на якість оцінки моменту торкання.

Методологія процесу торкання має на меті отримання високих результатів точності вимірювання моменту торкання. Вибір основної методології торкання базується на фізичних якостях об'єкту торкання та інструмента, які визначають фізичну природу чутника торкання. Другим чинником, що впливає на обрання методу торкання, є необхідна точність виконання вимірювання. Залежно від цих чинників обирається швидкість торкання та кількість торкань за для уточнення координат. У деяких наукових роботах розглядається це питання, але без необхідної конкретизації, методології цього процесу [24 - 32]. Таке самоусунення від пошуку нових методологічних принципів призводить до якісних втрат у цьому напрямку роботи над системами торкання.

Другою проблемою, яка виникає на шляху розвитку чутників торкання, це абсолютно невизначений підхід до системи чутників. Чомусь у всіх літературних джерелах він має назву "індикатор контакту", "нульовий центр" тощо, що мало відповідає дійсності.

Наступна класифікація за принципом роботи чутника зазвичай обмежується дуже малою інформацією про загальний принцип роботи. Характеристики,

пов'язані з процесом торкання, взагалі розглядаються у всіх роботах як виключно релейні [10, 29]. Між тим процес торкання є дуже тонким методом перетворення інформації про торкання у інший вид інформації – загальноприйнятний для систем CNC. Він повинний нести інформацію не тільки про сам факт торкання, а і про якість цього процесу. У цих двох вимогах є явне протиріччя з тієї причини, що будь-який чутник торкання повинен мати досить високу чутливість до факту торкання з одного боку, і обмежену з погляду контролю якості процесу торкання. Таку вимогу висуває необхідність контролю стану робочого інструмента. Але загальна сучасна методологія побудови чутників торкання базується на отриманні надвисоких характеристик по торканню зневажаючи зони нечутливості і вводячи різного роду інтегруючі пристрої. Тим часом є необхідність підвищення не чутливості, а швидкодії, котра допомагає у швидкому розпізнаванні моменту торкання від перешкоди. Здебільшого у таких системах торкання вводять інтегруючі елементи, які значно затримують швидкість аналізу і погіршують швидкісні показники чутників щодо первісних. Система чутника будь якої конструкції вже є інерційна і має інтегруючий характер, тому нема необхідності погіршувати показники усієї системи у цілому [15, 34, 35, 36].

Наступна проблема, яка виникає при розгляданні чутників торкання, це їх класифікаційна невизначеність. Якщо вважати системи керування інструментом ідеальними, то фактично всі проблеми пов'язані з визначенням моменту торкання інструмента до деталі. Для забезпечення цього контролю необхідно розглянути, як утворюються конструктивні різновиди систем контролю торкання (рис. 2.6).

Як відомо, обробний інструмент є механічний елемент, для якого наявність будь-яких деформацій є небажаною. Тому першим кроком при утворенні системи торкання була механічна конструкція з гнучкою підвіскою, де обробний інструмент замінювався каліброваною щуп-штангою. Сигнал торкання у таких системах мав вигляд механічного сигналу. Умовна назва таких систем - пасивна вимірювальна головка (ПВГ). Пасивна тому, що не має зв'язку з системою керування верстатом. Комбінація ПВГ та системи чутника торкання (СЧТ) утворює активну головку вимірювання АВГ, яка має зв'язок з системою керування верстатом. Встановлення чутника торкання на робочий інструмент, або поблизу нього утворює ще дві системи торкання – це пасивний чутник торкання інструмента (ПЧТІ) без зв'язку з системою керування та активний чутник торкання (АЧТІ) зі зв'язком до системи керування. Останні дві системи є системами більш потужного рівня ніж попередні, тому що їм притаманні функції як вимірювального, так і обробного інструмента. Деталь за цією схемою трансформується у пасивну нульову базу (ПНБ), яка за своєю конструкцією є системою надтвердих поверхонь з гнучкою підвіскою, орієнтованих у системі координат верстата. Функціональне призначення - це попереднє контрольне базування інструмента перед обробкою та контроль його

знос. Комбінація СЧТ та ПНБ утворює активну нульову базу (АНБ) з виходом на систему керування верстатом.

Система чутників торкання, що встановлена на деталь, утворює дві системи торкання: пасивний чутник торкання деталі (ПЧТД) без зв'язку з системою керування та активний чутник торкання деталі (АЧТД), який має зв'язок з системою керування. Отже, можна констатувати той факт, що існує чотири основні активні системи чутників торкання та чотири пасивні.

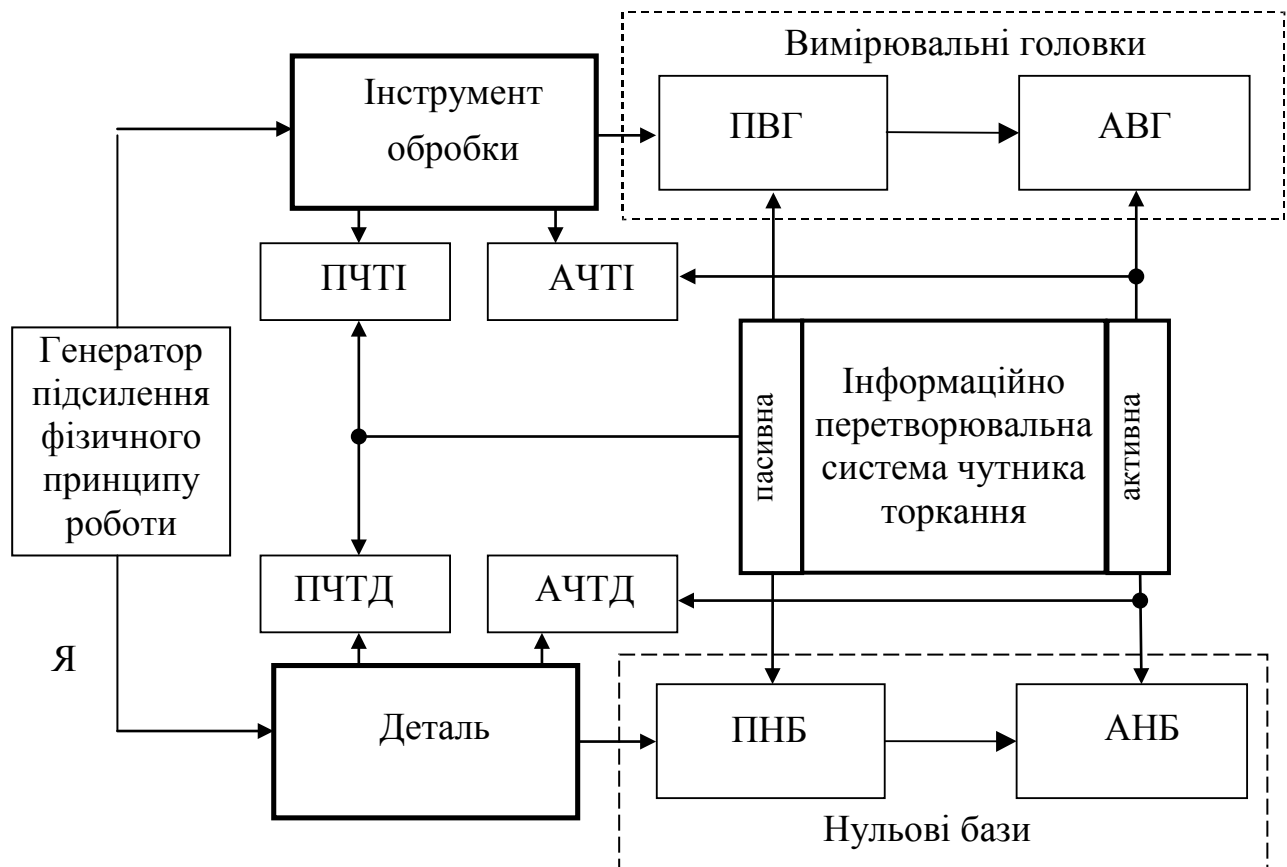


Рис.2.6. Схеми класифікації систем торкання за функціональним призначенням

Якщо застосовується генератор підсилення фізичного принципу роботи чутника, то у додаток отримуємо ще вісім основних різновидів конструкцій систем чутників торкання. Процес перетворення факту торкання у інформаційні сигнали системи чутника торкання (СЧТ) відображена на рис. 2.7. Первинним чинником дії для системи чутника торкання є факт торкання матеріальних мас, які призводять до розмірних змін фізико-хемічних законів. За розмірами цих розмірних змін відстежує відчутник. Відчутник обирається за принципом максимальної чутливості до обраного фізико-хемічного закону. Сигнал з відчутника надходить до аналізатора торкання, який сповіщає про це

утворювач сигналу торкання. Цей утворювач в свою чергу аналізує отриману інформацію і на своєму виході формує сигнал “присутності” та “торкання”. Особливістю найкращих систем чутників торкання є можливість формувати сигнал “відстань”, який приблизно вказує відстань до об’єкту торкання.

Стосовно вищесказаного можна навести безліч варіантів. Тим не менш ситуація, яка склалася навколо цього питання, а саме побудова чутливих елементів реєстрації процесу, у технології ТОНТОР було вироблено дещо інший підхід. Це пояснюється тим, що сучасна інтерпретація та класифікація чутливих елементів вкрай незадовільна.

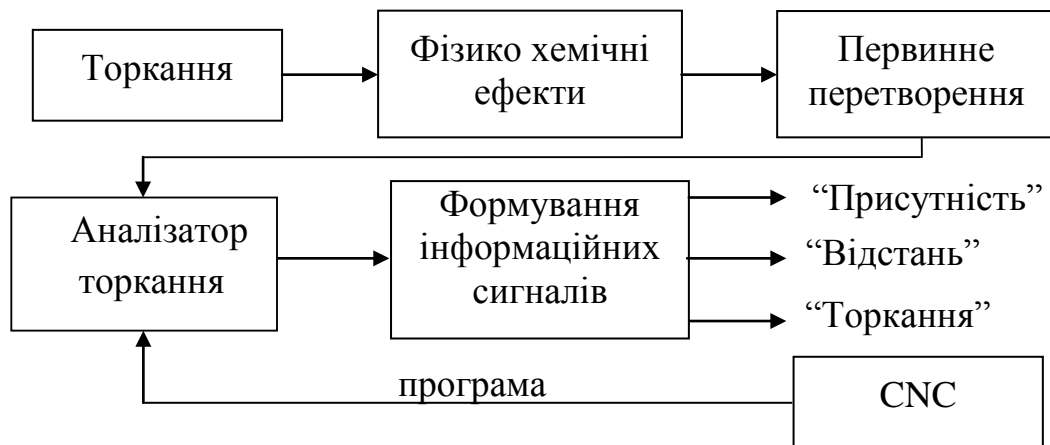


Рис. 2.7. Схема процесу перетворення факту “Торкання” у сигнали обслуговування CNC

У зв’язку з чим було вироблено зовсім інше поняття чутника як такого (рис. 2.8). На відміну від існуючої (загальноприйнятої) концепції чутника були введені нові поняття, якщо відчутник – старе «первинний перетворювач»; визбирувач – програмуємий аналізатор сигналу, який формує вихідний сигнал чутника згідно заданої програми. Ця концепція чутливого елемента у своєму підґрунті має наступне:

- відчутник як чутливий елемент має необмежену чутливість до геть усього, що існує, але при цьому існує можливість конкретного налагодження;
- визбирувач – аналізатор сигналу, який надходить з відчутника, завдяки тому, як він отримав програму, тобто налагоджує відчутник на максимальну віддачу корисної інформації. Надалі користуємося наступною термінологією:
- відчутником є чутливий елемент, який має властивість налагоджуватися на зміну впливу на нього зовнішнього процесу та за визначеним законом перетворювати його у корисний інформаційний сигнал. Аналог терміну у примітивному розумінні є «первинний перетворювач», який мало відповідає змісту означуваного поняття.

- Визбирувач є функціонально закінчений пристрій. Який за отриманою жорсткою або гнучкою програмою виконує керування відчутником з метою отримання інформації згідно з заданою програмою. Іншого терміна на означення названого фізичного поняття немає. Термін може бути використаним як синонім до виразу «перепрограмований інформаційний фільтр».
- Чутник є конструкційно закінчений прилад, який виконує загальне визбирування інформації про фізико-хімічні процеси за заданою програмою. Це є аналог терміну «давач», «датчик», «sensor» (англ.), які можуть слугувати спрощеними аналогами.

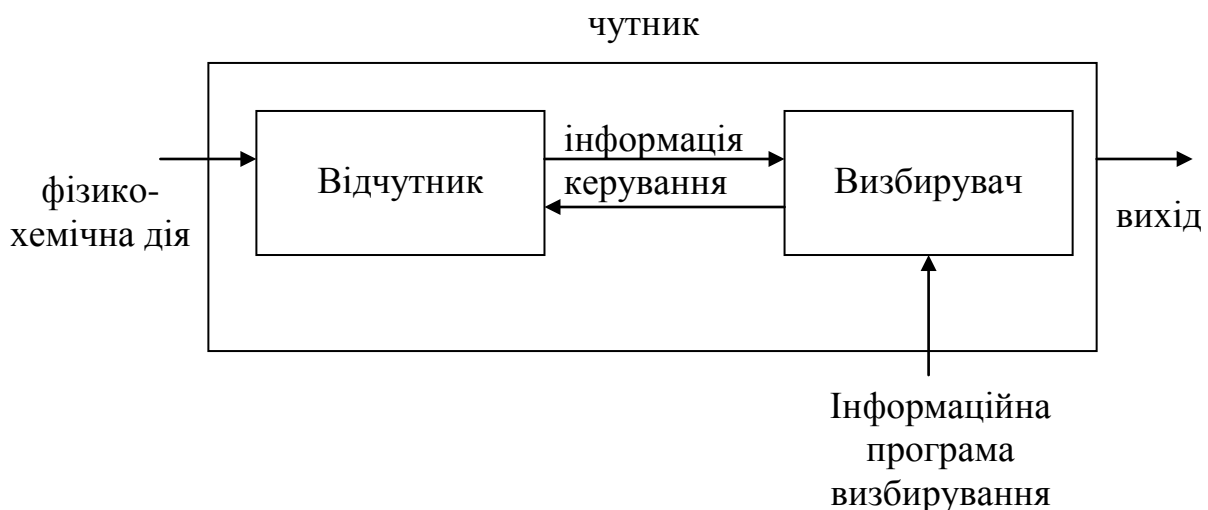


Рис. 2.8. Побудова чутника для контрольно-вимірювальних систем

Якщо розглянути внутрішню побудову систем чутників торкання (рис. 2.9), то можна визначити велику кількість варіантів. Така кількість варіантів пояснюється величезною кількістю первинних чутників та варіантів обробки інформації.

Як вже вказувалось вище, процес торкання як такий породжує велику кількість фізичних та хімічних ефектів. Здебільшого на ці ефекти реагують специфічні перетворювачі, які розроблялись саме для реєстрації такого ефекту.

Звідси слідує принципи визбирування відчутника (первинного перетворювача):

- принцип вибору оптимального співвідношення між чутливістю та швидкодією;
- принцип зручності користування.

Ці два принципи є превалюючими при виборі, тому що надійність усієї системи у цілому залежить від надійності виконання вузлів системи. При обробці сигналу торкання, надісланого відчутником, використовуються аналізатори (визбирувачі) діючого чиннику.

Здебільшого аналізатори аналізують:

- інтегральний рівень сигналу;

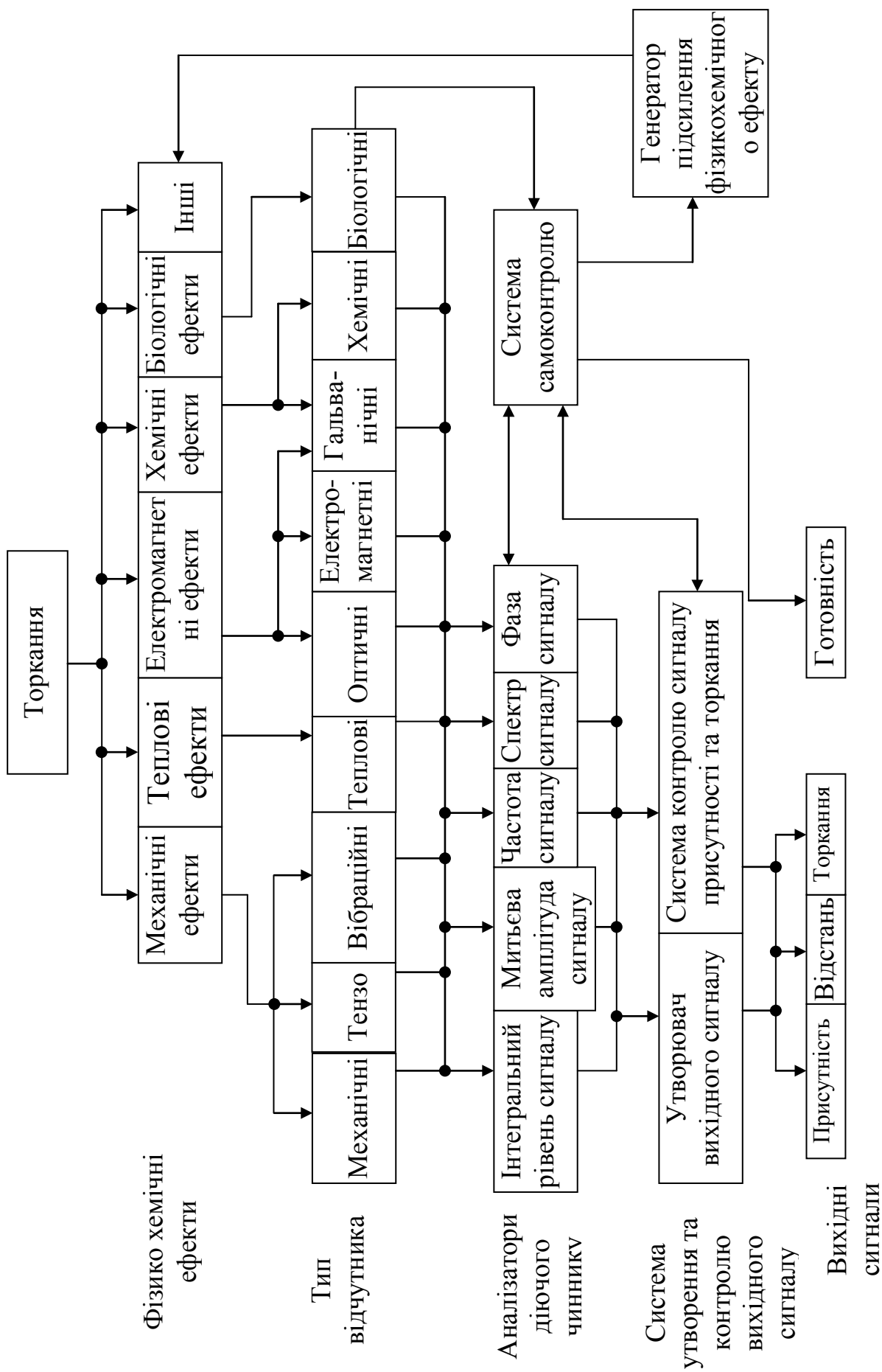


Рис. 2.9. Складові елементи створення пристроїв та систем торкання фізичних об'єктів.

- миттєву амплітуду сигналу;
- частоту сигналу;
- спектр сигналу;
- фазу сигналу.

Окрім цих основних варіантів аналізу можуть використовуватись і їхні комбінації. Рішення про те, що торкання відбулось, приймає визбирувач вихідного сигналу, який разом з системою підтримки сигналу утримує на виході системи інформаційні повідомлення. Найбільш складні прилади цього типу мають системи самоконтролю, які охоплюють зв'язками контролю всі вузли системи чутника і формують сигнал "готовність".

Для посилення фізичного ефекту при торканні може застосовуватись генератор підсилення фізико-хімічного ефекту, який лежить у засаді роботи чутника торкання. Проведені експерименти вказують на можливість підвищити сигнал торкання з відчутника у 10...1000 разів, що значно впливає на якість роботи всієї системи у цілому.

З усього вище сказаного є можливість зробити висновки:

- безпосередню дію на якість та швидкість виготовлення кінцевого продукту металообробки має вплив якості реєстрації процесу торкання інструмента і деталі;
- якість визначення моменту торкання є прямозалежною від швидкості системи торкання;
- з усіх варіантів реєстрації торкання найбільш ефективним є варіант з встановленням відчутника на інструмент або у безпосередній близькості від нього;
- при такому встановленні відчутника необхідно мати систему попередження зустрічі;
- запропонована система класифікації приладів торкання є більш ефективною ніж існуючі і більш зрозумілою.

2.5. Дуальність системи «чутник → силовий елемент»

У технології ТОНТОР [1, 13] властивості чутливого елемента, тобто чутника є первинні, а силового елемента (рушійної системи) є вторинні, оскільки є виконувачем команд первинної системи.

Найпростіший технічний аналіз будь-якого ТО вказує на те, що у його побудові обов'язково присутні і чутник, і силовий елемент. Жодна з наукових робіт, яка присвячена або чутникам або силовим елементам, не має вагомих доказів необхідності і одного, і другого елемента існування ТО. Якщо звернутися до закону агресії [1], то є вочевидь, що з нього випливає наслідок, який вказує на те, що для ТО необхідна чутливість до дії проти нього, а чутливість є чинником керування протидії. Тобто будь-який ТО існує лише у тому випадку, якщо він має відчутник і силовий елемент у єдиному комплексі. Відсутність одного або іншого елемента цієї дуальності вказує на те, що ТО не існує як матеріальний об'єкт. З першого погляду здається, що це нонсенс, але тим не менш спробуємо довести це явище на досить простих прикладах.

Дослідження реальних ТО вказує на те, що чим складніша його внутрішня побудова, тим більше властивостей створюються у ньому. Але зрощення кількості властивостей потребує відповідної внутрішньої самоорганізації, інакше у супротивному випадку ТО є просто нежиттєздатним.

Тому під самоорганізацією будемо розуміти таку властивість ТО, коли її внутрішня структура побудована таким чином, що надає можливість створювати адекватну реакцію на зовнішні ситуації силовими діями різного характеру [37], наприклад, існує низка наукових праць, які намагаються довести, що первинною ознакою “живого організму” є наявність зворотного зв'язку за принципом: зовнішня дія → чутник → силовий елемент → протидія до зовнішньої.

Елементарний аналіз найпростіших систем доводить що це є хибна теза, тому що на найнижчому рівні побудови ТО зворотній зв'язок відтворюють пружні властивості за ще більш спрощеною моделлю, тобто без яскраво окресленого чутника.

Найпростіша структура самоорганізації це є моноструктурна маса, яка має властивість пружності (рис. 2.10).

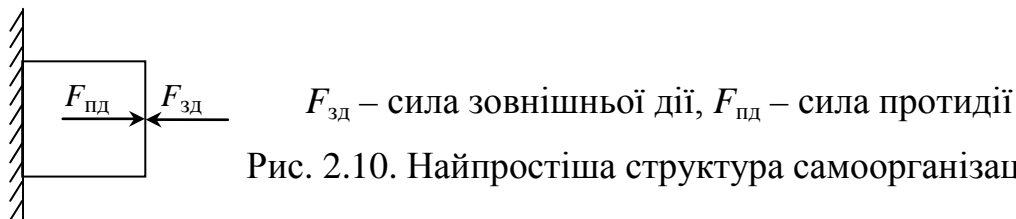


Рис. 2.10. Найпростіша структура самоорганізації ТО

Математична залежність, яка дає опис цьому випадку, має наступний вигляд:

$$F_{пд} = kx = F_{зд} . \quad (2.1)$$

У цьому випадку (2.1) коефіцієнт – k , хоч і є коефіцієнтом пружності, але виконує роль програмного елемента жорсткого типу, який однозначно визначає величину протидії.

Подібних залежностей для ТО існує безліч. Достатньо згадати стискання звичайної пружини, газів, гідравлічні та електричні явища. Аналізуючи залежність (2.1) необхідно зауважити, що у випадку, коли коефіцієнт $k = 0$, сутність ТО не існує як чинник, оскільки цей коефіцієнт є властивістю реальної речовини. Якщо є реальна речовина, то існує її взаємодія з навколишнім середовищем, а немає маси – немає взаємодії. Коефіцієнт взаємодії дорівнює нулю. У технології ТОНТОР не існує ситуації коли на ТО немає ніякої сторонньої дії (навіть у вакуумі). Це є наслідком закону агресії. Що необхідно додати до розгляду цього випадку та це те, що тут чутливий і силовий елементи об'єднані в одне ціле.

Звідсіля і основний недолік цієї системи полягає в тому, що необхідно об'єднати абсолютно протилежні властивості. З одного боку чутливість ЧЕ (м'якість), а з іншого – жорсткість силового. Врешті все схиляється у бік параметрів силового, тобто забезпечення максимального строку існування ТО за рахунок втрати чутливості.

Наступна структура самоорганізації ТО є та, де до силових елементів (СЕ) додаються чутникові, які у своїй структурі мають алгоритм керування СЕ (рис.2.11). Цей алгоритм знов-таки є жорстким, як і в попередньому випадку, але якість керування СЕ тут значно вище.

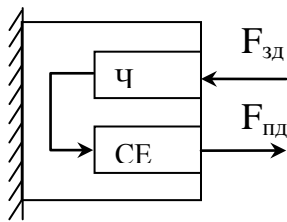


Рис. 2.11. Другий ступінь керування ТО, де:
Ч – чутник, СЕ – силовий елемент

За своєю побудовою елемент чутника є принципово іншим від силового. Основною властивістю ЧЕ є чутливість до якогось обраного чинника довкілля та інформуванні СЕ про необхідність силових дій. У спрощеному варіанті це є вмикання СЕ. Чутливість чутника до тої, чи іншої дії довкілля виробляє у ТО розвиток саме таких властивостей (рис. 2.11).

На наступному етапі розвитку виключно релейний характер зв'язку змінюється на лінійний, тобто чутник не просто керує СЕ, але й надає йому інформацію про можливу потужність дії.

Чинники зовнішньої дії $F_{зд}$ можуть мати досить широкий фізичний та хемічний спектр оточуючих їх фізико-хемічних процесів, як наприклад: тиск, сила фізична, потужність будь-якого випромінювання, акустичні коливання тощо. Як наслідок утворюється велика кількість типів чутників, які спеціалізовано реагують на той чи інший чинник $F_{зд}$. Така спеціалізація призводить до того, що необхідно вирішувати задачу, якому саме чиннику надавати перевагу. У такому випадку у ТО повинен з'явитись система (частина), котра вирішує алгоритм пріоритету того чи іншого чиннику $F_{зд}$ (рис. 2.12).

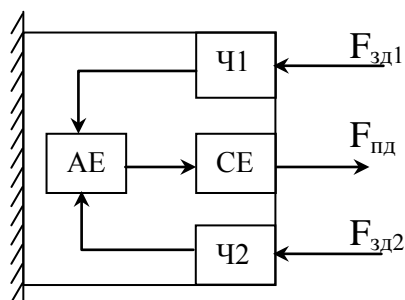


Рис. 2.12. Третій ступінь керування ТО, де:
Ч1 – чутник $F_{зд1}$, Ч2 – чутник $F_{зд2}$,
АЕ – алгоритмічний елемент

Однозначно є вочевидь, що віддати перевагу тому чи іншому чиннику зовнішньої дії дуже важко, особливо, коли вони мають однакову вагу стосовно існування АО. Тому для систем вищенаведеного типу обирається принцип своєчасного попередження.

У цьому випадку один з чутників є налаштований на високу чутливість до свого фізичного параметру, тобто є далекодіючим, і має властивість своєчасного попередження про зовнішню загрозу. Нехай це буде чутник Ч1 (рис. 2.12), який відповідає за своєчасне попередження. Тоді чутник Ч2 підключається лише на останньому етапі. Для того, щоб ТО був готовий до майбутньої протидії, він повинен постійно контролювати не тільки наближення чинника $F_{зд1}$, але і початок дії $F_{зд2}$. Одночасно це неможливо, а тому ТО (рис. 2.12) вдається до звичайної комутації чутників, слідкуючи за їх вихідною інформацією. Така ситуація породжує необхідність в ускладненні всієї системи керування ТО. (рис. 2.13). Тому у ТО з'являється додаткова частка (елемент), яка керується АЕ, основна задача якої є керування частотою опитування ЧЕ та СЕ. Для ТО високого ступеню складності, наприклад будь-який надскладний ТО, є характерним те, що він у своїй побудові має велику кількість ЧЕ і порівняно невелику кількість СЕ.

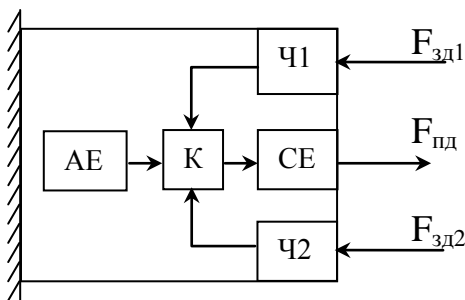


Рис. 2.13. Четвертий ступінь складності керування ТО

Ця ситуація пояснюється тим, що ТО такого типу занадто вразливі стосовно довкілля, тобто існує проблема вчасно залишити небезпечну зону, по-перше і по-друге знайти щось корисне для підтримки свого існування. Як наслідок елементи АЕ вже не мають можливості виконувати свої функції повноцінно оскільки обслуговують найнижчі рівні керування ТО. Для цього об'єкти мають більш складну систему контролю високого рівня. Будується подібна система керування за відповідною ієрархією, де більш вищий за рівнем АЕ відповідає за роботу більш низького за рівнем АЕ (рис. 2.14).

Для таких ТО вищий рівень АЕ перетворюється на головний центр керування який вирішує основну проблему існування. На нижчі рівні покладено задачу виконання елементарного контролю за довкіллям та рух в ньому. Наприклад, у живої істоти, яка має можливість рухатися, цю властивість виконує найнижчий рівень і вона зовсім не думає, як рухати кінцівками, коли це є звичайний технологічний цикл руху, а не будь які специфічні задачі. А от

напрямок руху, швидкість, здолання перешкод є спеціалізацією головного центру керування (ГЦК).

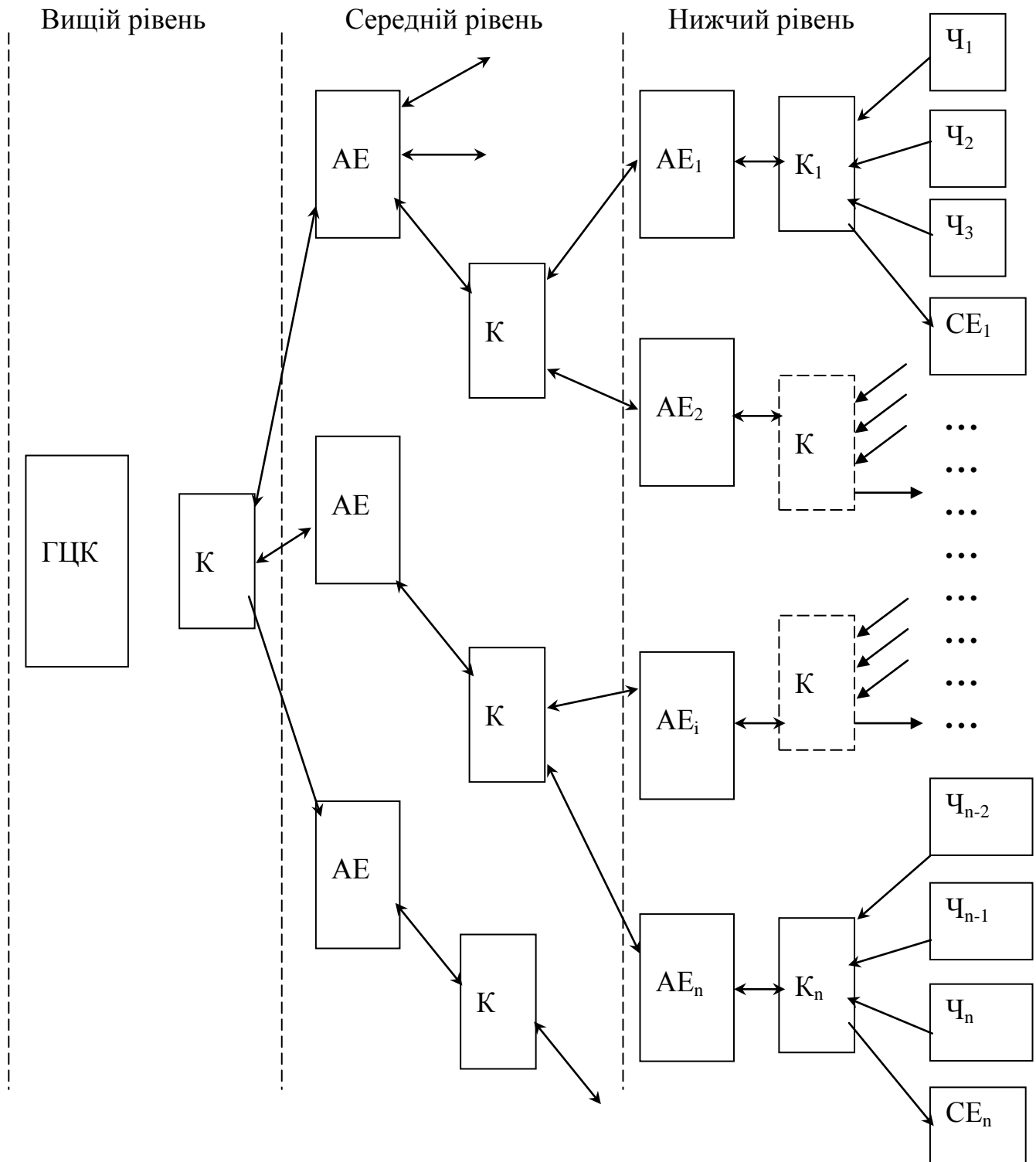


Рис. 2.14. Найвищі системи складності керування ТО

Побудова таких ТО набуває специфічних властивостей та відповідних умов зберігання інформації тощо. З одного боку, необхідно забезпечити високу життєдіяльність ГЦК, тобто виконання функціональних властивостей, а з іншого, вона повинна мати максимально швидкісний зв'язок з інформаційними та силовими елементами.

Перевага знов таки надається системам відчутників, які мають далекодіючі властивості. Так, наприклад, максимально далекодіючий та інформаційно насичений відчутник, повинен бути розташований у безпосередній близькості до ГЦК. Це надає можливість заздалегідь виявити сторонній рухомий об'єкт, визначити його швидкість та проаналізувати за поведінкою.

Оскільки якість роботи чутника є залежною від ступеню концентрації уваги на рухомий об'єкт, то досить суттєвим параметром постає діаграма направленості та максимальної чутливості. При цьому система отримує максимальну далекодію, але є повністю залежною від напрямку та потужності зовнішнього чинника, а, отже, і його відповідні інформаційні здібності.

Відповідно до цієї тези, основна кількість чутників повинна бути розташованою по поверхні ТО таким чином, щоб забезпечити максимальні інформаційні потоки. Це, в першу чергу, чутники торкання, по-друге, температури, по-третє, тиску. Загальне їх призначення – контроль можливих агресивних контактів, і лише на другому рівні - потреб ТО у існуванні. Внутрішня система чутників є елементом контролю функціонування систем ТО, тобто аналогом системи контролю «готовність»

2.6. Зв'язок вихідного сигналу відчутника з діючим чинником торкання

Конструкційно будь-який чутник торкання незалежно від принципу, закладеного в його дію, можна розділити на дві частини. До першої частини треба віднести відчутник з обслуговуючими його пристроями, тобто підсилювачем та пристроями налагодження. Задача цієї частини чутника реагування на діючий чинник торкання з відповідною подачею інформації, а також її максимальне визбирування. Отримана інформація у вигляді електричного сигналу надходить до другої частини чутника, яка повинна утворити сигнал торкання, тобто аналізатора торкання.

Задача цієї частини чутника – на підставі отриманого сигналу розпізнати сигнал торкання і утворити належну інформаційну команду для системи CNS. Всі ці функції об'єднує в собі визбирувач.

Для будь-якого відчутника, що реєструє факт торкання є важливими характеристики чутливості та швидкодії. За виглядом характеристики чутливості до діючого чиннику торкання $A(F)$ можуть бути досить різні, залежно від обраної конструкції відчутника. Проте здебільшого перевага віддається відчутникам з характеристикою чутливості $A(F)$, яка має розвиток за лінійним законом (тобто $y = kx$). Основною причиною використання відчутників з такою характеристикою чутливості є можливість з досить

високою точністю відслідковувати процес торкання. На рис. 2.15 у площині A - O - F відображено таку лінійну характеристику $A(F)$. Характеристика є обмеженою за потужністю діючого чиннику для конкретної конструкції відчутника. Робоча частина його характеристики знаходиться у межах від рівня шуму $F_{ш}$, який утворює на виході відчутника амплітуду шумового рівня $A_{ш}$ з одного боку, та максимальної потужності діючого чиннику F_{max} з відповідною йому амплітудою A_{max} з другого боку.

Окрім того, існує можливість руйнування відчутника при потужності діючого чиннику F_p , але при цьому вихідна амплітуда відчутника не перевищуватиме A_{max} . Чутливість відчутника до діючого чиннику визначається як часткова похідна $\partial A(F)/\partial t$. Ця статична характеристика, що розгорнута у часі за координатою T , утворює робочу площину роботи відчутника. Але ця площа не є загальноробочою, тому що у відчутника існує обмеження за швидкодією. Така характеристика $A(t)$ відображена на площині системи координат A - O - T і є притаманною лише відчутнику торкання і не залежить від швидкості розвитку процесу торкання. Проекція характеристики $A(t)$ на робочу площину відчутника відсікає на ній трикутник OBC , який уявляє собою зону нечутливості. Якщо процес торкання $F(t)$, розвиток якого відображено на горизонтальній площині T - O - F , дає проекцію на робочу площину відчутника лінію OD , кут нахилу якої до осі T менше за кут нахилу лінії OC , яка обмежує робочу зону, то процес реєстрації торкання відчутником відбувається нормально без спотворень. У протилежному випадку це відбивається на швидкодії подачі інформації та зниженні вихідної амплітуди. Тобто відчутник проявляє явні інтегруючі властивості. Краще це можна побачити, якщо робочу площину відчутника розгорнути у двокоординатній системі, відповідно промасштабувавши характеристику $A(F)$ (рис. 2.16). У такому випадку отримується узагальнена характеристика відчутника $A(F,t)$. Коефіцієнт масштабування функцій k_A визначиться через кут повороту робочої площини:

$$k_A = \frac{\sqrt{1 + [A(F)]'}}{[A(F)]'} \quad (2.2)$$

З огляду на отримання максимальної швидкодії є безумовним розглядання характеристики відчутника виключно в межах амплітуд від нуля до A_{max} і від нуля до t_{max} у часі. Звідсіля слідує висновок, що при будь-якому нахилі характеристики $A(F,t)$ інтервал довіри до роботи відчутника знаходиться в межах від $t_{ш}$ до t_{max} у часі та від $A_{ш}$ до A_{max} по амплітуді. У супротивному випадку сигнал торкання або не буде отриманий, або буде отриманий із затримкою по відношенню до основного процесу.

Сигнал, який надходить з відчутника, необхідно проаналізувати з погляду довіри на торкання, оскільки, як було вказано у [13], така перевірка завжди необхідна. Ця перевірка здійснюється другою частиною чутника – аналізатором торкання.

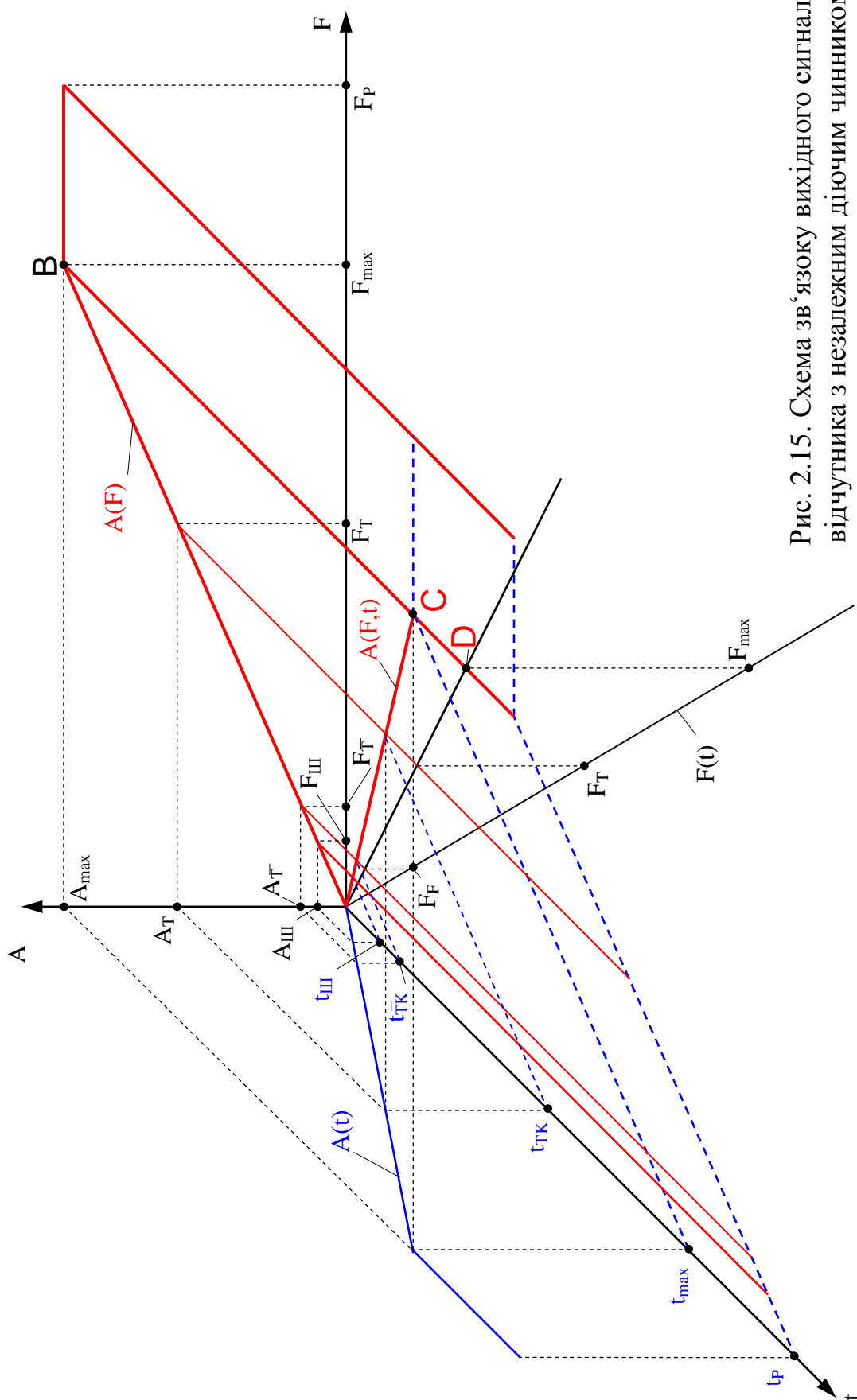


Рис. 2.15. Схема зв'язку вихідного сигналу відчутника з незалежним діючим чинником торкання (апроксимовані характеристики).

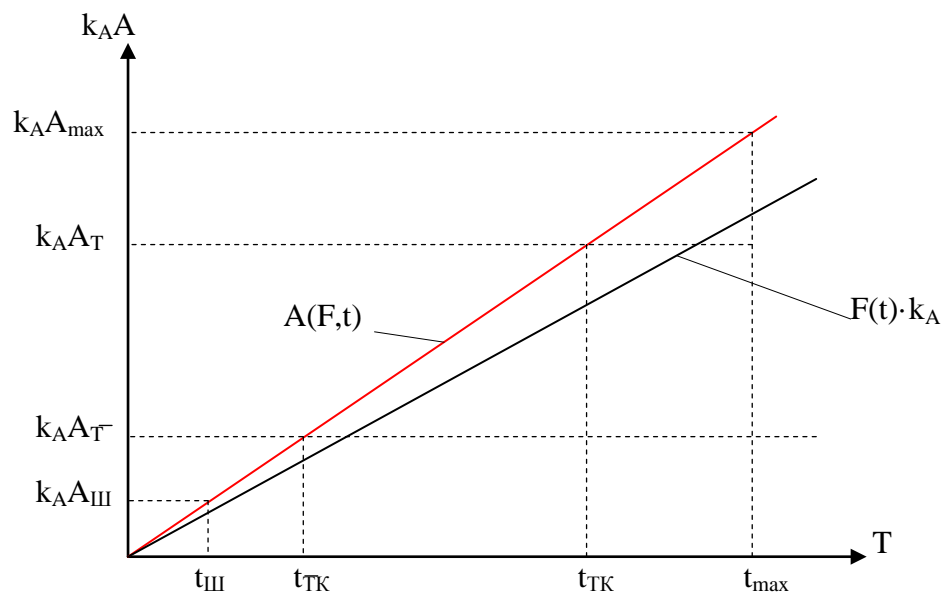


Рис. 2.16. Узагальнена характеристика відчутника торкання

Такий аналіз проводиться за встановленими рівнями $U_I \equiv A_T$ та $U_s \equiv A_T$ та тривалістю сигналу.

За принципом дії аналізатори торкання можна розподілити на п'ять основних видів.

До першого типу треба віднести аналізатори, які визначають торкання за простим збільшенням миттєвої амплітуди. Такі аналізатори мають єдиний захист від перешкоди – це високий рівень реакції на вхідний сигнал і повинні використовуватись тільки у випадках низької зашумленості робочої зони. Тому у сучасних умовах виробництва не використовуються у чистому вигляді.

До другого типу необхідно віднести інтеграційні аналізатори. Цей тип аналізаторів визначає торкання за амплітудою та тривалістю утримання цієї амплітуди відчутником. Він є найбільш розповсюджений внаслідок своєї конструкційної простоти. Але має суттєвий недолік – низька стабільність сталої часу процесу інтегрування, причиною якої є температурні вади електронних елементів. Мала стабільність у часі дає похибку визначення початку моменту торкання і, як наслідок, невизначеність коригуючої поправки [38, 39].

РОЗДІЛ 3. ЄДИНИЙ ЕЛЕМЕНТАРНИЙ ВІДЧУТНИК

Створення будь-якого сучасного технічного пристрою, приладу або навіть виробничої лінії не може бути реалізоване без широкої гами чутників, які виконують дуже специфічну роль у їх роботі. Сутність функцій, які вони виконують є зв'язаною з колами постачання необхідної інформації та у замкненні кіл автоматичного керування. Ця роль (функція) є досить вагомою у загальному результаті досягнення високої точності, як системами керування, так і кінцевого продукту виробництва, тобто отримання вищезначених систем з високоякісними показниками. Тому є необхідність розглядати систему чутника як загальнотехнічне явище, що притаманне переважній кількості приладів, механічних систем, радіоелектронних тощо.

3.1. Основи теорії єдиного елементарного відчутника

Більш достеменний аналіз доводить, що практично будь-який прилад є можливість розглядати як ланцюг чутників, котрі утворюють інформаційні перетворення енергетичних потоків. Так, наприклад, будь-який радіоелектронний пристрій може розглядатися, як ланцюг чутників, котрі переробляють сигнал-подразник за потужністю, формою, спектром тощо. Все це вказує на те, що існує закономірна послідовність у обробці сигналу, тобто: фізико-хімічний подразник – елемент чутливості – інформаційний визбирувач. Аналізуючи все вищезгадане є можливість визначити приблизні класифікаційні ознаки, котрі відображені на рис. 3.1. Ця класифікаційна система утворена на засадах того, що існує у сучасній техніці цього класу приладів. Наврядчи таку класифікацію можливо назвати задовільною, оскільки при більш прискіпливому погляді вона має більше недоліків ніж позитивних рис у порівнянні з іншими [40]. Так, наприклад, якщо горизонтальна класифікація за принципом: фізико-хімічне явище, відчутник-визбирувач тощо, є задовільною, то класифікація по вертикалі не витримує ніякої критики. У зв'язку з чим авторами було досліджено питання побудови єдиного базового елементу. Аналіз всіх відомих фізико-хімічних процесів вказує на те, що задля наведення елементарного порядку всі ці явища необхідно поділити на дві великі групи, тобто механічні та електромагнетні. Але, навіть, тут необхідно зробити зауваження, бо всі електромагнетні явища є наслідком механічного руху електричних зарядів, хвиль тощо. Окрім того, переважна більшість механічних чутників має на меті утворення інформаційного електричного сигналу, але це є вторинне явище за своєю сутністю. Стосовно хімічних, біологічних процесів та реакції на них чутників необхідно зауважити теж саме, тобто їхню електромеханічну сутність. Розглядаючи весь процес відчуття перетворень, котрі відбуваються у чутнику, як у приладі або системі, нам необхідно зосередитися на відчутнику та визбирувачі, тому що ці дві частини чутника є керованими.

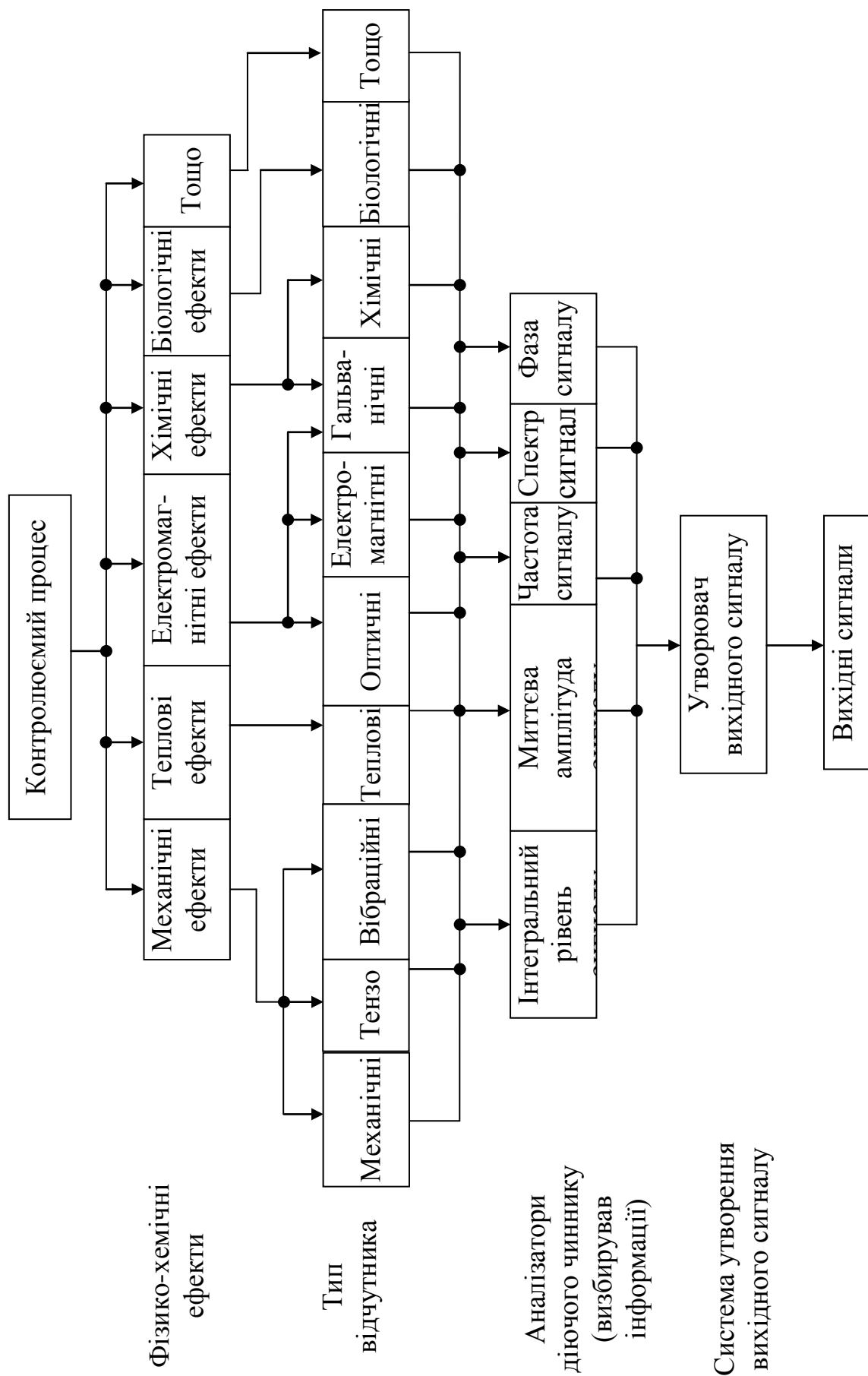


Рис. 3.1. Типовий шлях створення пристроїв та систем контролю фізико-хімічних процесів.

Перший чинник, тобто фізико-хемічний процес, не є нам підвладним, оскільки за умовою є незалежним і некерованим. Тому його необхідно сприймати таким, який він є. Існує ще одна теза, яка вимагає такого погляду на процес, як фізичної сутності – це умова ідеалізації моделі роботи чутника як сталого приладу. Це не є нова теза, тому що будь-який відчутник (чутник) перевіряється на реакцію до зовнішнього подразника, на який він налаштований.

Більшість відчутників має засадну перевірку на одиничну та $\delta(t)$ – функцію, тобто перехідні процеси, які описують швидкісні процеси, але не більш, і тому розглядаються як закінчений елемент зі своєю передаточною функцією. На цей час існує дві узагальнені моделі коливального процесу механічних і електромагнетних систем, котрі мають однаковий математичний опис процесу [41]. Як наслідок вони мають і однакові диференціальні рівняння з наступним узагальненим виглядом:

$$A \frac{dQ}{dt} + BQ + C \int dQ = \varphi(t) \quad (3.1)$$

де A, B, C - коефіцієнти пропорційності,

$\varphi(t)$ - функція незалежного подразника (діючий чинник)

Q - відгук-функція.

Висновки, які можна зробити з вищесказаного, вказують на те, що відчутник, як частка чутника визначає переважну більшість якісних показників ніж вибірювач і, тому саме на цій його частині необхідно зосередити загальну увагу.

Ще один чинник, котрий викликає загальну увагу до відчутника: він зазвичай розташовується безпосередньо у тому просторі, де відбувається процес, на який він повинен відреагувати. Звідсіля є абсолютно ясным той висновок, що присутність відчутника у просторі вимірювання не повинно негативно впливати на результати вимірювання, тобто зворотній зв'язок повинен бути зведений нанівець. З іншого боку вимоги високої чутливості вимагають геометричної деформації відчутника або по еквіпотенційній площині, або по силовій лінії діючого чиннику подразника.

Зрозуміло, що дотриматись цього практично неможливо, і тому всі відчутники будуються у двох напрямках. Першим напрямком є геометрична побудова відчутника у випадку, коли існує закінчена досконала геометрія діючого чиннику, наприклад, коло, куля, площина тощо. Другим напрямком побудови геометрії відчутників необхідно визначити дискретизацію ЧЕ у вигляді гнучких елементів форми прямокутника, паралелепіпіда та циліндра. На цей час трапляються моделі відчутників побудовані як за першим, так і за другим напрямком. Але, не зважаючи на це, ніхто не звертає можливість моделюючого зв'язку між цими напрямками. Тим не менше досить легко побачити, що такий зв'язок існує між двома напрямками у вигляді моделі елементарної ідеалізованої частки відчутника. Використовуючи такий ідеальний чутливий елемент є можливість побудувати чутливі елементи будь-

якої геометрії залежно від вимог. Якщо перебудувати класифікацію у запропонований вище спосіб, то отримуємо класифікацію, відображену на рис.3.2. З цієї класифікації видно, що ідеалізований ЧЕ повинен мати якості механічного і електромагнетного, залежно від висунутих умов роботи.

Тобто у підсумку усе вище наведене обумовлює наступні вимоги до ідеального ЧЕ:

- по-перше, висока чутливість до фізико-хімічного принципу роботи;
- по-друге, безперервність властивостей у межах як самого елемента та його групового об'єднання за для виконання належних функцій;
- по-третє, за своєю геометрією елемент повинен легко інтегруватися у загальній задачі побудови відчутника.

Спробуємо виконати визначені умови і побудувати подібний елемент. Для цього необхідно виконати наступні умови:

- згідно першого зауваження припускаємо, що є елементарна маса відчутника Δm , котра має властивість полічутливості до будь-якого фізико-хімічного процесу залежно від вимог до нього;
- згідно другої вимоги, що визначений нами елемент має відповідні властивості приймемо як аксіому, тобто він є часткою єдиного цілого, якому притаманні всі властивості цілого;
- у третій тезі необхідно зауважити, що це є кінцева геометрія, яка у початку має найбільш раціональну форму з погляду інтегрування, і має обмеження за кількістю варіантів, звідкіля є наступне, що найбільш ефективною формою буде циліндр, або його наближення до паралелепіпеда.

Такий підхід до побудови елементарного відчутника дає наступні наслідки. Якщо визначена кінцева маса елемента Δm , то як наслідок вона має зв'язок з об'ємом відчутника ΔV , його питомою вагою m_0 , та геометрією, тобто розмірами площини перерізу ΔS , радіусом Δr та товщиною Δl . Перше, що необхідно зробити, це ввести можливі межові випадки у геометрії (рис. 3.3). У першому випадку це плескате тіло, котре має максимальний радіус Δr_{max} , але мінімальну товщину Δl_{max} . У другому це повинні бути циліндри, для яких виконується умова $2\Delta r = \Delta l$ та $\Delta r = \Delta l$. Для третього випадку існує мінімальний радіус Δr_{min} циліндра з максимальною довжиною Δl_{max} . У інших випадках геометрію цих елементів необхідно розглядати як похідні від перших трьох, тобто прямокутники, куби, паралелепіпеди тощо (рис. 3.3, г, д, е). Основним чинником, котрий впливає саме до вибору таких геометричних форм пояснюється тим, що необхідно визначатися з напрямком максимальної чутливості до чиннику збудження у ньому сигналу.

Для всіх запропонованих геометричних форм напрямок максимальної чутливості співпадає з віссю симетрії. Дотримуючись цієї засади є можливість стверджувати, що площа перерізу у поперек осі симетрії повинна забезпечувати сприйняття енергетичних навантажень у такий спосіб, щоб виконати свої технічні вимоги.

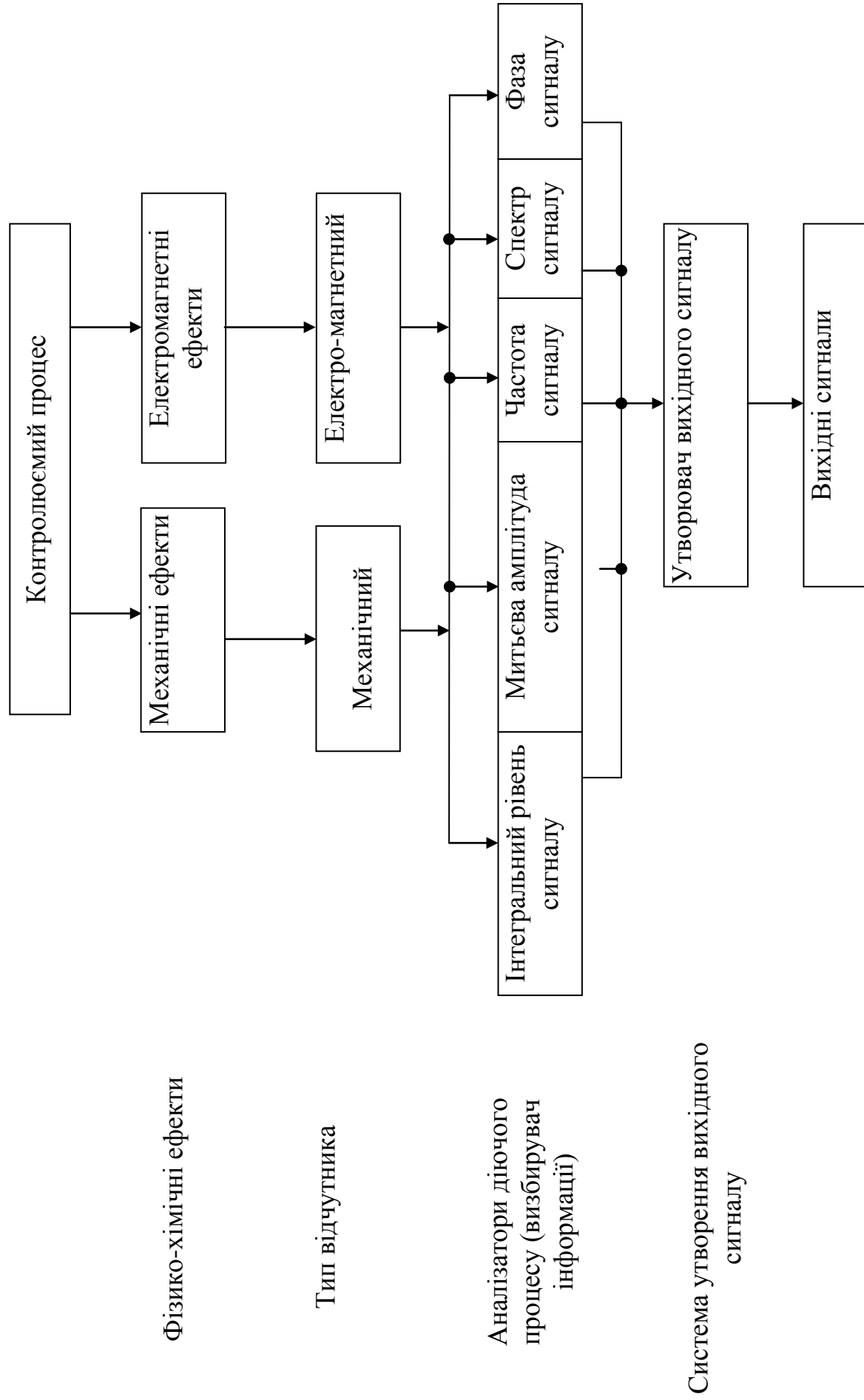


Рис. 3.2. Узагальнений ідеалізований шлях створення пристроїв та систем контролю фізико-хімічних процесів

Тобто існують такі розміри елемента, які дозволяють реєструвати мінімально необхідну енергію E_{min} та максимально можливу E_{max} , які впливають на нього. Тут варто зауважити, що максимальна енергія, яку може поглинути тіло елемента є прямо залежне від його питомої ваги – m_0 . Чим більше енергетичне навантаження, тим більшою повинна бути питома вага елемента.

У випадку, коли вектор енергетичної дії діє під кутом до осі відчутника утворюється сигнал, який за своєю величиною є пропорційним проекції цього вектору на його вісь. Оскільки при побудові відчутників у першу чергу переважають задачі отримання високої чутливості і тільки потім максимального навантаження, то звідсіля можна зробити висновок, що основним чинником, який впливає на показник чутливості є або площа перетину ΔS , або довжина елемента Δl .

Здебільшого у техніці всіх цікавить чутливість чутника, і тільки потім його швидкодія. Спробуємо простими логічними побудовами довести це.

Як було зумовлено будь-який елемент відчутника має чітку залежність поглинаємої енергії від своєї питомої ваги m_0 . Зв'язуючи усе це у одне ціле є можливість стверджувати наступне. Якщо існує сталий енергетичний потік з щільністю E/S де $S < \Delta S$, то елемент відчутника за геометрією диска (рис.3.3,а) опиниться у двох критичних ситуаціях:

- частка елемента об'ємом $S \cdot \Delta l$ (рис. 3.3,а) не зможе виконати технологічне завдання оскільки його товщина Δl не буде відпрацьовувати необхідну функцію перетворення;
- частка елемента об'єму $S \cdot \Delta l$ (рис. 3.3,а) знаходитиметься під таким енергетичним навантаженням, що не зможе його витримати, і це призведе до руйнування цієї частки.

Звідкіля впливає висновок, що за напрямком енергетичного потоку довжина елемента повинна бути збільшеною до таких розмірів, щоб виконувалася умова $S \cdot \Delta l = \Delta V$. Тобто збільшення щільності енергетичного потоку вимагає однозначного збільшення товщини Δl та зменшення площі перерізу ΔS .

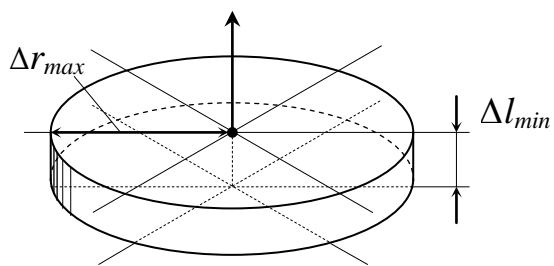
Отже, якщо існує енергетичний потік потужністю Q , який падає на поверхню відчутника ΔS_i і утворює на цій поверхні енергетичну щільність:

$$G = \frac{Q}{\Delta S}; \quad (3.2)$$

то за умови, що $\Delta V = m_0 \Delta S \Delta l$, функція $\Delta l = f(Q)$ має вигляд:

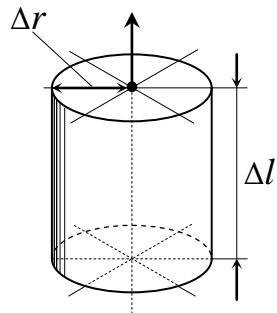
$$\Delta l = \frac{\Delta V}{m_0 \Delta S} = \frac{\Delta V \cdot G}{m_0 Q} \quad (3.3)$$

Досить легко збагнути, що між функціями $\Delta l = f(Q)$ та $\Delta l = f(\Delta S)$ існує однакова залежність (рис. 3.4), тобто це є достеменний факт.



$$\pi \cdot \Delta r_{\max}^2 \cdot \Delta l_{\min} = \Delta V_r$$

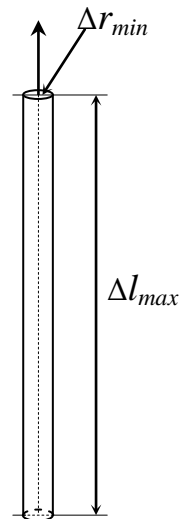
а)



$$2 \cdot \Delta r = \Delta l$$

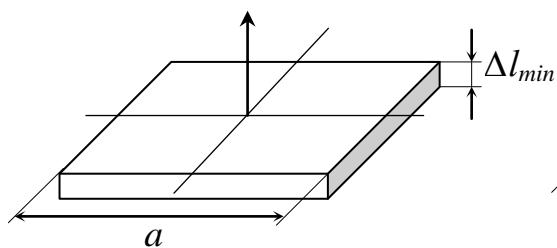
$$\pi \cdot \Delta r^2 \cdot \Delta l = \Delta V_r$$

б)



$$2 \cdot \pi \cdot \Delta r_{\min}^2 \cdot \Delta l_{\max} = \Delta V_r$$

в)

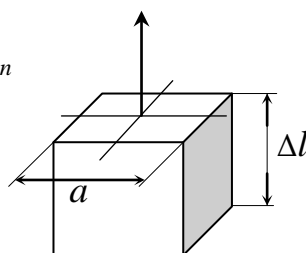


Δl_{\max}

$$a^2 = \pi \cdot \Delta r^2$$

$$a^2 \cdot \Delta l_{\min} = \Delta V_r$$

г)

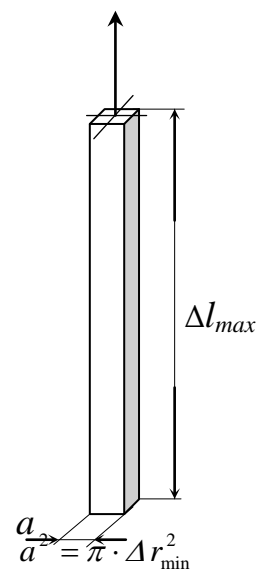


$$a^2 = \pi \cdot \Delta r^2$$

$$a^2 \cdot \Delta l = \Delta V_r$$

$$a = \Delta r \cdot \sqrt{\pi}$$

д)



$$\frac{a}{a} = \pi \cdot \Delta r_{\min}^2$$

$$a^2 \cdot \Delta l_{\max} = \Delta V_r$$

$$a = \Delta r_{\min} \cdot \sqrt{\pi}$$

е)

Рис.3.3. Базові геометрії ідеального елемента відчутника, де а – диск, б – циліндр, в – паличок — основні геометрії та г – квадрат, д – куб, е – сірник — додаткові.

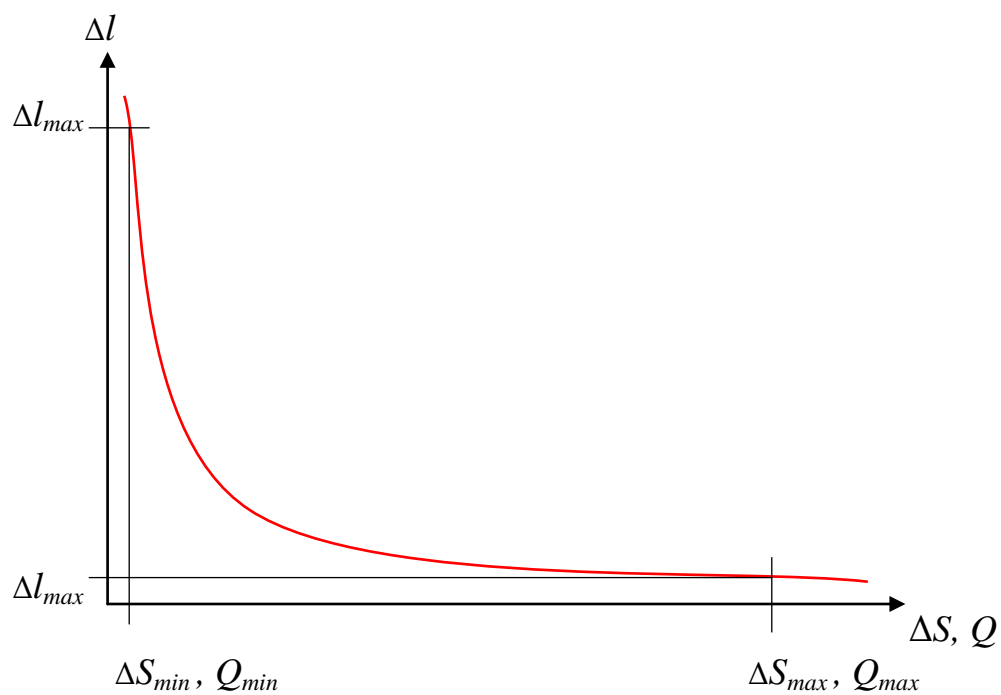


Рис. 3.4. Залежність між площею перерізу ΔS , товщиною Δl та енергетичним потоком Q

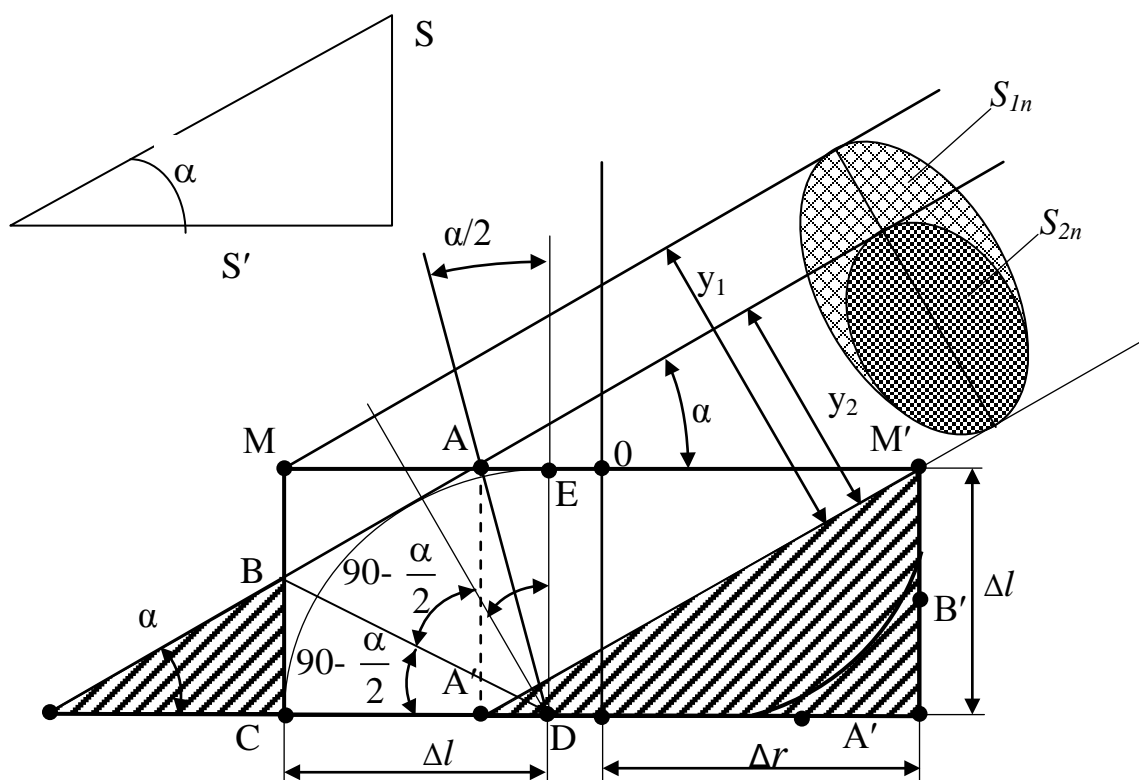


Рис. 3.5. Вирішення задачі з ефективного об'єму елементарного відчутника (вигляд збоку)

$$\sin \alpha = \frac{S}{S'}, \quad S' = \frac{S}{\sin \alpha}$$

Площа ефективного перерізу S_{2n} за формою теж є наближеною до еліпсу:

$$S_{2n} = \left(2\Delta r^2 \arcsin \frac{\sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha}}{2\Delta r} - \frac{1}{2} \Delta l \cos \alpha \sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha} \right) \sin \alpha \quad (3.4)$$

Площа неефективного перетворення: $S_{nen} = S_{In} - S_{2n}$

$$S_{nen} = \left[\Delta r^2 \left(\pi - 2 \arcsin \frac{\sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha}}{2\Delta r} \right) + \frac{1}{2} \Delta l \cos \alpha \sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha} \right] \sin \alpha. \quad (3.5)$$

Безпосередньо на площину поверхні відчутника припадають наступні енергетичні потоки:

$$Q_1 = G \pi \Delta r^2 \sin \alpha; \quad (3.6)$$

$$Q_2 = G \left(2\Delta r^2 \arcsin \frac{\sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha}}{2\Delta r} - \frac{1}{2} \Delta l \cos \alpha \sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha} \right) \sin \alpha; \quad (3.7)$$

$$Q_{nen} = G \left[\Delta r^2 \left(\pi - 2 \arcsin \frac{\sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha}}{2\Delta r} \right) + \frac{1}{2} \Delta l \cos \alpha \sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha} \right] \sin \alpha. \quad (3.8)$$

Коефіцієнт ефективності роботи відчутникового елементу, залежний від кута α :

$$k_Q = \frac{Q_2}{Q_1} = \frac{G \left(2\Delta r^2 \arcsin \frac{\sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha}}{2\Delta r} - \frac{1}{2} \Delta l \cos \alpha \sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha} \right) \sin \alpha}{G \pi \Delta r^2 \sin \alpha} = \quad (3.9)$$

$$= \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{\sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha}}{2\Delta r} - \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta l}{\Delta r^2} \sqrt{4\Delta r^2 - \Delta l^2 \cos^2 \alpha} \times \cos \alpha.$$

Для визначення ефективності використання по об'єму необхідно знати два параметри. По-перше, це об'єм самого елементу (циліндр):

$$V_u = \pi \cdot \Delta r \cdot \Delta l = \pi \cdot \Delta r^2 \sqrt{R^2 - (R - 2\Delta r)^2} = \pi \cdot \Delta r^2 \sqrt{4R \cdot \Delta r - 4\Delta r^2}^2 \quad (3.10)$$

$$= 2\pi \cdot \Delta r^2 \sqrt{\Delta r(R - \Delta r)};$$

Та об'єм, який працює з перевантаженням (рис. 3.5), тобто Δl не витримує енергетичного навантаження:

$$V_{ABM} = \pi \cdot \left[\begin{aligned} & R^2 \sqrt{\Delta r(2R - \Delta r)} - \frac{\Delta r(2R - \Delta r) \sqrt{\Delta r(2R - \Delta r)}}{3} - \\ & - 2(R - r) \left(\frac{R^2}{2} \arcsin \left(\sqrt{\frac{2\Delta r}{R} - \left(\frac{\Delta r}{R} \right)^2} \right) + \frac{1}{2} (R - \Delta r) \sqrt{\Delta r(2R - \Delta r)} \right) + \\ & + (R - \Delta r)^2 \sqrt{\Delta r(2R - \Delta r)} \end{aligned} \right] \quad (3.11)$$

Об'єм, який корисно використовується:

$$V_{2n} \approx S_{2n} \cdot \Delta l - \frac{2}{3} \Delta r^3 \left(\frac{1 + 2 \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \cdot \operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \alpha} \right) \quad (3.12)$$

де n коливається у межах від $\Delta r = \Delta l$ залежно від кута α :

$$V_{2n} = \Delta r^3 \left[2 \arcsin \sqrt{1 - \left(\frac{\cos \alpha}{2} \right)^2} - \cos \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{\cos \alpha}{2} \right)^2} - \frac{2}{3} \frac{1 + 2 \operatorname{tg} \alpha \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}{\operatorname{tg} \alpha} \right] \quad (3.13)$$

при $2\Delta r = \Delta l$ залежно від кута α

$$V_{2n} = 2\Delta r^3 \left[2\alpha - \cos \alpha \sin \alpha - \frac{1}{3} \frac{1 + 2 \operatorname{tg} \alpha \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}{\operatorname{tg} \alpha} \right] \quad (3.14)$$

При цьому коефіцієнт корисного використання об'єму буде при $\Delta r = \Delta l$ залежно від кута α :

$$V_{2n} = \frac{1}{\pi} \left[2 \arcsin \sqrt{1 - \left(\frac{\cos \alpha}{2} \right)^2} - \cos \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{\cos \alpha}{2} \right)^2} - \frac{2}{3} \frac{1 + 2 \operatorname{tg} \alpha \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}{\operatorname{tg} \alpha} \right] \quad (3.15)$$

при $2\Delta r = \Delta l$ залежно від кута α

$$V_{2n} = \frac{2}{n} \left[2\alpha - \cos \alpha \sin \alpha - \frac{1}{3} \frac{1 + 2 \operatorname{tg} \alpha \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}{\operatorname{tg} \alpha} \right] \quad (3.16)$$

Спрощений розгляд показує, що при зменшенні кута α ефективність використання маси відчутника Δm падає.

Так для випадку $\Delta r = \Delta l$ ефективне використання робочої маси:

$$k_{m\alpha} = \frac{\Delta m_{\alpha=0}}{\Delta m_{\alpha=\frac{\pi}{2}}} = \frac{\frac{2}{3} \pi m_0 \Delta l^3}{\pi m_0 \Delta r^2 \Delta l} = \frac{2}{3} \frac{\Delta l^2}{\Delta r^2} = \frac{2}{3}. \quad (3.17)$$

Коефіцієнт ефективності енергетичних перетворень:

$$k_{\varrho} = \frac{2}{\pi} \arcsin \sqrt{1 - \frac{\cos^2 \alpha}{4}} - \cos \alpha \sqrt{1 - \frac{\cos^2 \alpha}{4}}, \quad (3.18)$$

тобто третина елемента працює у незадовільному режимі.

Для випадку, коли $2\Delta r = \Delta l$:

$$\Delta m_{\alpha=0} = \frac{\pi}{3} m_0 \Delta r^3. \quad (3.19)$$

Коефіцієнт використання маси елемента:

$$k_{m\alpha} = \frac{\Delta m_{\alpha=0}}{\Delta m_{\alpha=\frac{\pi}{2}}} = \frac{\frac{1}{3}\pi m_0 \Delta r^3}{\pi m_0 \Delta r^2 \Delta l} = \frac{1}{3} \frac{\Delta r}{\Delta l} = \frac{1}{3} \frac{\Delta r}{2 \times \Delta r} = \frac{1}{6}. \quad (3.20)$$

Коефіцієнт ефективності енергетичних перетворень:

$$k_Q = 1 - \frac{1}{\pi} \cos \alpha, \quad (3.21)$$

тобто 5/6 елементу працює незадовільно.

Збільшення співвідношення $\Delta l / \Delta r$ призводить до наступних наслідків. Для випадку $\Delta r \ll \Delta l$ маса неефективного використання:

$$\Delta m_{\alpha=\frac{\pi}{2}} = \frac{\pi}{3} m_0 \Delta r^2 \Delta l \left(1 - \frac{1}{2} \sin \alpha \right). \quad (3.22)$$

Коефіцієнт використання маси елементу:

$$k_{m\alpha} = \frac{\Delta m_{\alpha=\frac{\pi}{2}}}{\Delta m_{\alpha=\frac{\pi}{2}}} = \frac{\frac{1}{3} \pi m_0 \Delta r^2 \Delta l \left(1 - \frac{1}{2} \sin \alpha \right)}{\pi m_0 \Delta r^2 \Delta l} = \frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{2} \sin \alpha \right). \quad (3.23)$$

коефіцієнт енергетичних перетворень визначається як $\lim_{\Delta r \rightarrow 0} k_Q$ при умові, що

$$\frac{2\Delta r}{\Delta l} = \sin \alpha, \text{ тобто:}$$

$$k_Q = \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{2\Delta r \Delta l} - \frac{1}{2\pi \Delta r^2} \times \cos \alpha. \quad (3.24)$$

Більш достеменний розгляд цього випадку доводить, що необмежене зростання довжини призводить до ефективного використання лише одної шостої його об'єму.

3.2. Векторна модель вибору ЄВ

Якщо розглянути сучасні класифікації принципів дії відчутників та їх конструкцій [42], то однозначно можна стверджувати те, що вони є вкрай незадовільні.

Причиною такої неузгодженості є те, що всі вони побудовані за конструкційно-фізичними засадами, які до того ж досить слабо поєднуються в одне цілісне поняття. Наведемо приклад. Так, у роботі [43] існують два розділи, один з яких присвячено пружним елементам (тензоелемент), а другий - електромагнетним перетворювачам (відчутникам). Є ще і третій, де розглядається те ж саме питання. Здавалося б, що нічого спільного між цими розділами не може бути. Тим не менш, якщо необхідно знайти чутливий до силових навантажень елемент, то його можна знайти у всіх трьох розділах, але всі вони мають різну назву, тому що вона будується на конструктивно-фізичних засадах. Це не дає можливості правильно зорієнтуватися у величезній кількості

конструкцій. Дослідження цього питання показує, що в основі класифікації повинен бути застосований фізико-математичний принцип, який надає можливість чітко розрізняти відчутники за їх чутливістю до зовнішніх чинників, на які повинна бути налаштована їх дія. В основі такої взаємодії повинно бути покладено чутливість матеріалу відчутника до діючого фізичного чиннику, потім конструкційні особливості, які визначають очікуваний результат. Так, наприклад, для виконання тензорезистора, який є чутливим до деформацій, необхідний матеріал, який має залежність за двома параметрами, тобто електропровідність та її залежність від деформацій. На другому етапі реалізації стоїть конструкція, тобто суто геометрична форма [43]. П'єзоелектричні елементи знов-таки мають чутливість до деформацій матеріалу з наступним виробленням електричного сигналу і тільки потім з'ясовуються конструкційні особливості [44]. Магнітопружні елементи вимагають феромагнітного матеріалу, у якого магнітна проникність є залежною від силового навантаження на осердя. І тільки потім вирішується питання про конструкційні особливості [43]. Таких прикладів можна наводити безліч, але дуже чітко проглядається тенденція, коли чутливістю повинен володіти, у першу чергу, матеріал, і вже потім вона як чинник впливу дозволяє отримати довершену конструкцію чутливого елементу.

Оскільки роботу чутливого елементу можна описати диференціальними рівняннями вільних коливань, коефіцієнти якого вміщують в собі і властивості матеріалів, і конструкційні особливості, то існує можливість, прирівнюючи нулю той чи інший параметр, отримати математичний опис його властивостей від заданих вимог.

Користуючись вище обумовленим було запропоновано до використання векторну конструкцію чутливого елементу, зображеного на рис. 3.6. В основі цієї векторної конструкції є трирівнева шестикутна призма, побудована на засадах електромеханічних аналогій (щоб не робити малюнок громіздким для розуміння внутрішні зв'язки не відображено). При такому розгляді зовнішня призма (а) розглядається як контур фізичної взаємодії зовнішнього чиннику (який підлягає вимірюванню) з фізичними властивостями матеріалу, який повинен бути використаний при побудові чутливого елементу відчутника. Наступна призма (б) повинна розглядатися як контур визначення геометрії чутливого елемента відчутника. Внутрішній контур (в) визначає конкретні конструкційні особливості відчутника. По центральній осі розташовано ідеалізовані відчутники, параметри яких є недосяжними через вади, які притаманні використаним матеріалам та їх конструкціям. Верхня площина (чисто електричних властивостей) дає опис всіх процесів, які стосуються виключно електричних явищ. Нижня площина (чисто механічних властивостей) дає опис виключно механічних явищ. У середині площина (межа дуальності), яка має подвійний характер (дуальність), де повинні сходиться два фізичних явища, тобто електричні та механічні коливальні процеси зливаються у одне

ціле. Саме у цій точці призми відчутника ми маємо опис тієї конструкції, яка відчуває усі зовнішні чинники.

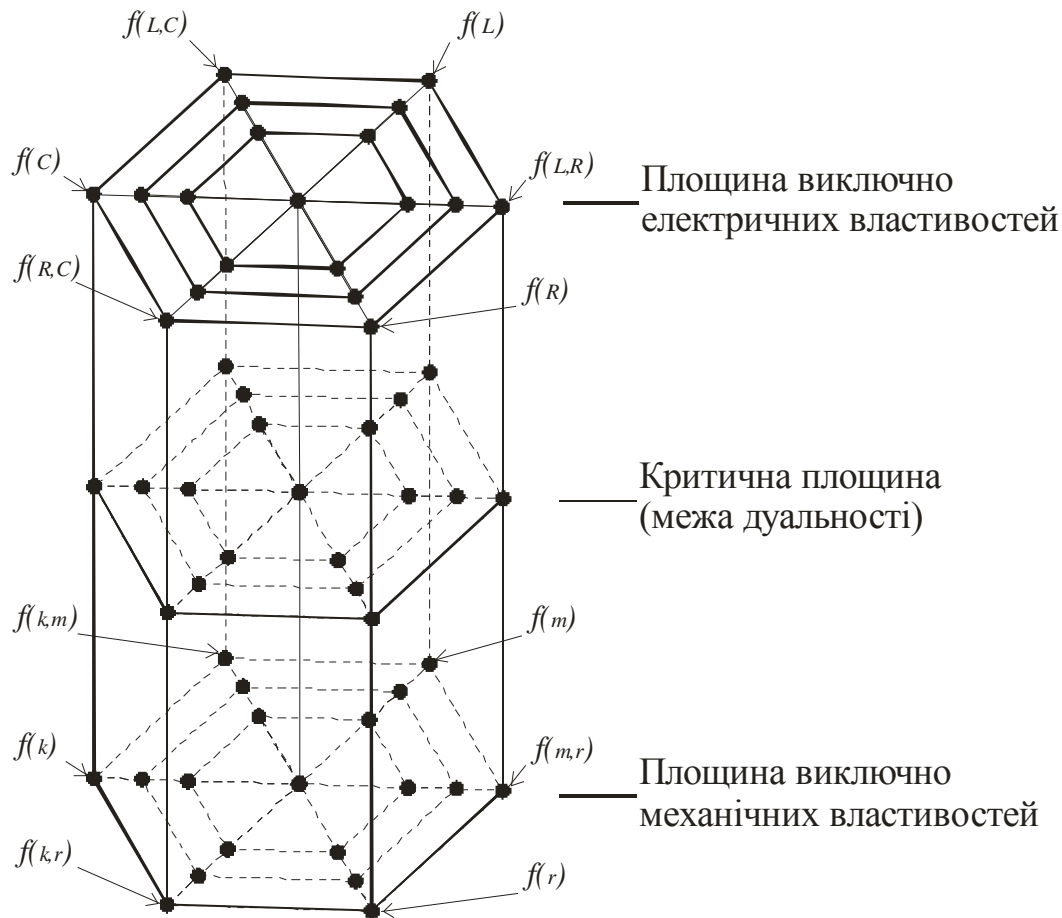


Рис. 3.6. Узагальнена векторна математична модель побудови СЕВ,
де L - індуктивність; C - ємність; R - опір; m - маса; k - жорсткість; r - в'язке тертя

По діагоналях ($f(L,C) - f(R)$, $f(L) - f(R,C)$, $f(C) - f(L,R)$, тощо) фігурують фізичні закони, на які повинен реагувати майбутній відчутник (наприклад, електричний). До того ж вони, хоч і виходять з одного спільного коливального процесу, проте мають негативний характер один до одного. Так, наприклад, якщо необхідно мати чутливий елемент на засадах функції $f(L,C)$, то споріднена функція (діагонально протилежна) - $f(R)$ матиме негативний характер щодо досягнення необхідної мети. Відповідно відчутник, побудований на засадах функції $f(R)$, матиме негативний вплив від функції $f(L,C)$.

Доволі простий випадок подібної ситуації виникає, коли при налагодженні роботи тензометричних відчутників великою проблемою є наявність ємності

монтажу. Отже, як наслідок, виникає необхідність у спеціальних схемних рішеннях та компенсаторах ємності [43, 44]. Аналогічних прикладів безліч.

Автори вважають, що подібне вирішення проблеми дає можливість повністю класифікувати всі чутливі елементи, оскільки:

- всі існуючі прилади розподіляються на три великих класи:
 - 1) класичні електричні з загальним математичним описом у вигляді функції – $f(R, L, C)$ (Е-клас);
 - 2) класичні механічні з загальним математичним описом у вигляді функції – $f(r, m, k)$ (М-клас);
 - 3) класичні електромеханічні з загальним математичним описом у вигляді функції – $f(R, L, C) + f(r, m, k)$ (ЕМ-клас).
- кожний з цих класів розподіляється на шість підкласів:
 - 1) $[f(L, C)], [f(L)], [f(L, R)], [f(R)], [f(R, C)], [f(C)]$;
 - 2) $[f(k, m)], [f(m)], [f(m, r)], [f(r)], [f(k, r)], [f(k)]$;
 - 3) $[f(L, C), f(k, m)], [f(L), f(m)], [f(L, R), f(m, r)], [f(R), f(r)], [f(R, C), f(k, r)], [f(C), f(k)]$.

- подібна класифікація надає можливість визначитися, яких саме систем відчутників та чутників не існує на цей час.

Користуючись цією методикою є можливість ідентифікувати та маркувати будь-який чутливий елемент. Наведемо прості приклади:

- відчутник типу Е-Р є чутливим до електрофізичних властивостей електричного опору матеріалу;
- відчутник типу М-т є чутливим до фізико-механічних властивостей маси матеріалу;
- відчутник типу ЕМ-Ск є чутливим до фізико-механічних властивостей матеріалу демпфуванням та електрофізичних властивостей цього ж матеріалу при побудові електричної ємності.

З цих прикладів добре видно, що під цю класифікацію підпадають усі відомі відчутники.

3.3. Відчутники, які використовують виключно електричні властивості матеріалу

В основу розгляду покладено математичні розвідки з роботи [45] з відповідним авторським доробком, у якій розглядається відоме диференціальне рівняння, що пов'язує за фізичним змістом контур з R, L, C і диференціальне рівняння вільних коливань ланцюгу (електричному з R, L, C).

Розглянемо вільні коливання електричного контуру, у якого активний опір, індуктивність та ємність є періодично змінними у часі. Прикладами можуть слугувати генератори змінного струму, вугільні мікрофони, ємнісні мікрофони та інші пристрої, до яких вони входять як складові елементи, періодично змінні

у часі за параметрами. Звідсіля маємо звичайний коливальний контур (рис. 3.7), якому притаманні наступні властивості:

$$R = R_0 + r(t), L = L_0 + l(t), C = C_0 + c(t) \quad (3.25)$$

де $r(t)$, $l(t)$, $c(t)$ – змінні, а L_0 , C_0 , R_0 – постійні величини. Окрім того, обумовимось, що постійні члени більше за змінні, тобто:

$$R_0 > |r|, \quad C_0 > |c|, \quad L_0 > |l| \quad (3.26)$$

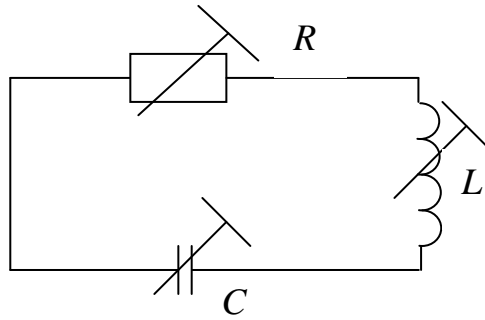


Рис. 3.7. Типовий контур RLC

Якщо прийняти функцію заряду ємності за Q , то можна записати диференційне рівняння як:

$$\frac{d^2 Q}{dt^2} + \left(R + \frac{dL}{dt} \right) \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{dQ}{dt} + \frac{S}{L} \cdot Q = 0 \quad (3.27)$$

Задача розв'язується, якщо відомі дві межові умови:

$$\left(R + \frac{dL}{dt} \right) \cdot \frac{1}{L} = A(t) \text{ та } \frac{S}{L} = B(t) \text{ при } Q(t) = e^{\frac{1}{2} \int A(t) dt} \cdot y(t). \quad (3.28)$$

Тоді:

$$\frac{dQ}{dt} = e^{\frac{1}{2} \int A dt} \cdot \left(-\frac{1}{2} A \right) \cdot y + e^{\frac{1}{2} \int A dt} \cdot y' = e^{\frac{1}{2} \int A dt} \cdot \left(-\frac{1}{2} A y + y' \right) \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 Q}{dt^2} &= e^{\frac{1}{2} \int A dt} \cdot \left(-\frac{1}{2} A \right) \cdot \left(-\frac{1}{2} A y + y' \right) + e^{\frac{1}{2} \int A dt} \cdot \left(-\frac{1}{2} y A' - \frac{1}{2} A y' + y'' \right) = \\ &= e^{\frac{1}{2} \int A dt} \cdot \left(y'' - A y' - \frac{1}{2} y A' + \frac{1}{4} A^2 y \right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

У такому випадку рівняння (3.27) приймає вигляд:

$$\frac{d^2 Q}{dt^2} + A \frac{dQ}{dt} + B Q = e^{\frac{1}{2} \int A dt} \cdot \left[y'' + y' \cdot (A - A) + y \cdot \left(B - \frac{1}{2} A^2 - \frac{1}{2} A' + \frac{1}{4} A^2 \right) \right] \quad (3.31)$$

Якщо $(|C_1| + |C_2|) \neq 0$ та $\forall C_1, C_2 \in R$, то $C_1 g_1(t) + C_2 g_2(t) \neq 0$ – лінійна залежність від g_1, g_2 .

Тобто маємо:

$$y(t) = C_1 g_1(t) + C_2 g_2(t), \quad (3.32)$$

де C_1 та C_2 – дві вільні сталі, $g_1(t)$ та $g_2(t)$ – два лінійно незалежних розв'язка та загальний розв'язок дійсно уявить собою лінійну комбінацію незалежних величин $g_1(t)$ та $g_2(t)$.

Нехай $\eta(t) = y(t+T)$ з функція з T функції $\alpha(t)$.

Знайдемо співвідношення між двома значеннями функції $y(t)$ розділених періодом T функції $\alpha(T)$. У цьому випадку маємо наступні перетворення:

$$\lambda(t) = \frac{\eta(t)}{y(t)} = \frac{y(t+T)}{y(t)} \Rightarrow \eta(t) = \lambda(t) \cdot y(t) \quad (3.33)$$

$$\text{З (3.27) будемо мати: } y''(t) + y(t) \cdot \left(B - \frac{1}{2} A' - \frac{1}{4} A^2 \right) = 0.$$

$$\text{Зробимо заміну } B - \frac{1}{2} A' - \frac{1}{4} A^2 = b^2 + \alpha(t).$$

Функції A та B періодичні. Відповідно $\alpha(t)$ теж періодична, звідкіля маємо рівняння:

$$y''(t) + y(t) \cdot (b^2 + \alpha(t)) = 0 \quad (3.34)$$

яке має назву рівняння Хілла, яке перепишемо у наступному вигляді:

$$\frac{y''(t)}{y(t)} = -b^2 + \alpha(t) = b^2 + \alpha(t+T).$$

З рівняння (3.34) випливає

$$\frac{y''(t)}{y(t)} = -b^2 + \alpha(t) = -b^2 + \alpha(t+T) \quad (3.35)$$

$$\frac{y''(t)}{y(t)} = \frac{y''(t+T)}{y(t+T)} = \frac{\eta''(t)}{\eta(t)}, \quad (3.35)$$

$$\text{Звідкіля} \quad \frac{y''(t)}{y(t)} = \frac{\eta''(t)}{\eta(t)} \quad (3.36)$$

Виходячи з (3.36) отримуємо

$$\frac{\eta''(t)}{y''(t)} = \frac{\eta(t)}{y(t)} = \lambda(t) \quad (3.37)$$

$$\text{З виразу (3.37) знаходимо } \eta''(t) = \lambda y''(t) \quad (3.38)$$

Оскільки $\eta(t) = \lambda(t)y(t)$, то

$$\begin{aligned} \eta'(t) &= \lambda' y + \lambda y' \\ \eta''(t) &= \lambda'' y + 2\lambda' y' + \lambda y'' \end{aligned} \quad (3.39)$$

Підставляючи вираз (3.38) у (3.39), отримуємо

$$\begin{aligned} \lambda y'' &= \lambda'' y + 2\lambda' y' + \lambda y'', \text{ звідкіля} \\ \lambda'' y + 2\lambda' y' &= 0, \end{aligned} \quad (3.40)$$

тобто рівняння з розподільними змінними.

$$\lambda'' y + 2\lambda' \frac{dy}{dt} = 0 \Rightarrow \lambda'' y = -2\lambda' \frac{dy}{dt} \Rightarrow \lambda'' dt = -2\lambda' \frac{dy}{y} \Rightarrow$$

$$-\frac{\lambda''(t)}{2\lambda'(t)}dt = \frac{dy}{y} \quad (3.41)$$

$$-\int \frac{\lambda''(t)}{2\lambda'(t)}dt = \ln|y| + C \Rightarrow Ce^{-\int \frac{\lambda''(t)}{2\lambda'(t)}dt} = y(t) \quad (3.42)$$

$$y(t) = Ce^{-\int \frac{\lambda''(t)}{2\lambda'(t)}dt} = Ce^{-\frac{1}{2}\ln|\lambda'(t)|} = C \frac{1}{\sqrt{|\lambda'(t)|}} \quad (3.43)$$

Це і є рішення для знаходження функції шуканої $y(t)$.

Зробимо перевірку:

З виразу (3.43) знаходимо $y(t) = \frac{C}{\sqrt{|\lambda'(t)|}}$, звідкіля отримуємо

$$y'(t) = -\frac{1}{2} \frac{C}{(\lambda'(t))^{\frac{3}{2}}} \cdot \lambda''(t) \Rightarrow \lambda''y + 2\lambda'y' = 0 - \text{справедливе рішення тотожне з (3.40).}$$

Таким чином, $y(t) = \frac{C}{\sqrt{|\lambda'(t)|}}$ (3.44), для будь-якої $\lambda(t)$, причому $\lambda(t) \neq 0$ - в

загальному випадку, а при $\lambda(t) \equiv 0$ - це тільки один з можливих випадків.

Оскільки $\lambda = \frac{y(t+T)}{y(t)}$, то з виразів (3.35) та (3.36) слідує з урахуванням (3.44)

$$y(t) = \frac{C}{\sqrt{\left| \frac{y(t+T)}{y(t)} \right|}} \quad (3.45)$$

де $\lambda = \frac{y(t+T)}{y(t)}$ - стала величина лише в окремому випадку.

Отже, на погляд авторів, в монографії [45] зроблено серйозну помилку щодо припущення $\lambda = const$. Це дає лише найближчий частковий результат, і подальші дослідження не мають сенсу, якщо розглядати загальний процес.

На підставі аналізу рівнянь Хілла разом з виведеними рівняннями (3.44) та (3.45) можна здійснити загальне дослідження роботи контуру.

3.4. Контур з періодично зміненими параметрами

Для того, щоб зрозуміти, які саме фізичні параметри необхідно враховувати при виборі відчутника, розглянемо математичне підґрунтя побудови його конструкції, використовуючи моделі електричного контуру.

Розглянемо різні випадки щодо контуру, в якому тільки:

- а) опір у контурі;
- б) індуктивність та опір;
- в) опір та ємність;
- г) індуктивність та ємність.

$$\text{Нехай } R = R_0 + r(t), L = L_0 + l(t), C = C_0 + c(t), \quad (3.46)$$

де $r(t)$, $l(t)$, $c(t)$ – змінні, а L_0 , C_0 , R_0 – постійні величини.

Припустимо, що постійні величини більше змінних величин, тобто

$$R_0 > |r|, C_0 > |c|, L_0 > |l|. \quad (3.47)$$

Розглянемо перший випадок, який стосується виключно резисторних відчутників. У такому випадку рівняння контуру приймає наступний вигляд:

$$\begin{aligned} R_0 + \frac{dr}{dt} = 0 &\Rightarrow \frac{dr}{dt} = -R_0 \Rightarrow dr = -R_0 dt \Rightarrow \int dr = \int -R_0 dt \Rightarrow \\ &\Rightarrow r = -R_0 t + C_1 \end{aligned} \quad (3.48)$$

де $C_1 = \text{const}$.

Розглянемо другий випадок, який стосується індуктивно-резисторних відчутників:

Тоді рівняння контуру приймає вигляд:

$$L_0 + \frac{dl}{dt} + R_0 + \frac{dr}{dt} = 0 \quad (3.49)$$

Якщо прийняти $\frac{dl}{dt} = 0$ (індуктивність вважаємо занадто малою величиною

для врахування), то маємо $L_0 + R_0 + \frac{dr}{dt} = 0$, з цього рівняння отримаємо:

$$\begin{aligned} \frac{dr}{dt} = -L_0 - R_0 &\Rightarrow dr = (-L_0 - R_0)dt \Rightarrow \int dr = \int (-L_0 - R_0)dt \Rightarrow \\ &\Rightarrow r = (-L_0 - R_0)t + C_2 \end{aligned} \quad (3.50)$$

де $C_2 = \text{const}$

Аналогічно, якщо не звертати увагу на мале значення $\frac{dr}{dt} = 0$, то рівняння набуває вигляду $L_0 + R_0 + \frac{dl}{dt} = 0$, звідкіля маємо наступне:

$$\begin{aligned} \frac{dl}{dt} = -L_0 - R_0 &\Rightarrow dl = (-L_0 - R_0)dt \Rightarrow \int dl = \int (-L_0 - R_0)dt \Rightarrow \\ &\Rightarrow l = (-L_0 - R_0)t + C_3 \end{aligned} \quad (3.51)$$

де $C_3 = \text{const}$

Розглянемо третій випадок, який стосується ємнісно-резисторних відчутників

Тоді рівняння контуру приймає вигляд:

$$C_0 + \frac{dc}{dt} + R_0 + \frac{dr}{dt} = 0 \quad (3.52)$$

Якщо знехтувати $r(t)$ ($\frac{dr}{dt} = 0$), то отримуємо:

$$\begin{aligned} \frac{dc}{dt} = -C_0 - R_0 &\Rightarrow dc = (-C_0 - R_0)dt \Rightarrow \int dc = \int (-C_0 - R_0)dt \Rightarrow \\ &\Rightarrow c = (-C_0 - R_0)t + C_4 \end{aligned} \quad (3.53)$$

де $C_4 = \text{const}$

Якщо ж знехтувати ємністю $c(t)$ ($\frac{dc}{dt}=0$), то отримуємо:

$$\begin{aligned}\frac{dr}{dt} &= -C_0 - R_0 \Rightarrow dr = (-C_0 - R_0)dt \Rightarrow \int dr = \int (-C_0 - R_0)dt \Rightarrow \\ &\Rightarrow r = (-C_0 - R_0)t + C_5\end{aligned}\quad (3.54)$$

де $C_5 = \text{const.}$

І нарешті, якщо в контурі з індуктивністю та ємністю, то рівняння приймає вигляд: $L_0 + \frac{dl}{dt} + C_0 + \frac{dc}{dt} = 0$ звідкіля отримуємо.

При $\frac{dl}{dt} = 0$

$$\begin{aligned}L_0 + C_0 + \frac{dc}{dt} &= 0 \Rightarrow \frac{dc}{dt} = -C_0 - L_0 \Rightarrow dc = (-C_0 - L_0)dt \Rightarrow \\ &\Rightarrow \int dc = \int (-C_0 - L_0)dt \Rightarrow c = (-C_0 - L_0)t + C_6\end{aligned}\quad (3.55)$$

де $C_6 = \text{const.}$

Якщо зважити, що $\frac{dc}{dt} = 0$ (змінна $c(t) \rightarrow 0$), то рівняння набуває наступного вигляду:

$$\begin{aligned}L_0 + C_0 + \frac{dl}{dt} &= 0 \Rightarrow \frac{dl}{dt} = -C_0 - L_0 \Rightarrow dl = (-C_0 - L_0)dt \Rightarrow \\ &\Rightarrow \int dl = \int (-C_0 - L_0)dt \Rightarrow l = (-C_0 - L_0)t + C_7\end{aligned}\quad (3.56)$$

де $C_7 = \text{const.}$

Отже, на підставі проведеного аналізу існуючих систем відчутників та створених математичних досліджень, можна зробити висновок, що

1. Реально існує тільки два різновиди принципів дії відчутників – механічний та електромагнетний, а також відповідні їм конструкції.

2. Математична модель функціонування як перших, так і других є абсолютно однакова, що доводить існування об'єднаного базового елементу відчутників ЄЕВ.

3. Користуючись властивостями ЄЕВ є можливість створювати ідеалізовані моделі відчутників шляхом математичного інтегрування та порівнювати з реальними приладами для оцінки їхньої якості.

4. Модель ЄЕВ вказує на те, що навіть ідеалізований відчутник не повністю використовує можливості свого об'єму з погляду ефективності використання при реєстрації інформаційних потоків.

5. Існує залежність між геометрією ЄЕВ та його зовнішнім полем чутливості.

Якщо підсумувати усе вищесказане, то можна констатувати той факт, що будь-який ідеалізований відчутник можна побудувати за простою схемою, коли підсумок елементарних часток за визначеним законом створює конкретну конструкцію чутливої частини. У такому випадку звичайна математична операція з підсумку дискретних елементів матиме вигляд як:

$$\Gamma'_B = \sum_{i=a}^{i=B} \Gamma_B(p) \quad (3.57)$$

де Γ_B – є геометрична функція відчутника,

$\Gamma_B(p)$ – функція елементарного відчутника, тобто ЄЕВ.

Продовжуючи цю тезу необхідно констатувати, що вираз (3.57) у своєму переході є інтегралом, якщо відчутник є лінійним, то:

$$\Gamma'_B = \int_a^b \Gamma_B(p) dp \quad (3.58)$$

і функція є обмежена на відтинку ab . Якщо відчутник є геометрично замкненим у якесь коло, то він обчислюється за виразами:

$$\Gamma_B = \oint \Gamma_B(p) dp \quad (3.59)$$

$$\Gamma_B = \oint\!\!\!\oint_{(V)} \Gamma_B(p) dp \quad (3.60)$$

Наведемо прості приклади, як це використовується. Так, наприклад, звичайний тензометричний відчутник реалізується за виразом (3.58), оскільки має лінійну конструкцію.

Індукційний відчутник реалізується за виразом (3.59), оскільки має форму кільця.

Вібраційні відчутники на засадах п'єзокераміки реалізуються на основі виразу (3.60).

Тобто це доводить, що за подібною схемою побудови є можливість побудувати будь-яку конструкцію відчутника.

РОЗДІЛ 4. РЕАКЦІЯ ВІДЧУТНИКА НА РЕАЛЬНУ ЕЛЕКТРОМАГНЕТНУ ПЕРЕШКОДУ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ

Важливою характеристикою контрольно-вимірювальних чутників є характеристики, що визначають їх реакцію на перешкоди, які виникають у процесі роботи обладнання. Тому для налагодження надточних чутників на режими прецизійних вимірювань фізико-механічних, електричних параметрів тощо необхідно визначити їх здатність до реакції на зовнішні чинники.

4.1. Шумове електромагнетне тло металообробного обладнання

Будь-який об'єкт, зокрема верстат, знаходиться під дією магнетного поля Землі. Окрім того, системи живлення та керування утворюють додаткові постійні та змінні електромагнетні поля. Тому маса верстата, знаходячись під впливом усіх цих чинників, має сталу намагніченість, яка зазвичай у 1,5 - 2 рази перевищує потужність земного магнетного поля. Матеріали, які використовуються при побудові верстата, мають магнетну проникність $\mu = 100 \dots 1700$ і належать до класу феромагнетиків з жорсткою магнетною характеристикою, що допомагає утриманню сталих магнетних полів. До змінних електромагнетних полів, що виробляються системами живлення (рис.4.1) та керування верстата, додаються ще і зовнішні (рис. 4.2), які утворюються при роботі електротехнічних пристроїв (індустріальні шуми) [46, 47 - 53].

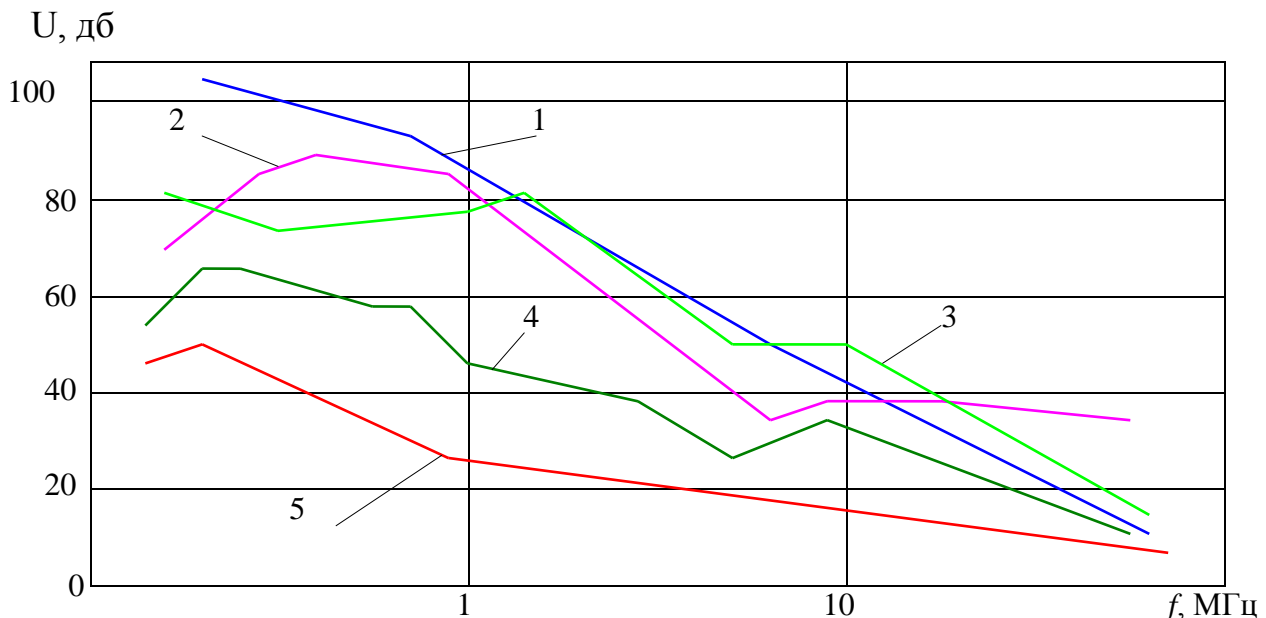


Рис.4.1. Залежності рівнів електромагнетних шумів джерел електричного живлення (ДЕЖ) від частоти, де 1 – ДЕЖ з БТВ на основі однотактного перетворювача; 2 – ДЕЖ з БТВ на основі напівмостового імпульсного каскаду з вольтдобавкою; 3 – резонансне ДЕЖ; 4 – ДЕЖ з трансформатором мережі та імпульсним стабілізатором напруги; 5 – ДЕЖ з трансформатором мережі та лінійним стабілізатором напруги

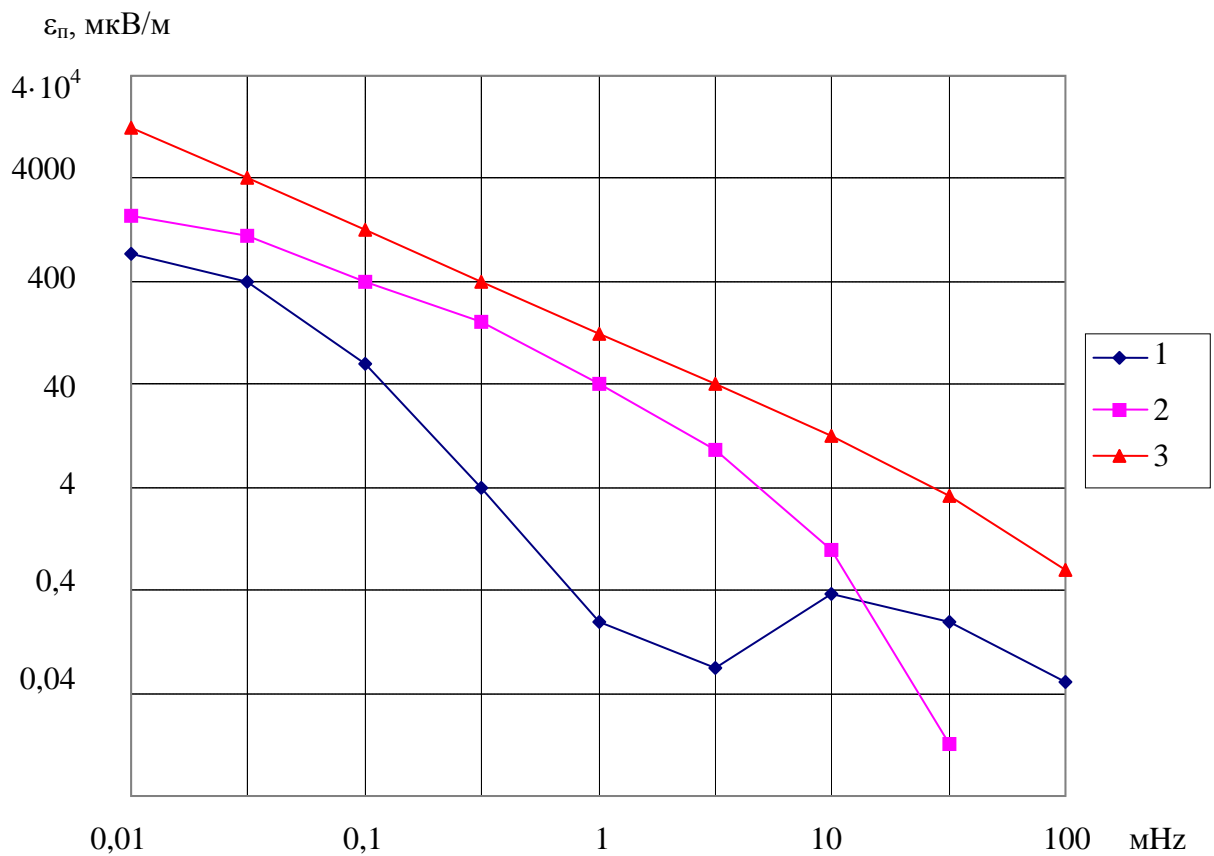


Рис. 4.2. Залежність питомої напруженості поля зовнішніх перешкод від частоти, де 1 – середній рівень атмосферних перешкод вдень; 2 – середній рівень атмосферних перешкод вночі; 3 – середній рівень атмосферних перешкод у містах

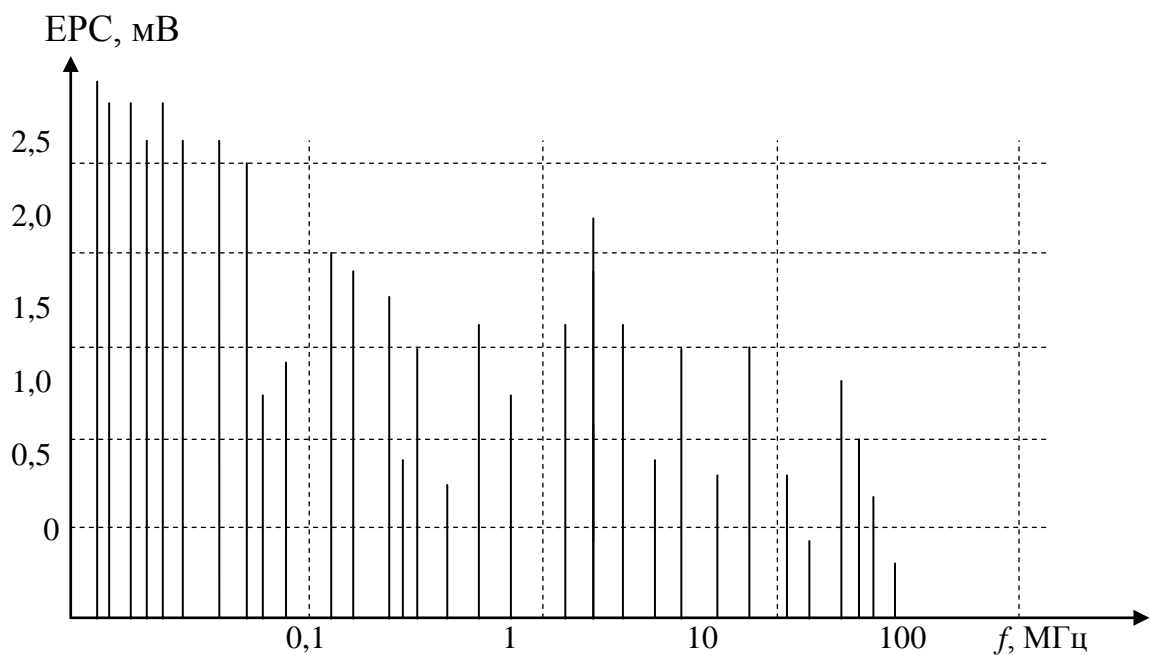


Рис. 4.3. Шумовий спектр ЕРС токарного верстата ТПК-125 ВМ (контакт інструмент – деталь відсутній)

Всі ці змінні електромагнетні поля утворюють вихрострумові потоки у масі верстата. Випрацьовуємий цими потоками струм має шумовий спектр (рис. 4.3) Через конструктивні особливості верстатів (великі електромагнетні маси матеріалу) кожний з них має свої якості абсорбента електромагнетних полів. Окрім того, наявність великої кількості оксидних плівок, покриттів тощо з явними нелінійними характеристиками утворює не тільки додаткові сигнали у спектрі, але і постійну шумову сталу.

Обираючи частоту та величину струму для утворення захисного поля присутності все це треба враховувати. Методологій вибору існує дві. За першим методом обирається сталий сигнал у спектрі, і за цим сигналом реєструється торкання, що значно підвищує можливості системи торкання (тобто надійність). За другою методикою обирається досить чистий відрізок спектру, де відсутні суттєві перешкоди. Сигнал генератора струму налагоджується у межах цього відрізка частоти. Цей метод менш надійний, бо має залежність від надійності генератора струму.

В загальному плані тло електромагнетних перешкод у зоні обробки сучасних автоматичних верстатів досить низьке, оскільки зони обробки захищені металевими кожухами. Ці кожухи значно захищають від зовнішніх електромагнетних полів і доволі послаблюють внутрішні, хоча сталі магнетні поля діють. Єдиною діючою з достатньою потужністю перешкодою у зоні обробки є перешкоди, які уявляють собою імпульсну перешкоду з частотою джерела живлення.

4.2. Вплив перешкоди трикутного імпульсу на роботу відчутника

Здебільшого сигнал перешкоди, який утворює у відчутнику спотворене сприйняття зовнішньої інформації і найбільш дошкульний щодо ліквідації його наслідків, має трикутну форму (рис. 4.4). У протилежність сигналу прямокутної форми цей сигнал викликає більше технічних проблем побудови систем захисту від хибних реакцій на корисну інформацію.

Перетворимо функцію, зображену на рис. 4.4 у вигляді трикутного імпульсу з періодом T , в ряд Фур'є:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t] \quad (4.1)$$

В даному випадку $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

Отже при $n \in N$

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos n \frac{2\pi}{T} t + b_n \sin n \frac{2\pi}{T} t \right], \quad (4.2)$$

$$\text{де} \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos \frac{2\pi n}{T} t \, dt \quad (4.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} f(t) \sin \frac{2\pi n}{T} t dt \quad (4.4)$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} f(t) dt \quad (4.5)$$

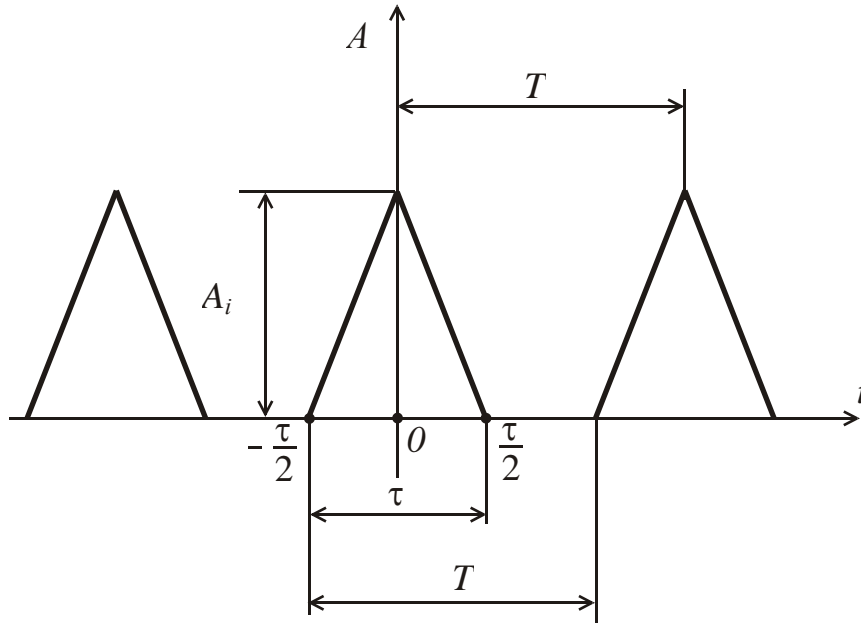


Рис. 4.4. Моделювання сигналу перешкоди

Відомо, що якщо функція парна, то на $[-\tau; \tau]$ розклад її приймає більш спрощений вигляд:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega x \quad (4.6)$$

Перетворимо $f(t)$ (рис. 4.4) на парну відносно періоду T . Для цього виберемо початок часової осі посередині періоду T , як показано на рис. 4.5.

Вводимо вісь $t' = t - \frac{T}{2}$, оскільки $f(t') = f(t - \frac{T}{2})$. В цьому випадку можна користуватись формулою (4.6) розкладу в ряд Фур'є.

Знайдемо значення цієї функції на основному періоді від $[-\frac{T}{2}; \frac{T}{2}]$. На

відрізку $[-\frac{T}{2}; -\frac{T+\tau}{2}]$ знаходимо $\frac{y-A}{-A} = \frac{x + \frac{T}{2}}{-\frac{T+\tau}{2} + \frac{T}{2}}$, звідкіля отримуємо

функцію:

$$f(t') = \frac{2A}{\tau} \left(-t' - \frac{t-\tau}{2} \right) \quad (4.7)$$

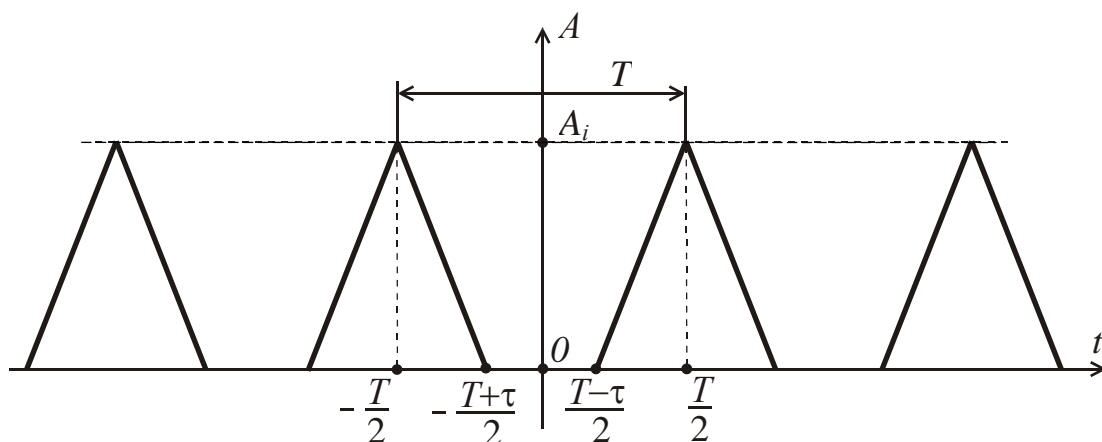


Рис. 4.5. Основні співвідношення у моделі сигналу перешкоди трикутної форми

На відрізку $\left[-\frac{T+\tau}{2}; \frac{T+\tau}{2} \right]$ функція $f(t') = 0$, (4.8)

а на відрізку $\left[\frac{T-\tau}{2}; \frac{T}{2} \right]$: $\frac{y}{A} = \frac{x - \frac{T-\tau}{2}}{\frac{T}{2} - \frac{T-\tau}{2}}$, звідкіля $f(t') = \frac{2A}{\tau} \left(t' - \frac{T-\tau}{2} \right)$ (4.9)

Отже з (4.7), (4.8) та (4.9) слідує

$$f(t') = \begin{cases} \frac{2A}{\tau} \left(-t' - \frac{T-\tau}{2} \right), & \text{коли } -\frac{T}{2} \leq t' \leq -\frac{T-\tau}{2}; \\ 0, & \text{коли } -\frac{T-\tau}{2} \leq t' \leq \frac{T-\tau}{2}; \\ \frac{2A}{\tau} \left(t' - \frac{T-\tau}{2} \right), & \text{коли } \frac{T-\tau}{2} \leq t' \leq \frac{T}{2}. \end{cases} \quad (4.10)$$

З (4.5) випливає, що $a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t') dt' = \frac{4}{T} \int_{\frac{T-\tau}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{2A}{T} \left(t' - \frac{T-\tau}{2} \right) dt'$;

$$a_0 = \frac{8A}{T\tau} \int_{\frac{T-\tau}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{2A}{T} \left(t' - \frac{T-\tau}{2} \right) dt' = \frac{A\tau}{T} \quad (4.11)$$

З виразу (4.6) випливає

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{\frac{T-\tau}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t') \cos(n\omega t') dt' = \frac{8A}{T\tau} \int_{\frac{T-\tau}{2}}^{\frac{T}{2}} \left(t' \cos(n\omega t') - \frac{T-\tau}{2} \cos(n\omega t') \right) dt' \quad (4.12)$$

Нехай

$$J_1 = \int_{\frac{T-\tau}{2}}^{\frac{T}{2}} t' d\left(\frac{\sin(n\omega t')}{n\omega}\right) = -\frac{T-\tau}{2} \cdot \frac{\sin\left(n\omega \frac{T}{2}\right) \cdot \cos\left(n\omega \frac{\tau}{2}\right) - \sin\left(n\omega \frac{\tau}{2}\right) \cdot \cos\left(n\omega \frac{T}{2}\right)}{n\omega} +$$

$$+ \frac{(-1)^n - \left[\cos\left(n\omega \frac{T}{2}\right) \cdot \cos\left(n\omega \frac{\tau}{2}\right) + \sin\left(n\omega \frac{T}{2}\right) \cdot \sin\left(n\omega \frac{\tau}{2}\right) \right]}{n^2 \omega^2};$$

де $n \in N$

$$J_1 = \frac{\frac{T-\tau}{2} (-1)^n \sin\left(\frac{n\omega\tau}{2}\right)}{n\omega} + \frac{(-1)^n - (-1)^n \cos\left(\frac{n\omega\tau}{2}\right)}{n^2 \omega^2} =$$

$$= (-1)^n \cdot \left[\frac{\frac{T-\tau}{2} \sin\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{\frac{2\pi n}{T}} + \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{n^2 \frac{4\pi^2}{T^2}} \right] \quad (4.13)$$

$$J_2 = \frac{T-\tau}{2} \int_{\frac{T-\tau}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(n\omega t') dt' = \frac{T-\tau}{2n \frac{2\pi}{T}} \cdot (-1)^n \cdot \sin\left(\frac{2\pi n \tau}{2T}\right) = \frac{T-\tau}{4\pi n} \cdot (-1)^n \cdot \sin\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right) \quad (4.14)$$

З (4.12), (4.13) та (4.14) маємо:

$$a_n = \frac{8A}{T\tau} \cdot (-1)^n \left(\frac{\frac{T-\tau}{2} \sin\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{\frac{2\pi n}{T}} + \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{n^2 \frac{4\pi^2}{T^2}} - \frac{\frac{T-\tau}{2} \sin\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{\frac{2\pi n}{T}} \right) =$$

$$= \frac{8A}{T\tau} \cdot (-1)^n \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{n^2 \frac{4\pi^2}{T^2}} \quad (4.15)$$

З (4.6) отримуємо вираз функції

$$f(t') = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8A}{T\tau} \cdot (-1)^n \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{\frac{4\pi^2 n^2}{T^2}} \cdot \cos n\omega t'; \text{ а з врахуванням (4.11) функція}$$

набуває вигляду

$$f(t') = \frac{A\tau}{2T} + \frac{8A}{T\tau} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{4\pi^2 n^2} \cdot \cos\left(n \frac{2\pi}{T} \left(t - \frac{T}{2}\right)\right).$$

Якщо $f(t') = f\left(t - \frac{T}{2}\right)$, то в решті функція має вигляд

$$f(t) = \frac{A\tau}{2T} + \frac{2TA}{\tau} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot \cos \frac{2\pi n}{T} t \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right)}{\pi^2 n^2}, \text{ де } n \in N \quad (4.16)$$

Дослідимо цю функцію при $n = 1$

$$f(t) = \frac{A\tau}{2T} + \frac{2TA}{\tau} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right) - 1}{\pi^2 n^2} \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{T} t\right)$$

Нехай $T_B = \frac{1}{f_B}$, де T_B - період відчутника, f_B - частота відчутника, та $\tau = \frac{T_B}{2}$.

Тоді:

$$f(t) = A \frac{T_B}{4T} + \frac{4AT}{T_B} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi T_B}{2T}\right) - 1}{\pi^2} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} t\right)$$

Нехай $\frac{T_B}{T} = x$, тоді $f(t) = A \left(\frac{1}{4} x + \frac{4}{\pi^2 x} \cdot \left(\cos \frac{\pi x}{2} - 1 \right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T_B} xt\right) \right)$.

Для знаходження $f(t)_{\max}$ знайдемо її похідну, та прирівняємо до нуля

$$f'(x, t) = \left(A \frac{x}{4} \right)' + \left[\frac{4A}{\pi^2 x} \cdot \left(\cos \frac{\pi x}{2} - 1 \right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T_B} xt\right) \right]' = 0.$$

Внаслідок перетворень отримуємо

$$f'(x, t) = 0 + \frac{4A}{\pi^2 x} \cdot \left(\cos \frac{\pi x}{2} - 1 \right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T_B} xt\right) \cdot \frac{2\pi}{T_B} \cdot x = 0.$$

Тобто $\sin\left(\frac{2\pi}{T_B} xt\right) = 0$, а $t = 0$.

Оскільки $\frac{T_B}{T} = x$ та T_B - величини сталі, то при $t \rightarrow 0$ функція $f(t)$

наближається до максимального значення.

4.3. Реакція відчутника на реальну перешкоду від обладнання

Реальна перешкода, яка діє на відчутник, встановлений на металообробному обладнанні, являє собою імпульс трикутного вигляду довжиною до кількох

мікросекунди з досить стабільною амплітудою (коливання в межах $\pm 5\%$). Періодичність слідування 20 мс або 16,66...мс, тобто з частотою джерела силового живлення верстатів 50 Гц та 60 Гц і є наслідком роботи тиристорних перетворювальних пристроїв. Окрім того, існують електромагнетні імпульсні перешкоди великої потужності, які супроводжують пуск електродвигуна шпинделю.

Загальну оцінку сигналу можливої перешкоди можливо зробити за законом експоненціального розподілу випадкової величини, за наступною щільністю вірогідності

$$f(x) = \begin{cases} \lambda e^{-\lambda t} & \text{при } t \geq 0 \\ 0 & \text{при } t < 0 \end{cases}, \quad (4.17)$$

де число λ - параметр розподілу.

Відчутник є елементом з коливальною передаточною характеристикою, і його реакція на подібні перешкоди має також коливальний характер з модуляцією за синусоїдальним законом (рис.4.6).

З [54] відомо, що величини, характеризуючі шум, тобто середня квадратична часова флуктуація напруги $\overline{U^2(t)}$ або струму $\overline{I^2(t)}$ та спектральна щільність напруги шуму $e(\omega)$ або струму $i(\omega)$. Вимірювальними величинами є ефективні значення U_R та I_R , які отримуються шляхом інтегрування значень щільності $e(f)$ та $i(f)$ у смузі частот (розмірність величин В/ $\sqrt{\text{Гц}}$ та А/ $\sqrt{\text{Гц}}$)

$$U_R = \sqrt{\overline{U^2}} = \sqrt{\int_{\omega_1}^{\omega_2} e^2(\omega) d\omega}; \quad I_R = \sqrt{\overline{I^2}} = \sqrt{\int_{\omega_1}^{\omega_2} i^2(\omega) d\omega} \quad (4.18)$$

Підінтегральні величини $e^2(\omega)$ та $i^2(\omega)$ – є спектральні щільності потужності (розмірність В²/Гц та А²/Гц), приведені до зразкового опору 1 Ом. У технічній літературі ці величини часто наводяться у вигляді $e^2(\omega) = W_u(\omega) = C_{Tu}(\omega)$ та $i(f) = W_i(f) = C_{Ti}(f)$. На практиці інтегрування виразів (4.18) замінюється числовим сумуванням шумів вузьких частотних смуг, користуючись рівнянням

$$\overline{U^2} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} e^2(\omega) d\omega \cong \sum [e^2(\omega_i) \cdot \Delta\omega_i] \quad (4.19)$$

У випадку, коли $e(\omega)$ або $i(\omega)$ не залежать від частоти, як умова білого шуму, рівняння (4.18) спрощуються і приймають вигляд:

$$U_R = \sqrt{e^2 \cdot \Delta\omega} = e\sqrt{\Delta\omega}; \quad I_R = \sqrt{i^2 \cdot \Delta\omega} = i\sqrt{\Delta\omega} \quad (4.20)$$

де $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ - ширина частотної смуги.

Оскільки відчутник має смугову характеристику, то він при торканні виділяє складові у смузі $\Delta\omega$, котрі до неї входять. Це дає можливість при досить потужних складових спектру будувати систему торкання, спираючись на ці складові і разом з генератором підсилення фізичного принципу дії різко підвищувати надійність всієї системи в цілому.

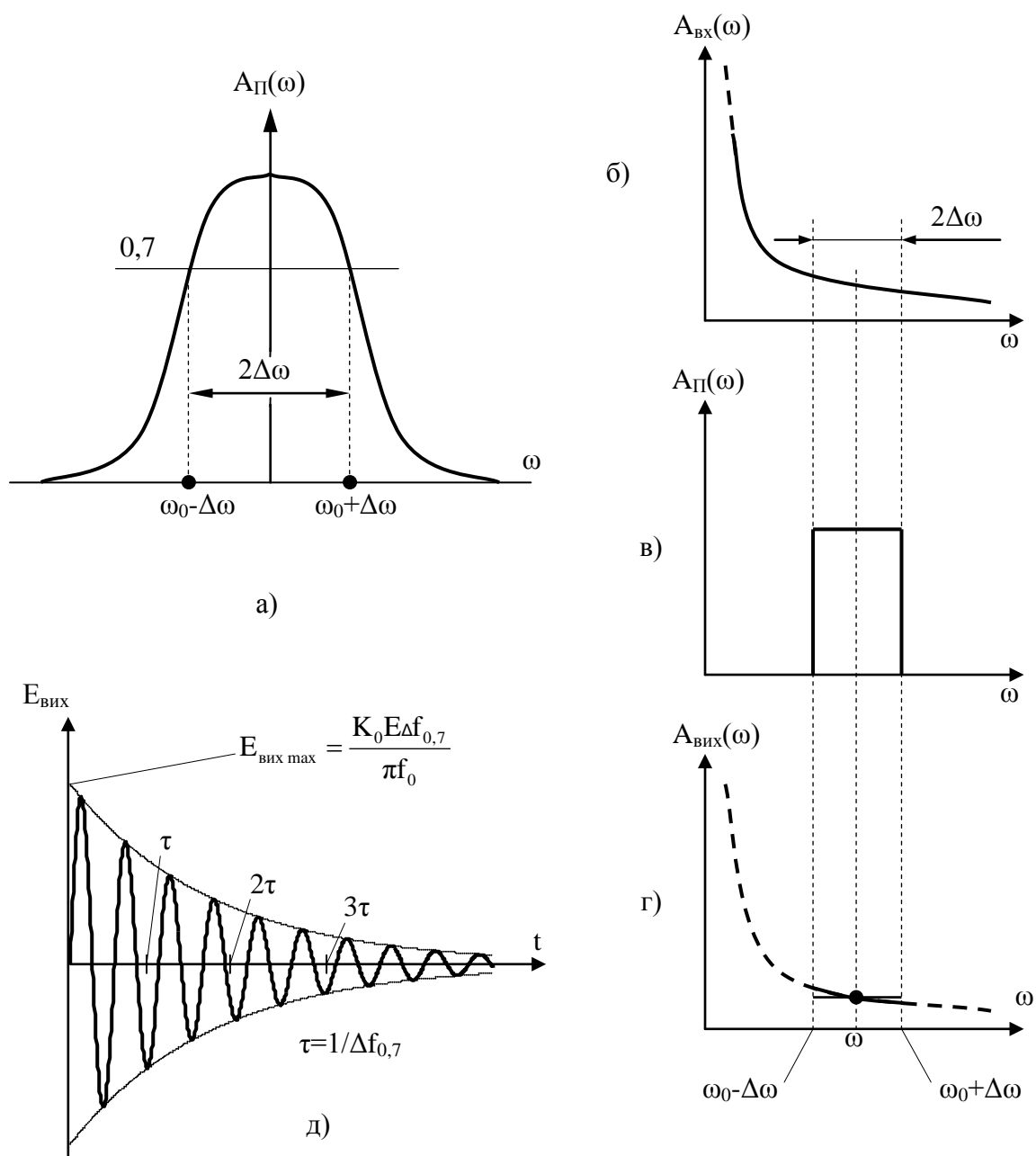


Рис. 4.6. Вигляд реакції відчутника на імпульсну перешкоду, де а – АЧХ відчутника, б, в, г – прямокутний імпульс перешкоди та його спектральні характеристики, д – реакція відчутника на прямокутний імпульс

Першою шумовою складовою, на яку реагує відчутник, є постійна різниця потенціалів між інструментом та деталлю. Здебільшого вона коливається у межах від 0 до 15 мВ. В цілому відчутник реагує на перешкоду такого типу як

коло ударного збудження. Наявність цього типу перешкоди спрацьовує як корисний сигнал, збільшуючи швидкість перехідного процесу при реєстрації торкання.

Стрибок сигналу, який отримує відчутник на своєму вході при торканні, характеризується величинами $e_{\text{вх}} = 0$ для $t < 0$ і $e_{\text{вх}} = E_{\text{сш}}$ для $t > 0$. Рівняння, яке дає опис стрибка [49], має вираз через інтеграл Фур'є для неперіодичних функцій (рис.4.6 д)

$$e_{\text{вх}} = E_{\text{сш}} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega \right). \quad (4.21)$$

Безперервний спектр, який отримується на виході відчутника у такому випадку буде складатись з гармонік:

$$e_{\text{сп}} = \frac{K_0 E_{\text{сш}} d\omega}{\pi \omega} A_q(\omega) \sin[\omega t + \varphi_q(\omega)], \quad (4.22)$$

де K_0 – коефіцієнт підсилення відчутника;

$A_q(\omega)$ – амплітудно-частотна характеристика відчутника;

$\varphi_q(\omega)$ – фазо-частотна характеристика відчутника.

В результаті сумування (4.22) отримується вихідний сигнал відчутника

$$e_{\text{пч}} = \frac{K_0 E_{\text{сш}}}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{A_q(\omega)}{\omega} \sin[\omega t + \varphi_q(\omega)] d\omega. \quad (4.23)$$

Враховуючи обмеженість частотної характеристики відчутника смугою частот від $\omega_0 - \Delta\omega$ до $\omega_0 + \Delta\omega$, вираз вихідного сигналу отримує вигляд

$$e_{\text{пч}} = \frac{K_0 E_{\text{сш}}}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega. \quad (4.24)$$

Якщо зробити припущення, що смуга відчутника $2\Delta\omega$ значно менша за його резонансну частоту, то з достатньою точністю є можливість вважати, що амплітуди синусоїдальних напруг, складових спектру у межах смуги пропускання не залежать від частоти. Це допущення показане горизонтальною лінією на рис. 4.6, г і дозволяє у рівнянні (4.24) замінити ω на ω_0 та винести за знак інтегралу. У наслідок цього отримаємо вираз

$$e_{\text{пч}} = \frac{2K_0 E_{\text{сш}}}{\pi} \cdot \frac{\sin \Delta\omega t}{t} \cdot \sin \omega_0 t, \quad (4.25)$$

з якого слідує, що вихідна напруга уявляє собою синусоїдальні коливання з частотою ω_0 резонансу відчутника. Тобто при торканні наявність постійної сталої грає позитивну роль у отриманні сигналу торкання.

До третьої складової шумів, які індукують сигнал у первинному чутнику, необхідно віднести перешкоди, які виникають внаслідок роботи джерел живлення верстата та системи CNC. Ці перешкоди утворюють досить широкий потужний спектр (рис. 4.3), який впливає на роботу чутника торкання. Загальна класифікація таких перешкод досить відома з літератури [48, 50, 51]. Де був проведений аналіз типових для металообробного обладнання перешкод

періодичного типу із використанням літературних джерел [50]. Моделі процесів уявлені кінцевими функціями та множиною нескінечно довгих на висікаючу типу $rect\{u\}$.

Аналітичні вирази модулю спектральної функції [амплітудного спектра (АС) одного імпульсу] $A_{si}(\omega)$ імпульсів $S_i(t)$ отримані на засадах перетворень Фур'є:

$$A_{si}(\omega) = |S_i(j\omega)| = |F\{S_i(t)\}|, \quad (4.26)$$

де $S_i(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_i(t)e^{-j\omega t} dt$ - спектральна функція $S_i(t)$.

$$\text{Графіки АС побудовані на засадах виразу } \varepsilon_i(\omega_k) = \frac{2A_{si}(\omega_k)}{T}, \quad (4.27)$$

де $\omega_k = k\omega_I$;
 $\omega_I = 2\pi/T$;
 $k = 1, 2, \dots$.

Значення $\varepsilon_i(0)$ для випадку $k=0$ знаходиться як $\varepsilon_i(0) = A_{si}(0)/T$, де $A_{si}(0) = |S_i(j\omega)|_{\omega=0}$ чисельно дорівнює площі поодинокого імпульсу $S_i(t)$.

Всі імпульсні перешкоди мають досить широкий спектр. Найбільш дошкульними виявляються імпульси трикутного вигляду. На загальному тлі сигналу, який утворює відчутник, їхня потужність переважає потужність загально – шумового тла у десятки разів, що досить відчутно відбивається на роботі всієї системи в цілому. У загальному сигналі це єдина перешкода, котра вимагає спеціальних методів їх знищення.

Окрім вище вказаних у шумове тло верстата від генератора вноситься синусоїдальна гармоніка з частотою резонансу відчутника f_0 та амплітудою струму $i_B = I \sin \omega_0 t$. Створюване цією складовою шумове тло не набагато перевищує за амплітудою загальнопідсумкове сумове тло білого шуму верстату і виявляє свою дію тільки під час торкання, та утворені поля присутності деталі.

Підводячи підсумки стосовно шумового тла слід зауважити, що розглядаючи контактну різницю потенціалів між інструментом та деталлю як генератор змінного електричного струму, то його характеристики як джерела будуть описані як геометрична сума некорельованих джерел шуму.

$$U_R = \sqrt{U_{ст}^2 + U_{бш}^2 + U_{ін}^2 + U_{гп}^2}; \quad I_R = \sqrt{I_{ст}^2 + I_{бш}^2 + I_{ін}^2 + I_{гп}^2}; \quad (4.28)$$

де $U_{ст}$ та $I_{ст}$ – параметри стрибкової складової струму;

$U_{бш}$ та $I_{бш}$ – параметри білого шуму;

$U_{ін}$ та $I_{ін}$ – параметри імпульсної шумової перешкоди;

$U_{гп}$ та $I_{гп}$ – параметри генератора підтримки фізичного процесу чутника.

Порівняльний аналіз вказує на те, що шумовий сигнал білого шуму, генератора підтримки та імпульсної перешкоди завжди присутні у сигналі відчутника, тоді як сигнал від стрибкової складової є короткодійним на час перехідного процесу при торканні. Корисними складовими шумового сигналу є

стрибкова, білошумова та підтримки. Імпульсні перешкоди є негативнодіючими на процес реєстрації торкання.

Шумові складові e_a та i_a , підсилені підсилювачем з передаточною функцією A_n , досягає на виході розмірів e_e та i_e

$$e_a^2(\omega) = |A_n(\omega)|^2 \cdot e_e^2(\omega); \quad i_a^2(\omega) = |A_n(\omega)|^2 \cdot i_e^2(\omega). \quad (4.29)$$

Звідкіля ефективні значення напруги U_R та I_R на виході підсилювача і відповідно на вході аналізатора процесу торкання:

$$U_R = \sqrt{\int_{\omega_1}^{\omega_2} |A_n(\omega)|^2 \cdot e_e^2(\omega) d\omega} = \sqrt{U^2}; \quad I_R = \sqrt{\int_{\omega_1}^{\omega_2} |A_n(\omega)|^2 \cdot i_e^2(\omega) d\omega} = \sqrt{I^2}. \quad (4.30)$$

При врахуванні кількості джерел шуму згідно з рівняннями (4.30) підраховується їх сума:

$$\overline{U_j^2} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} |A_n(\omega)|^2 \cdot e_j^2(\omega) d\omega; \quad U_R = \sqrt{\sum_i (\overline{U_j^2})}. \quad j = 1, 2, 3. \quad (4.31)$$

4.4. Електричні моделі металообробного обладнання

Перша проблема, що виникає на шляху створення прецизійних методів та приладів контролю виготовлення деталей у прецизійному приладобудуванні, - це відсутність електричних моделей, які діють на підставі вимірювання змінних або пульсуючих струмів та наслідки їх дії у замкненому електричному колі технологічної системи обладнання (ТОС).

З робіт [14, 17, 19] ясно, що існуючі електричні моделі металообробного обладнання мають низку суттєвих недоліків, оскільки перевага надається статичним електричним струмам під час металообробки. Моделей, які описують момент торкання та його контроль за змінним струмом, дуже мало [14, 17], а опис електричних моделей стадії “присутність” зовсім відсутній. Тому у цьому підрозділі розглядаємо електричні моделі технологічного обладнання, котра може бути використаною при подальших розробках схем контрольно-вимірювальних пристроїв для систем керування процесом лезвійної механообробки на CNC-верстатах. Пропонуємо нові електричні моделі для токарної обробки враховують вади попередніх моделей.

Електричні моделі, що наведені на рис. 4.7 та рис. 4.8, складаються з наступних активних та пасивних компонентів:

- $E_1(t)$ та $E_3(t)$ - еквівалентні генератори змінної напруги по підтримці фізичного принципу роботи системи торкання;

- $E_2(t)$ - еквівалентний генератор напруги близької присутності;
- $i_0(t)$ - еквівалентний генератор шумового струму;
- R_1 та R_9 - еквівалентний внутрішній опір генераторів напруги;
- R_3 - еквівалентний опір шпинделя верстата;
- R_4 - еквівалентний опір зони торкання;
- R_5 - еквівалентний опір пінолі верстата;

- R_6 та R_7 - еквівалентні частини опору деталі відносно точки торкання;
- R_2 - еквівалентний опір кола ближньої присутності;
- ключ “Т” - імітатор торкання.

При металообробці у процесі торкання інструмента до деталі можуть виникати чотирьох видів.

Перша ситуація при торканні інструмента до деталі

Торкання відсутнє (ключ “Т” розімкнений), деталь не обертається (але ця ситуація є уявним явищем з погляду засад фізики). Фактично торкання існує через мережу електромагнетних полів, які є властивістю всіх верстатів, оскільки в основі їх побудови є електромагнетні матеріали. В цієї ситуації сума струмів, які входять у точку В, дорівнюють сумі вихідних струмів:

$$i_0 + i_1 = i_5. \quad (4.32)$$

Струм $i_2 = 0$, тому що за умови джерело напруги $E_2(t) = 0$ при $n_{\text{дет}} = 0$.

У статичному стані сигнал присутності у відчутнику утворюється завдяки струму i_7 скрізь деталь, який знаходиться з умови:

$$i_5 = i_0 + i_1 = i_3 + i_7 \quad (4.33)$$

$$\text{де } i_1 = \frac{E_1(t)}{R_1 + R_5 + \frac{R_3(R_6 + R_7)}{R_3 + R_6 + R_7}};$$

$$i_7 = (i_0 + i_1) \frac{R_3}{R_3 + R_6 + R_7}.$$

Струм від електромагнетних шумів i_0 досить невеликий, щоб утворити сигнал достатньої потужності. При цьому головну роль відіграє струм i_1 , тобто та його частина, котра протікає скрізь оброблювану деталь. Величина його залежить від величини опору навантаження на джерело напруги $E_1(t)$, що генерує спеціальний генератор струму:

$$i_1 = \frac{E_1(t)}{R_1 + R_{AB}}, \quad (4.34)$$

де R_{AB} - опір частини схеми між точками А та В (точки підключення генератора) при відсутності торкання, що обчислюється за умови [42, 55]:

$$R_{AB} = R_5 + \frac{R_3(R_6 + R_7)}{R_3 + R_6 + R_7}. \quad (4.35)$$

У статичному стані опори R_3 та R_5 практично рівні між собою та коливаються у межах 0,1...2 Ом. Опір деталі ($R_6 + R_7$) здебільшого не перевищує 0,3...5 Ом, тобто струм i_7 коливається у межах приблизно однієї третини від i_1 і для розрахунків у наведеному прикладі з достатньою точністю визначається як:

$$i_7 \approx (i_1 + i_0) / 3. \quad (4.36)$$

Струм i_3 не є корисним, оскільки являє собою паразитне навантаження джерела напруги $E_1(t)$. Витрати енергії настільки малі, що вони при отриманні сигналу присутності не впливають на перерозподіл струмів у ланцюзі верстата.

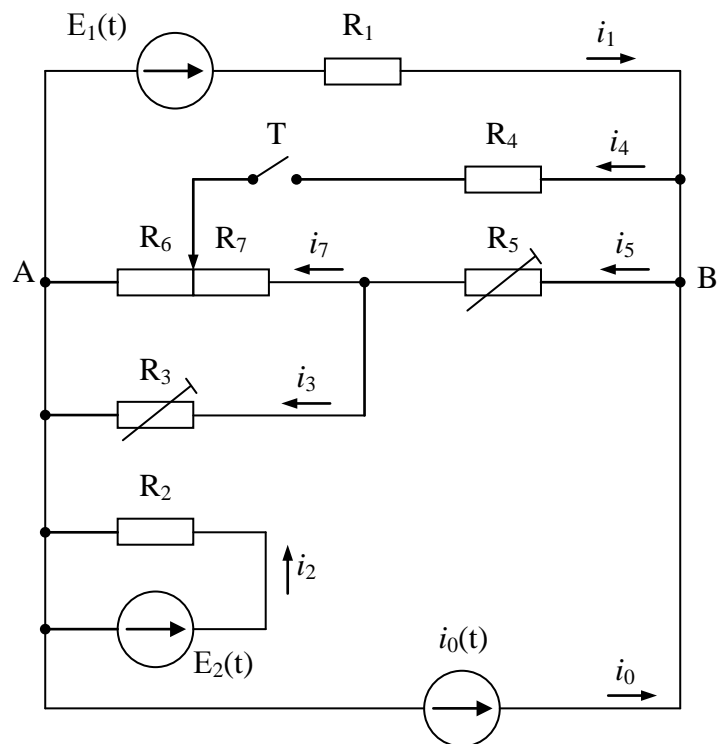


Рис. 4.7. Схема електричної моделі токарного верстата

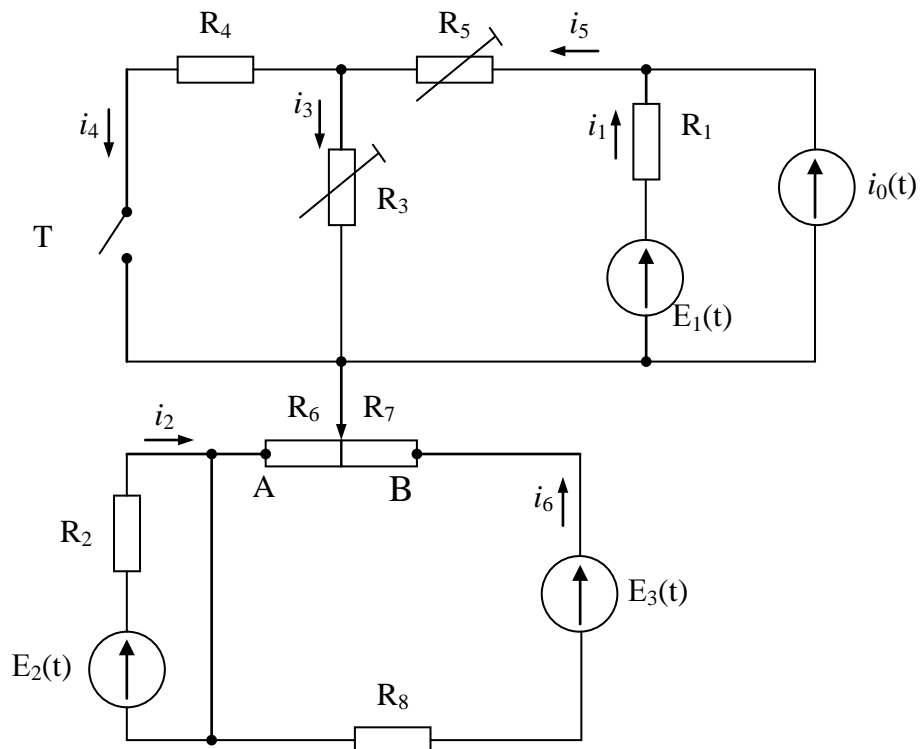


Рис. 4.8. Схема електричної моделі фрезерного верстата і ОЦ

Друга ситуація при торканні інструмента до деталі

У цьому випадку на різницю від попереднього є імітація торкання, тобто ключ “Т” замкнений. Наявність струму i_5 не є важливим, позаяк присутність вважається зареєстрованою. При торканні чутник реагує на струм i_4 . Опір R_4 є нелінійним опором зони торкання, але в межах заглиблення різального інструмента у деталь (до 1 мкм) при їх торканні лінійність витримується досить вірно (рис. 4.9, 4.10). Струм i_4 , на який безпосередньо реагує відчутник при торканні, у такому разі буде дорівнювати [42, 55, 56]:

$$i_4 = U_{AB} \frac{R_5(R_5 + R_6 + R_7) + R_5 R_7}{(R_4 + R_5) \cdot (R_5 + R_6 + R_7) + (R_5 + R_6) R_7} \cdot \frac{R_5 + R_6 + R_7}{R_5(R_5 + R_6 + R_7) + (R_5 + R_6) R_7}, \quad (4.37)$$

де напруга U_{AB} визначається як: $U_{AB} = R_{AB}(i_1 + i_0)$;

$$R_{AB} = \frac{[R_7 \cdot R_4 + R_6(R_4 + R_5 + R_7)] \cdot [R_5 \cdot R_7 + R_3(R_4 + R_5 + R_7)]}{(R_4 + R_5 + R_7) \cdot [R_7(R_4 + R_5) + (R_3 + R_6) \cdot (R_4 + R_5 + R_7)]} + \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5 + R_7}. \quad (4.38)$$

Звідсіля видно, що при торканні, контактуючу групу інструмент-деталь можна розглядати як джерело струму з напругою холостого ходу U_{AB} та внутрішнім опором R_{AB} , які відповідають попередньому випадку.

Якщо зважити на те, що для підвищення надійності електричне коло верстату містить джерело $E_1(t)$, то навіть при його відсутності або виході з ладу ($i_1 = 0$) струм через зону контакту проходитиме за рахунок струму $i_0(t)$:

$$U_{AB} = R_{AB} \cdot i_0, \quad (4.39)$$

що є цілком достатнім для отримання сигналу торкання.

У більшості випадків такий струм i_4 при торканні коливається у межах 100...500 мкА (залежно від частоти) без джерела $E_1(t)$ і до 5000 мкА з джерелом. При розгляданні вказаної ситуації необхідно зауважити, що відбувається перерозподіл струмів у ланцюгах верстата. Струми i_3 та i_5 , як у попередньому випадку, мають паразитичний характер, відбираючи частину енергії джерел струму і знижуючи, як наслідок, потужність струму i_4 .

З усіх випадків реєстрації торкання це є найгірший з огляду на перепад струму i_4 . Основною причиною такої ситуації є надто малі значення опорів R_3 та R_5 у статичному торканні, тобто опорів, які відповідають опору шпинделя та пінолі верстата відповідно.

Третя ситуація при торканні інструмента до деталі

Існує обертання деталі, але торкання відсутнє, сигнал присутності у чутнику формується струмом i_7 та i_2 , тобто:

$$i_7 = (i_0 + i_1) \cdot \frac{R_3^V}{R_3^V + R_6 + R_7} \quad (4.40)$$

$$i_2 = \frac{E_2(t)}{R_2} \quad (4.41)$$

При цьому вплив струму i_0 досить незначний, тому його не варто враховувати.

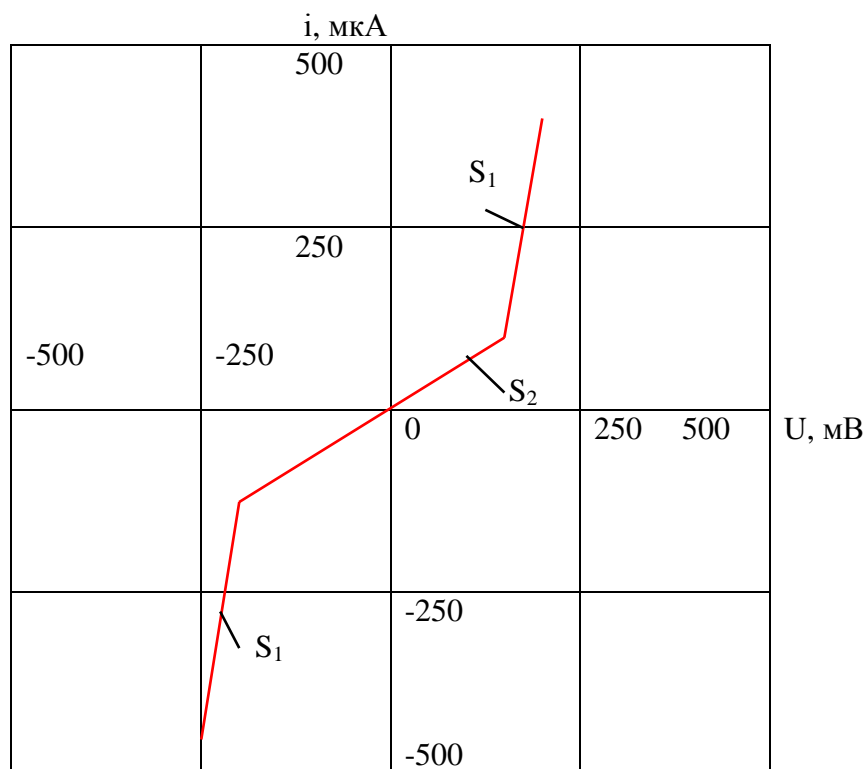


Рис. 4.9. Вольтамперні характеристики зони контакту при глибині занурення інструмента в деталь 3 мкм (крутизна характеристики $S_1=0,168$ А/В, $S_2=0,0016$ А/В, струм – постійний), контактна пара дюраль Д16–ВК8

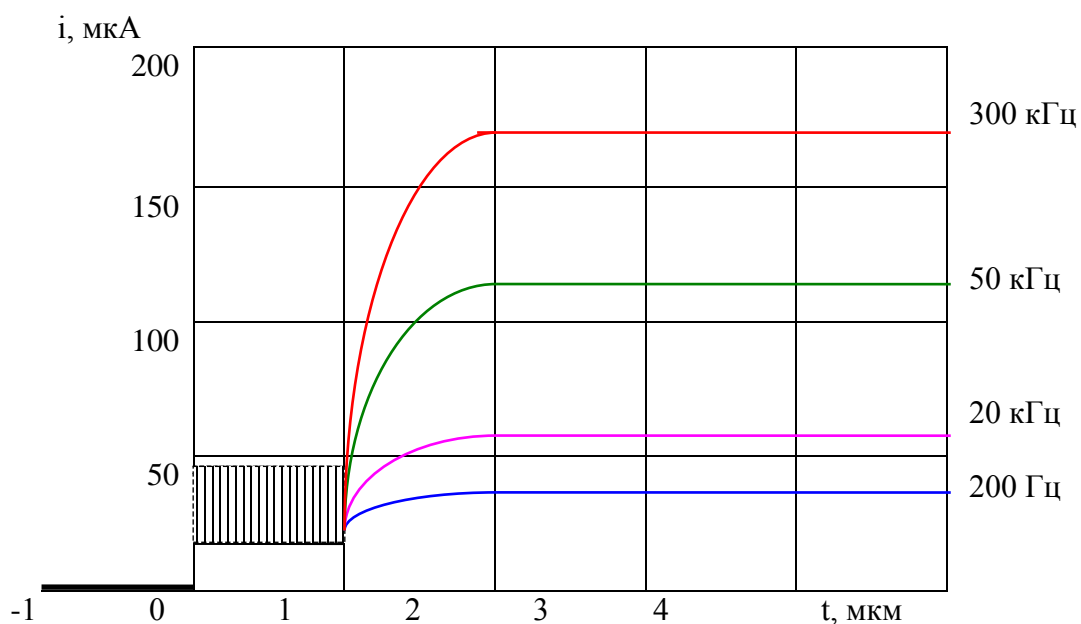


Рис. 4.10. Залежність величини струму через зону контакту від глибини занурення інструмента у деталь та частоти, обраної для роботи генератора струму підтримки фізичного принципу роботи (верстат ТПК-125 ВМ), контактна пара латунь ЛС59–ВК8

Опір $R_6 + R_7$, як вже вказувалось, теж досить незначний, але починають діяти динамічні складові опорів R_3 та R_5 , тобто для цього випадку треба враховувати швидкість обертання валу шпинделя та опорного конусу пінолі верстата.

Цей випадок торкання найбільш складний з погляду класичних фізичних процесів, які відбуваються з тілами, що обертаються, але, в першу чергу зі шпинделем. Оскільки не було ніяких засад стосовно цього питання, то первинна теза мала наступний вигляд:

$$\begin{aligned} R_3^V &= R_3(0) + R_{д3} \cdot \frac{V_{\text{пш}}}{V_{\text{пш}} + 1}; \\ R_5^V &= R_5(0) + R_{д5} \cdot \frac{V_{\text{пш}}}{V_{\text{пш}} + 1}; \end{aligned} \quad (4.42)$$

де $R_3(0)$ та $R_5(0)$ - сталі значення опору шпинделя та пінолі при $n_{\text{дет}} = 0$;

$R_{д3}$ та $R_{д5}$ - омічні швидкісні коефіцієнти шпинделя та пінолі;

$V_{\text{пш}}$ та $V_{\text{пш}}$ - лінійна швидкість у підшипниках шпинделя та пінолі верстата;

R_3^V та R_5^V - відповідні опори при $V \neq 0$.

При обертанні деталі $V_{\text{пш}} \gg V_{\text{пш}}$, оскільки існує досить суттєва різниця у радіусах підшипників шпинделя та пінолі. Збільшення опорів R_3 та R_5 призводить до перерозподілу струмів у ланцюзі верстата. Загальне навантаження на джерело $E_1(t)$ спадає, що призводить до небажаного підвищення напруги U_{AB} . Струм i_7 при цьому значно підвищується і практично дорівнює струму i_1 :

$$i_7 = (i_0 + i_1) \cdot \frac{R_3^V}{R_3^V + R_6 + R_7}, \quad (4.43)$$

$$\text{де} \quad i_1 = \frac{E_1(t)}{R_1 + R_5^V + \frac{R_3(R_6 + R_7)}{R_3 + R_6 + R_7}} \quad (4.44)$$

Як наслідок такого перерозподілу струмів є значне зростання реєструємої зони присутності навколо деталі, що є дуже незручним у виробництві і додає складнощів у вихідних колах генератора для стабілізації струму i_7 . Але безпосередньо у ближній зоні деталі сигнал формується шорсткісними та внутрішніми дефектами деталі. Тому еквівалентом цієї функції є струм, генеруємий джерелом $E_2(t)$ у вигляді струму i_2 . Потужність еквівалентного струму є функцією, залежною від лінійної швидкості обертання деталі, а джерело $E_2(t)$ треба розглядати як функціональний генератор шорсткості та дефектності деталі.

Більш достеменно дослідження цього випадку доводить, що вирази (4.42) для R_3^V та R_5^V виправдовуються лише у вузьких межах. У зв'язку з цим були проведені дослідження із застосуванням сучасних приладів, оскільки, як виявляється, якість приладів, а саме – величина $R_{\text{вх}}$ суттєво впливає на кінцеві результати. Емпіричні дослідження та пошук комплексних аналогій довели, що

реально характеристика перехідних опорів з дуже великою вірогідністю наближається до наступних залежностей:

$$R_3^V = R_3(0) \cdot V_{\text{пш}} \cdot V_{\text{пш}} + e^{-\frac{f(R_{3\text{м}})}{n^2}} \quad (4.45)$$

$$R_5^V = R_5(0) \cdot V_{\text{пш}} \cdot V_{\text{пш}} + e^{-\frac{f(R_{3\text{м}})}{n^2}}$$

де $f(R_{3\text{м}})$ – комплексна характеристика електричного опору мастила та його гідродинаміки.

На рис. 4.11 відображено результати дослідів трьох токарних верстатів з зростаючим радіусом підшипників шпинделя, тобто $R_{\text{пш1}} < R_{\text{пш2}} < R_{\text{пш3}}$, тобто з графічного матеріалу зрозуміло, що радіус підшипника суттєво впливає на загальний електричний опір системи обладнання. З погляду фізики процесу найбільш впливовим параметром є функція $f(R_{3\text{м}})$, оскільки в її складових закладено ефект Магнуса [57]:

$$F_M = l\rho V_{\text{л}}(2\pi\omega R^2) \quad (4.46)$$

де l – довжина циліндричної поверхні підшипника шпинделя (ролика або радіус кульки);

ρ – щільність мастильної рідини;

V_M – швидкість відносного руху мастила у підшипниках шпинделя, для роликів та кульок лінійна швидкість руху її центра маси;

ω – кутова швидкість циліндричної поверхні, поверхні ролика, поверхні кульки підшипника;

R – радіус циліндричної поверхні, ролика або кульки підшипника.

Величина $2\pi\omega R^2$ визначає циркуляцію швидкості змащувальної рідини. Окрім того, автори вважають, що на величини R_3^V та R_5^V значно впливає приповерхневий шар (δ) змащуючої рідини:

$$\delta = \frac{l}{\sqrt{R_e}},$$

де l – подовженість тіла (ширина треку підшипника), а R_e – число Рейнольдса.

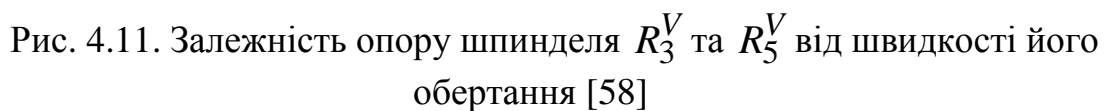
Загальний висновок полягає у тому, що сила підйому (F_M) разом з властивостями приповерхневого шару намагаються підняти вал шпинделя на гідродинамічну подушку. Відбувається це не одразу, а поступово, тому і характер опорів R_3^V та R_5^V має таку залежність, як наведено на рис. 4.11 та у виразі (4.45).

Фактично є можливість визначити три особливі фрагменти у поведінці цих опорів, які впливають на перерозподіл струмів у верстаті.

- У фрагменті швидкостей від 0 до V_A спостерігається якісна реєстрація моменту торкання, але реєстрація моменту присутності вимагає значних енергетичних витрат;

Тобто співвідношення для струму i_4 :

$R_3^V, R_5^V (10^3 \text{ OM})$



86

- У фрагменті швидкостей від n_A до ∞ шпindel повністю “зависає” на гідроподушці і стає гальванічно ізольованим від усієї маси верстата, тобто відбувається екранний гідроаеродинамічний ефект. Якщо шпindel має гальванічний контакт з генератором поля, то у цьому випадку реєстрація присутності та торкання є практично ідеальною та легко керуємою за напрямком та потужністю.

Четверта ситуація при торканні інструмента до деталі

У цьому випадку інструмент торкається деталі, що обертається. Тоді струм i_4 обчислюється на тих же засадах, що і у (4.37) з тією різницею, що необхідно зробити підстановку у цьому виразі наступного вигляду:

$$R_3 = R_3^V \quad \text{та} \quad R_5 = R_5^V. \quad (4.48)$$

Отже, стосовно моделювання електричних явищ у токарних та фрезерних верстатах необхідно зробити наступні висновки:

- перерозподіл струмів, хоч і впливає на величину сигналу при торканні, але не є вирішальним при реєстрації торкання і слабо діє на кінцевий результат у межах точності обладнання;
- перерозподіл струмів досить сильно впливає на розмір зони присутності навколо деталі, що позитивно відбивається на точності визначення її розмірів і, як наслідок, не вимагає спеціальних конструктивних заходів для усунення цього недоліку.

Фрезерні верстати та ОЦ мають ті ж самі чотири ситуації торкання, що і у токарних верстатах, але значно простішу електричну модель, ніж у попередніх. Єдиним невеликим ускладненням, яке має система торкання при роботі, є застосування одного або більшої кількості генераторів струму для забезпечення підтримки фізичного принципу роботи $E_1(t)$ та $E_3(t)$.

Ці джерела повинні бути незалежними, наприклад, джерело $E_1(t)$ обслуговує шпindel'ну частину верстата, а джерело $E_3(t)$ обслуговує робочий стіл з деталлю.

4.5. Джерела наведених перешкод та реакція відчутника на них

Наведення на основній частоті спостерігаються, коли в межах одного або декількох радіоелектронних пристроїв є джерела наведення, паразитно пов'язані з чутливими приймачами наведення, що працюють на частотах джерел. Крім цього наведення, зрідка зустрічається як високочастотне наведення на гармоніках. Воно виникає в пристроях, що містять елементи, працюючих на кратних частотах. Якщо елемент, має відносно високий рівень потужності, працює в нелінійному режимі, то гармоніки основної частоти, що виходять на його виході, можуть по ланцюгах паразитного зв'язку надходити до входу чутливого елемента, налагодженого на кратну частоту.

Прикладом такого виду наведення можуть служити прилади зі сполученим розташуванням генераторів ЕМП та відчутників, що працюють на різних

частотах. У таких СКТ неможлива робота відчутників на гармоніках основних частот генераторів ЕМП.

Іншим прикладом високочастотного наведення на гармоніках може слугувати діапазонний супергетеродинний приймач із більшим посиленням по високим і проміжним частотам. У цих приймачах здійснюється ослаблення паразитних зв'язків окремо в підсилювачах високої й проміжної частотах, щоб уникнути їхньої нестійкої роботи. Однак при цьому не приймаються заходи щодо ослаблення зв'язків виходу підсилювача проміжної частоти з входом підсилювача високої частоти й з антеною, оскільки вважається, що така система працює на двох різних частотах, і зворотний зв'язок має безпечний характер. Іноді ж вихідний каскад підсилювача високої частоти й детектор, що працюють у нелінійному режимі, створюють досить потужні гармоніки високої частоти, що надходять на вхід відчутника. При настроюванні підсилювача високої частоти на ці гармоніки виникає або самозбурення, або спотворення частотних характеристик.

До перешкод на основній частоті відноситься також вплив тла мережі живлення на чутливі підсилювачі у низькочастотному діапазоні. У цьому випадку джерелом наведення є трансформатор, дріт живлення та інші елементи, з'єднані з мережею живлення, особливо якщо система чутника працює на підвищеній частоті з великою швидкістю руху, а приймачами наведених перешкод є перші каскади підсилення.

4.6. Огляд імовірних джерел і приймачів наведень

Чіткого розмежування частин чутника на джерела й приймачі наведення зробити не можна. Іноді той самий елемент може бути одночасно й джерелом, і приймачем наведення. Так, наприклад, будь-який проміжний каскад багатокаскадного підсилювача є джерелом наведення для всіх попередніх каскадів і приймачем наведення від всіх наступних.

Тому на першому етапі рішення конкретного завдання зручно вважати всі елементи пристрою потенційними джерелами й приймачами наведення, обираючи потім методом послідовного виключення найбільш імовірні варіанти, що підлягають достеменній обробки.

Чим вище співвідношення рівнів потужностей і напруг між якими-небудь частинами й пристрою, тим імовірніше наведення з однієї із цих частин на іншу. При однакових коефіцієнтах паразитного зв'язку на резонансних контурах, що працюють на основній частоті, збуджується більша напруга, чим в аперіодичні або в розлагоджених ланцюгах. Тому із всіх елементів чутника найбільш імовірними джерелами наведення є елементи з найвищими рівнями високочастотної або імпульсної потужності. Найбільш імовірними приймачами наведення є елементи з найменшим рівнем високочастотної потужності, що містять резонансні контури, настроєні на частоти, випромінювані ймовірними джерелами наведення.

При конструюванні чутників важливо враховувати ймовірні джерела та приймачі електромагнетного тла технологічного обладнання для того, щоб вжити необхідні заходи знищення або зменшення перешкод.

Ймовірні джерела наведень:

- мережа живлення змінного струму;
- потужні генератори високої частоти, що особливо працюють у нелінійному режимі й імпульсні;
- імпульсні модулятори з високою напругою й великим струмом;
- генератори імпульсів, особливо з великим струмом, наприклад, блокінг-генератори;
- генератори розгортки, особливо з високою напругою і малим часом зворотнього ходу;
- обмотки реле, контакторів, соленоїдів та інших приладів, що мають більшу індуктивність і працюючих в режимі включення — вимикання;
- електродвигуни, що працюють у режимі включення — вимикання;
- вимикачі, перемикачі й контактні пари реле;
- феррорезонансні стабілізатори напруги;
- вихідні й силові трансформатори;
- вихідні й передвихідні каскади підсилювачів високою, проміжною й низькою частот;
- ненадійна екранізація вхідних ланцюгів відчутника та чутника.

Ймовірні приймачі наведень:

- всі радіоелементи, особливо чутливі й працюючі в довгохвильовому діапазоні;
- електронно-променеві трубки;
- спускові пристрої (тригери, що чекають блокінг-генератори й мультівібратори й інші елементи імпульсної та обчислювальної техніки) з високої чутливістю спрацьовування;
- вхідні й перші проміжні каскади посилювачів всіх типів;
- вхідні трансформатори підсилювачів сигналів низької частоти;
- довгі кабелі, що з'єднують різні пристрої або частини одного пристрою, особливо при наявності двох і більше заземлень.

Отже, у підсумку необхідно зауважити, що на чутливий елемент і, як наслідок, на якість інформації дуже сильно впливають шумові компоненти. Для того, щоб зменшити їх вплив на результати вимірювання, необхідно обмежувати частотний діапазон. Але це пов'язано з тим, що різко зростає постійна стала чутливого елемента. Тому необхідно вишукувати той самий оптимум між смугою частотного пропускання системи та потрібною швидкістю.

РОЗДІЛ 5. ВІДЧУТНИКИ КЛАСУ *M* ТА *EM*

Відчутники класу *M* відносяться до найстаріших з існуючих у світі. Це є чутники, побудовані на властивості матеріалу утримання своєї форми за будь-яких умов зовнішнього середовища та експлуатації. Окрім того, вони є найбільш простіші за конструкцією та налагодження.

5.1. Відчутники класу *M*

Основна математична залежність, яка має вплив на точність цих відчутників:

$$d\Delta = \frac{\partial \Delta}{\partial x_{MH}} dx_{MH} + \frac{\partial \Delta}{\partial x_T} dx_T \quad (5.1)$$

де dx_{MH} - комплекс механічних навантажень,

dx_T - комплекс термодинамічних навантажень,

Δ - номінальний розмір чутливого елемента.

Для будь-якого відчутника цього класу основною проблемою є утримання геометричних розмірів з високою точністю. Маса відчутника у цих випадках відіграє другорядну роль, оскільки основна вимоги, що стосуються цього типу приладу, це:

- висока жорсткість конструкції та твердість чутливих частин відчутника [HRC 50...55]
- відсутність будь-яких вібраційних явищ, які супроводжують його роботу.

З висунутих умов зрозуміло, що ці конструкції повинні бути монолітними та жорсткими. Тим не менш це не завжди вдається виконати виключно конструктивно. Звідси існують відчутники, побудовані за принципом, який має опис у [59].

5.2. Відчутники підкласу *k*

Відчутники цього типу є найбільш поширеними у металообробці. Основні їх застосування – це прилади під назвою «калібр». У такому випадку вони слугують зразками для оцінки точності виконання того чи іншого розміру. Зазвичай ці відчутники є приладами суб'єктивної оцінки виконання того чи іншого розміру і є самими примітивними за конструкцією, але не за точністю виконання. Виконуються ці відчутники з термостабільних матеріалів з високою корозійною стійкістю. Умовно їх можна розподілити на дві групи.

Перша група вирішує задачу виконання по точності того чи іншого розміру, тобто калібри розмірів. При цьому зазвичай калібр має два базових розміри, які працюють за принципом «прохід↔непрохід». Фактично це разова величина якогось розміру з відповідним полем допуску (рис. 5.1). Реально цей відчутник реалізує посередню оцінку градієнта похибки виготовлення для конкретного верстата [60]. Фактично всі варіанти виконання цих відчутників працюють у ручному режимі.

Друга група цих відчутників призначена для використання на верстатах і знову таки може умовно бути поділена на дві підгрупи. Перша з них (незалежно від типу використання) слугує початковому базуванню інструмента, тобто це різні за конструкціями ПНБ та АНБ. Ці прилади виконують технологічну прив'язку інструмента до координатної системи верстата та контролю зносу інструмента (рис. 5.2). друга з них слугує для виміру градієнтів похибки робочого простору верстата, тобто градієнтометри похибки та його напрямку. Використовуються вони лише в автоматичному режимі разом з системою CNC, оскільки отримані результати необхідно обробляти за відповідними математичними залежностями.

Усі вище названі відчутники підкласу k являють собою геометрично закінчені досконалі форми з високою жорсткістю, тобто чутливий елемент не має будь яких механічних підсилювачів та перетворювачів його руху у просторі. Тим не менш така необхідність іноді існує. У цих випадках чутливий елемент рухається по поверхні, яка являє собою програму руху згідно розрахунків, форми тощо. Найбільше розповсюдження отримали програми, які виконані та виготовлені у вигляді пластин з канавками або ексцентриків різної форми (копіювальні автомати). Користуючись можливістю підналагодження коефіцієнту передачі пантографа є можливість коригувати відповідний рух інструмента, який обробляє заготовку.

5.3. Відчутники підкласу rk

Для відчутників цього типу маса має другорядне значення, оскільки впливає тільки на заготівельну вагу і не впливає на якість вимірювання. Для цього типу вимірювальних приладів треба віднести різні конструкції штангенциркулів, кутомірів, мікрометрів тощо (рис. 5.4). Всі вони виконуються з високоякісних матеріалів з великою жорсткістю, але мають рухливі частини з пружними елементами, які виконують роль демпфера у момент вимірювання. Призначені для роботи у ручному режимі з суб'єктивною оцінкою точності.

5.4. Відчутники підкласу rmk

До відчутників цього типу необхідно віднести низку приладів під загальною назвою індикаторів годинникового типу. На відміну від попередніх конструкцій ці прилади мають набагато складнішу конструкцію. Така конструкція утворюється тому, що невеликі переміщення чутливого елемента необхідно значно підсилити (механічно), щоб отримати переміщення стрілки на індикаторі (рис. 5.5). Ці механізми зазвичай складаються з певної кількості важелів, зубчастих передач, пружин та демпферів. Як наслідок таким механічним пристроям притаманна резонансна частота.

Характерними резонансними частотами для цих приладів можна вважати діапазон від 0.5 до 10 Гц. Оскільки діапазон вимірювання цих приладів становитиме максимум кілька міліметрів (1÷5 мм), то їх використовують як

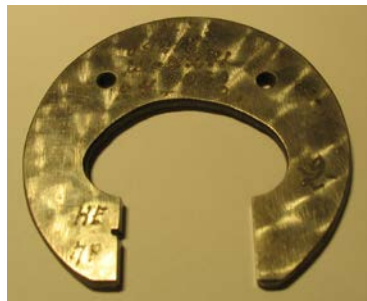
відносний вимірювач деякої визначеної довжини. Для цього їх встановлюють у спеціальні пристосування, або виконують у монолітному корпусі. Наразі такі прилади можуть виконувати роль ПНБ (як зображено на рис. 5.2).



а) циліндричний калібр
«прохід↔непрохід»



б) двосторонній підковоподібний
калібр «прохід↔непрохід»



в) односторонній підково-
подібний калібр



г) різьбовий калібр

Рис. 5.1. Типи калібрів

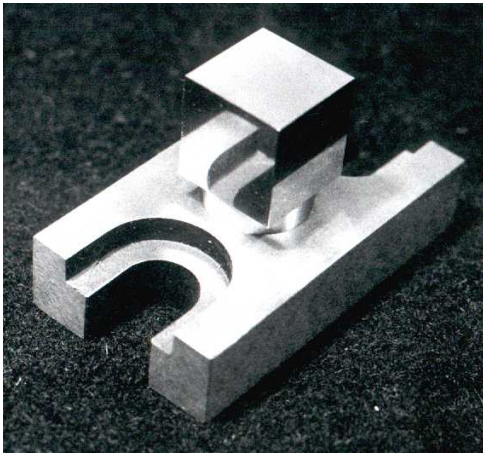
5.5. Відчутники класу EM підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$

Відчутники цього підкласу мають властивості, які об'єднують у собі якості чутливих елементів, побудованих на засадах як RLC та r, m, k принципів. Такі відчутники мають подвійний резонанс. З одного боку це електричний резонанс, з іншого – механічний.

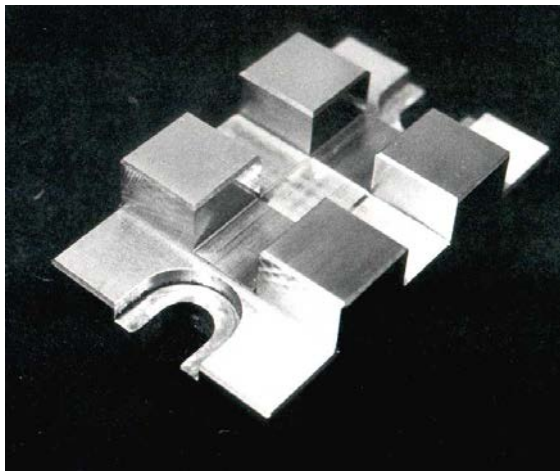
Найбільшої ефективності цей підклас відчутників досягає у випадку співпадіння електричного та механічного резонансу, тобто так званого

електромеханічного резонансу. За своєю побудовою їх умовно можна розподілити на дві великі групи: моноблочні та поліблочні.

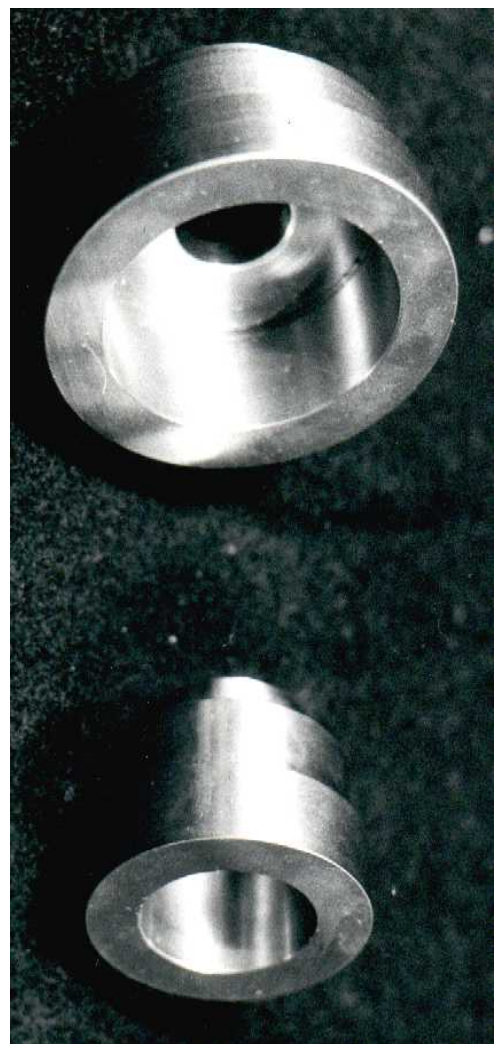
До моноблочних необхідно відносити відчутники, які будуються на принципах п'єзочутливості різних матеріалів до електричних та механічних навантажень. Поліблочні зазвичай являють собою якусь конструкцію, яка реагує як на електричні, так і на механічні навантаження. Відчутники поліблочної конструкції є дуже складними по своїй конструкції, тому використовуються лише за специфічних випадків вимірювання будь яких фізичних величин. Моноблочні навпаки завдяки дуже простій конструкції мають досить широке застосування, особливо та їх частина, яка має назву п'єзорезонансних. Тим не менш, у контролі при металообробці використовуються як ті, так і інші. У засадах їх використання полягає те явище, що будь-який процес металообробки супроводжується ультразвуковим випромінюванням, яке надходить із зони різання.



а)



б)



в)

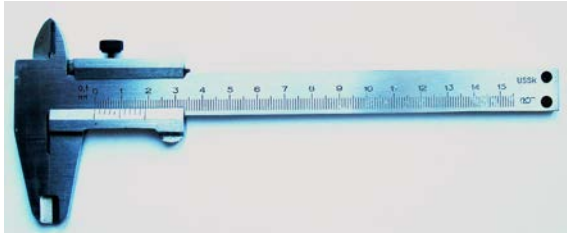
Рис. 5.2. ПНБ
а - “КУБ”, б - “ХРЕСТ”, в - “КЕЛИХ”



Рис. 5.3. ПНБ типу «градієнтометр» ГРМ1

У цьому випадку джерело випромінювання можна розглядати як деякий елемент поверхні S різального інструмента. Тоді більшість випромінюючих елементів є порівняльні з довжиною хвилі у середовищі. Оскільки інструмент має закінчену форму, то випромінююча енергія концентрується у визначеному напрямку. Якщо ми уявимо, що джерело звуку знаходиться у центрі великої кулястої поверхні, то тиск (звуку) у різних ділянках цієї поверхні буде неоднаковим. Відносна величина звукового тиску залежно від азимутального кута має назву характеристики напрямку.

У випадку використання $f(RLC) + f(r, m, k)$ його використання (чутливість) є вельми залежним від напрямку звукової хвилі, яка падає на його поверхню. Використання напрямку для налагодження на максимальну чутливість є ефективним засобом боротьби з сторонніми перешкодами.



а) Штангенциркуль



б) кутомір



в) мікрометр

Рис. 5.4. Типові вимірювачі геометричних лінійних та кутових розмірів



Рис.5.5. Індикатор годинникового типу

Оскільки випромінювання та прийом для цього типу відчутників є взаємообернені, то користуючись принципом Гюйгенса та рівнянням Релея можна стверджувати, що у будь-якій точці звукового поля коливальна

швидкість частинок V та звуковий тиск P можуть бути описані через акустичний потенціал швидкостей Ψ наступним чином []:

$$V = -\Delta \Psi \quad (5.2)$$

$$P = \rho \frac{\partial \Psi}{\partial t}, \quad (5.3)$$

де ρ – щільність середовища; Δ – оператор $[i(\partial/\partial x) + j(\partial/\partial y) + k(\partial/\partial z)]$.

Якщо розглядати синусоїдальні коливання з кутовою швидкістю ω , то потенціал швидкостей задовольняє хвильовому рівнянню:

$$\nabla^2 + k^2 \Phi = 0. \quad (5.4)$$

У цьому рівнянні k – хвильове число:

$$k = \omega \sqrt{\frac{\rho}{K}} = \sqrt{\frac{\omega}{c}} = \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda}}, \quad (5.5)$$

де λ – довжина хвилі;

c – швидкість розповсюдження,

K – модуль об'ємної пружності середовища розповсюдження.

Якщо розглядати замкнену поверхню S у звуковому полі, то рівняння (5.4) для визначеної точки у просторі можна привести до інтегральної форми. У цьому випадку потенціал швидкостей у точці P всередині об'єму можна отримати шляхом інтегрування за межових умов по поверхні S у вигляді (рис.5.6):

$$\Phi_P = \frac{1}{4\pi} \left[\int_S \left(-\frac{\partial \Phi_S}{\partial n} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} dS + \int_S \Phi_S \frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-jkr}}{r} dS \right], \quad (5.6)$$

де Φ_S – величина потенціалу швидкості площинки dS площини S ,

r – відстань між P та dS ,

n – нормаль до dS , зорієнтована всередину.

Величина $V_n = \partial \Phi_S / \partial n$ – нормальна компонента коливальної швидкості на поверхні S . Співвідношення за виразом (5.6) є виразом принципу Гюйгенса.

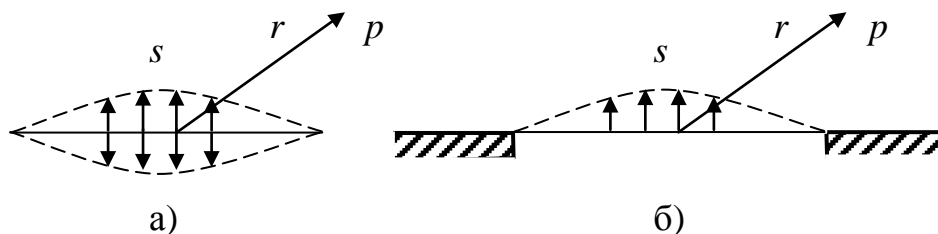


Рис. 5.6. Двошаровий випромінювач з антисиметричним розподілом швидкостей (а) та плоский випромінювач у нескінченному екрані (б)

Якщо джерело випромінювання являє собою двошарову систему і складається з двох плоских діафрагм, які коливаються з антисиметричним

розподілом швидкостей (рис. 5.6, а), то для того, щоб визначити потенціал швидкостей у точці P , його передню та задню поверхню можна вважати за поверхню S . При цьому, другі члени у (5.6) компенсують один одного, а перший подвоюється. У наслідку маємо рівняння Релея у наступному вигляді:

$$\Phi_P = \frac{1}{2\pi} \int_S v_n \frac{e^{-jkr}}{r} dS. \quad (5.7)$$

Це рівняння також справедливо для плоскої випромінюючої поверхні, яка коливається у нескінченному плоскому жорсткому екрані, як показано на рис. 5.6, б.

5.6. Електричні властивості відчутників підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$

Оскільки найбільшого розповсюдження набули відчутники моноблочної конструкції, то розглянемо саме їх електричні властивості. Поліблочні більш складні за своєю конструкцією, але у кінцевому випадку їх фізика роботи зводиться до імітації роботи моноблочного.

Моноблочний чутливий елемент являє собою кристалічну масу визначеної форми. В основі роботи такого елемента покладено прямий п'єзоелектричний ефект, а саме утворення електричних зарядів на гранях кристалів деяких діелектриків за їх механічної деформації. Такі властивості мають кварц (кришталь), сегнетова сіль, титанат барію тощо. П'єзоелектричні властивості у кристалах є зв'язаними з орієнтуванням їх осей. Розрізняють головну або оптичну вісь Z та перпендикулярні до неї електричну вісь X та механічну вісь Y .

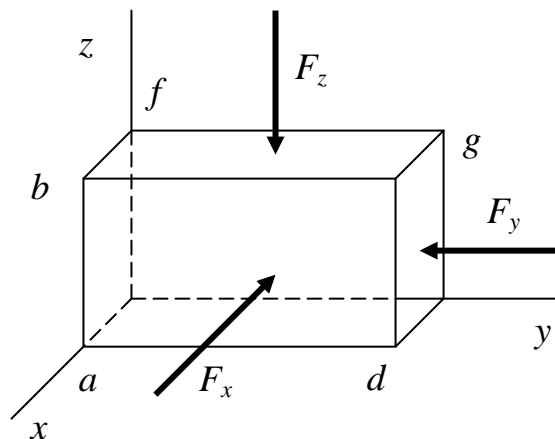


Рис. 5.7. Осі п'єзоелектричного відчутника

Електрична вісь з'єднує симетричні точки кристалу, де заряд набуває максимальної величини. У загальному випадку в елементі може бути кілька механічних та електричних осей. Найбільш вживана форма відчутника - це прямокутна або кругла пластинка. Під дією сили F_x вздовж осі x , на гранях f_x перпендикулярних до осі x , виникають різнополярні заряди q_x (поздовжній

п'єзоефект). Величина цих зарядів у межах пружних деформацій є лінійно залежною від діючої сили.

$$q_x = k_n F_x, \quad (5.8)$$

де $q_x = k_n F_x$ – п'єзомодуль матеріалу.

При дії сили вздовж осі F_y на тих же гранях f_x виникають різнополярні заряди q'_x (поперечний п'єзоефект). Величина цих зарядів є залежною не тільки від сили дії, але і від розміру граней:

$$q'_x = -k_n \frac{f_x}{f_y} F_y, \quad (5.9)$$

де f_x та f_y – площа граней.

Заряди на протилежних гранях f_x рівні між собою, але мають різні знаки. Знаки визначаються напрямком сили, тобто стискання або розтягування.

Напруга між обкладинками по гранях f_x при відсутності навантаження:

$$E = q_x / C_n, \quad (5.10)$$

де ємність відчутника становить:

$$C_n = \frac{\varepsilon f_x}{d}, \quad (5.11)$$

а ε – діелектрична стала;

f_x – площа грані;

d – товщина відчутника.

Як приклад наведемо наступні технічні характеристики деяких класичних п'єзоелементів.

- п'єзомодуль кварца $k_n = 2,3 \cdot 10^{-12}$ Кл/Н; діелектрична проникність $\varepsilon = 40 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, модуль пружності $E_y = (7 \div 10)^{10}$ Па, залишкові деформації не знаходяться аж до навантажень $(6 \div 10)^7$ Па, критична температура становить 573°C , коли п'єзомодуль $k_n = 0$;

- сегнетова сіль має п'єзомодуль $k_n = 300 \cdot 10^{-12}$ Кл/Н, вузький температурний діапазон від -15°C до $+22,5^\circ\text{C}$, сильна гігроскопічність та малий температурний діапазон сильно обмежують використання цього типу матеріалу;

- титанат барія має п'єзомодуль $k_n = 107 \cdot 10^{-12}$ Кл/Н за діелектричної проникності $\varepsilon = 124 \cdot 10^{-10}$ Ф/м та модулю пружності $E_y = 1,1 \cdot 10^{11}$ Па. П'єзомодуль досить стабільний у межах від 0°C до $+80^\circ\text{C}$, але додаток з деяких розширює діапазон від -50°C до $+200^\circ\text{C}$.

Оберненість п'єзоелектричного ефекту дозволяє виконувати п'єзореzonатор у вигляді двополюсника, який об'єднує системи електричного збудження механічних коливань та з'єму електричного сигналу. Чутливість п'єзореzonатора є безпосередньо залежною від властивостей матеріалу

відчутника та його геометричних розмірів, тобто, частота коливань, при яких за товщиною h укладається одна півхвиля, є основною частотою і визначається як:

$$f_k = \frac{1}{2h} \sqrt{\frac{E_{ij}}{\rho}}, \quad (5.12)$$

де E_{ij} - константа пружності, а ρ - щільність матеріалу.

При частотах, значно менших f_k , струм у ланцюзі збуджуючих електродів (рис. 5.8, а) малий і визначається в основному міжелектродною ємністю C_0 та опором ізоляції між електродами R_0 .

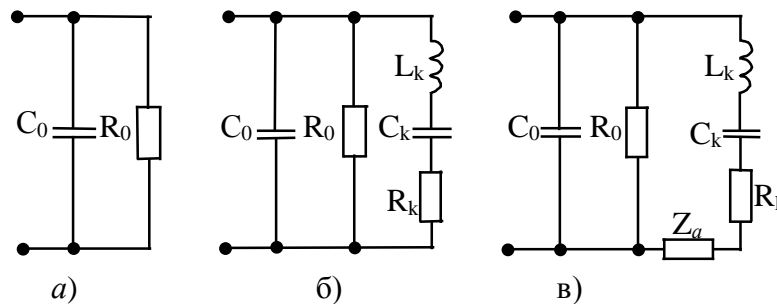


Рис. 5.8. Еквівалентні схеми п'єзоелемента у різних режимах роботи

При наближенні частоти напруги збудження до частоти f_k амплітуда механічних коливань зростає. Пропорційно амплітуді коливань збільшується заряд на електродах, і в ланцюзі зростає складова змінного струму, що викликається деформаціями п'єзоелемента.

На рис. 5.8,б відображена еквівалентна схема п'єзореzonатора. У цій схемі введені еквівалентні параметри: індуктивність $L_k = m/k_{em}^2$, ємність $C_k = nk_{em}^2$, і опір R_k , які створюють динамічний контур еквівалентної схеми. Схема (рис. 5.8,б) відповідає випадку вільних коливань, тобто механічно не навантаженому п'єзореzonатора (режим короткого замикання, при якому зусилля на поверхнях п'єзоелемента від зовнішніх сил дорівнюють нулю). Схема (рис. 5.8,в) враховує вплив зовнішніх навантажень у вигляді включеного опору Z_a , який може мати як чисто активний (наприклад, якщо існують втрати), наприклад, акустичне випромінювання в зовнішнє середовище, так і реактивний характер (наприклад, при приєднанні до п'єзоелемента додаткової маси). У загальмованому стані, коли швидкості зсувів поверхонь п'єзоелемента дорівнюють нулю, опір Z_a прирівнюється нескінченності (режим ялового ходу). У режимі, близькому до холостого ходу, працюють п'єзоелектричні елементи тиску та прискорень, в яких використовується прямий п'єзоефект, звідкіля в еквівалентній схемі цих відчутників динамічна гілка зазвичай не враховується.

Провідність еквівалентної схеми (рис. 5.8, б) визначається залежністю:

$$Y = \frac{1}{R_0} + j\omega C_0 + \frac{j\omega C_\kappa}{1 - \omega^2 L_\kappa C_\kappa + j\omega C_\kappa R_\kappa} =$$

$$= \frac{1}{R_0} + j\omega C_0 + \frac{\omega^2 C_\kappa^2 R_\kappa + j(1 - \omega^2 L_\kappa C_\kappa)\omega C_\kappa}{(1 - \omega^2 L_\kappa C_\kappa)^2 + \omega^2 C_\kappa^2 R_\kappa} \quad (5.13)$$

Для ідеального п'єзореzonатора $R_0 = \infty, R_\kappa = 0$ провідність нескінченно зростає за умови $1 - \omega^2 L_\kappa C_\kappa = 0$, тобто при частоті $\omega_k = 1/\sqrt{L_\kappa C_\kappa}$, яка є частотою послідовного резонансу. Ця частота визначається виключно параметрами введеного динамічного контуру і тому співпадає з визначеною (5.12) раніше як:

$$\omega_k = 2\pi f_k + \frac{\pi}{h} \sqrt{\frac{E_{ij}}{\rho}} \quad (5.14)$$

або частотою механічного резонансу.

Провідність ідеального п'єзореzonатора нескінченно падає за умови

$$j\omega C_0 + \frac{j\omega C_\kappa}{1 - \omega^2 L_\kappa C_\kappa} = 0, \quad (5.15)$$

тобто при частоті, $\omega_p = \sqrt{\frac{1 - C_\kappa/C_0}{L_\kappa C_\kappa}}$ або частотою паралельного резонансу (іноді її називають частотою антирезонансу). Відносна різниця між частотами послідовного і паралельного резонансів складає $(\omega_p - \omega_k)/\omega_k = C_\kappa/(2C_0)$.

У реальному п'єзореzonаторі при частотах ω_k і ω_p провідності контура не рівні відповідно нескінченності та нулю і мають деяке кінцеве значення, що включає, окрім активної невелику реактивну складову. Тому для характеристики п'єзореzonатора вводяться ще дві частоти, при яких провідність чисто активна. Одна з цих частот ω_p , називається частотою резонансу і виявляється трохи більше за частоту ω_k , друга ω_a називається частотою антирезонансу і виявляється трохи нижчою за частоту ω_p .

Основою п'єзореzonансного частотного відчутника є п'єзореzonатор, частота якого змінюється під дією вимірюваної величини. Зміна частоти може відбуватися:

а) при дії температури, яка впливає на геометричні розміри, щільності і, головним чином, на пружні властивості матеріалу елемента;

б) під дією механічних напруг у відчутнику або його деформації, що також викликає зміну h, ρ, i, n ;

в) при приєднанні додаткової маси елемента, що змінює його товщину h і середню щільність ρ . Відповідно розрізняють термочутливі, тензочутливі і масочутливі п'єзоелементи. Окрім цього, використовуються п'єзореzonансні відчутники з амплітудним виходом. У цих приладах, що працюють на частоті, близькій до резонансної, при зміні акустичних втрат змінюється амплітуда коливань.

При побудові п'єзореzonансного елемента є вочевидь вимоги: висока добротність, висока чутливість до вимірюваної величини, мала чутливість до чинників, що дестабілізують, та можливість збудження коливань тільки на одній частоті, тобто моночастотність. Ці вимоги забезпечуються в першу чергу вибором типу матеріалу п'єзоелемента.

Загальний модуль комплексної чутливості $|S(j\omega)|$ визначає АЧХ, тобто залежністю чутливості від частоти (рис. 5.9):

$$S(\lambda) = \frac{\lambda^2}{\sqrt{(\lambda^2 - 1)^2 + 4\lambda^2 \beta^2}}, \quad (5.16)$$

де $\lambda = \frac{\omega}{\omega_0}$, а $\beta = \frac{k}{2\omega_0 m}$.

При цьому ω – є плинна частота, а ω_0 – частота резонансу. Коефіцієнт k – є коефіцієнтом демпфірування, а m – інерційною масою (додатковою).

Фаза сигналу чутливого елемента визначається як:

$$\varphi = \arctg \frac{2\lambda\beta}{\lambda^2 - 1}. \quad (5.17)$$

Користуючись вище виказаною інформацією розглянемо математичні принципи побудови системи торкання на засадах п'єзоелектричного елемента.

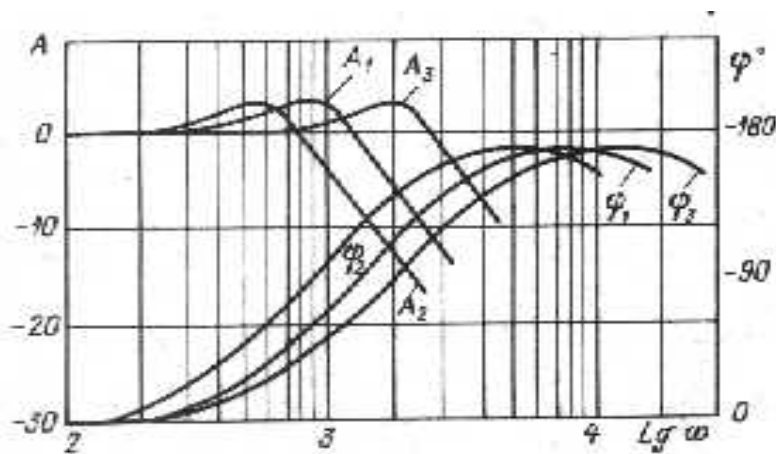


Рис. 5.9. АФЧХ п'єзоелемента у прямому режимі залежно від коефіцієнту демпфірування ($\nabla_2 > \nabla_1 < \nabla_3$).

Навантаження, на яке працює відчутник, тобто опір R_n та ємність C_n призводить до того, що вихідна напруга $U_{вих}$ отримує наступну залежність:

$$U_{вих} = E \frac{pR_e C_n}{1 + pR_e (C_n + C_e)}, \quad (5.18)$$

якщо врахувати (5.10) та (5.8), то:

$$U_{вих} = k_n F_x \frac{pR_e}{R_n + R_n}; \quad (5.19)$$

а R_n – опір елемента.

З (5.19) видно, що при $t = 0$ або при $p = \infty$ напруга на навантаженні:

$$U_{вих} = \frac{k_n F_x}{C_n + C_n}. \quad (5.20)$$

Якщо сила F_x стала, то з плином часу ($t = 0$ або при $p = \infty$) напруга знижується до нуля. Тому цей тип відчутників використовується для виміру, частота коливань яких сягає 200 кГц.

Чутливість відчутника:

$$S' = \frac{dU_{вих}}{dF_x} = \frac{k_n}{C_n + C_n}. \quad (5.21)$$

Часом з метою підвищення чутливості пластівці відчутника збирають стовпчиком. У цьому разі вихідна напруга:

$$U_{вих} = \frac{nq_x}{nC_n + C_n} = \frac{k_n F_x}{C_n + C_n/n}; \quad (5.22)$$
$$U_{вих} = S' F_x, \quad \text{де } S' = \frac{k_n}{C_n + C_n/n} > S.$$

Перевагами цього типу відчутників є досить широкий діапазон частот та вимірювальних величин, малі розміри та нескладність побудови. До недоліків необхідно віднести слабку чутливість до статичних навантажень.

5.7. Системи контролю металообробки за аналізом віброакустичних сигналів

Виникнення вібрацій під час різання супроводжує кілька фізичних чинників, які діють одночасно та залежать від умов та стану пружної системи технологічного обладнання, тобто від жорсткості та демпфіруючої здатності системи, а також фізико-механічних властивостей матеріалу різального інструмента, режимів різання тощо. Отже виникають автоколивання елементів ТОС. Це явище та його взаємозв'язок з режимами та умовами різання достатньо у роботах [61 - 65] тощо.

Аналіз чинників виникнення автоколивань та наслідків впливу на процес різання довів, що вібрації адекватно реагують на зміну робочих кутів РІ, неоднозначність сил різання при врізанні інструмента в метал тощо. Зазвичай автоколивання супроводжуються періодичними значними змінами амплітуд, тобто мають характер биття.

При цьому частота автоколивань ТОС відрізняється від частоти сигналів, що ідентифікують явища періодичного зриву наросту, сколів елементів стружки, схоплювання, налипання по задніх поверхнях РІ [66]. Частота сталих автоколивань зазвичай близька до власної частоти коливальної системи обладнання або відхиляється від неї внаслідок навантажень системи при різанні.

Найбільше число робіт з дослідження динаміки процесу різання присвячено дослідженню самозбурюючих коливань (автоколивань). Частотний діапазон таких коливань для токарної обробки має межу від 0 до 2000 Гц, тобто є досить низькочастотним. Відмінною особливістю автоколивальних режимів є те, що частоти автоколивань майже не залежать від режимів різання та визначаються частотами збурюючих парціальних систем ТОС. Сигнали в цьому випадку полігармонічні з невеликим числом складових. Випадкові складові сил різання досить невеликі.

До низькочастотних автоколивальних процесів при різанні слід також віднести процеси утворення та знищення наросту (f до 200 Гц). Обидва ці явища відносяться до розряду від'ємних, що зменшують якість обробленої поверхні, стійкість РІ, що зменшують продуктивність праці.

Менше робіт присвячено дослідженню вібрацій середньочастотного діапазону: 2 кГц ÷ 20 кГц, що обумовлені процесами утворення стружки, процесами тертя, неоднорідністю матеріалів та низкою інших чинників. Вібрації середньочастотного діапазону характерні для сталого процесу точіння.

Випадкові складові (шум) в даному випадку можуть бути достатньо великими. Експериментальні дослідження показують, що найбільш інтенсивні сигнали середньочастотного діапазону (відгук по віброприскоренню) спостерігаються в діапазоні частот 1 кГц – 15 кГц.

Сигнали середньочастотного діапазону мають тісний зв'язок з параметрами різання та більш всього підходять до побудови адаптивних систем керування, для визначення характеристик оброблювальності матеріалу та прогнозування стійкості інструмента та чистоти обробки поверхні. До середньочастотного діапазону слід також віднести й суто акустичний сигнал, що виникає при затупленні інструмента та при виникненні автоколивань.

Наразі велика увага приділяється дослідженню емісії хвилі напруги (ЕХН) або акустичної емісії (АЕ) при різанні [16, 42, 67].

У протилежність ЕХН у момент розповсюдження тріщини, що представляє серію добре відмінних дисперсних сигналів АЕ в процесі різання постійна. Верхня гранична частота сигналів АЕ для алюмінієвих сплавів $f \approx 100$ кГц; для сталі – 300 – 400 кГц. Вище за цих частот сигнали настільки послаблені, що ними можна знехтувати. Високочастотний зв'язок спектра ЕХН залежить, головним чином, від швидкості різання (від швидкості деформації при різанні).

При збільшенні швидкості різання відбувається значне підвищення АЕ в діапазоні ультразвукових частот. Форма плинного спектра АЕ залежить також від подачі та зносу РІ по задній поверхні.

Отже наразі існує низка методів та систем [68 - 92], які доводять доцільність аналізу віброакустичної емісії (ВАЕ) як найбільш інформативного параметру зони різання про стан технологічного процесу обробки. Проте більшість систем працює у відносних координатах, не мають значень зносу РІ в процесі обробки, тобто не забезпечують достатньої точності визначення моменту критичного зносу, без урахування зміни режимів різання та виникнення аварійних ситуацій.

5.8. Математичні засади побудови віброакустичної системи торкання на засадах відчутника підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$

Для побудови системи акустичної СКТ використовують можливість розкладу корисного сигналу у ряд Фур'є за наступною залежністю [93]:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + A_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) + \dots \quad (5.23)$$

Оскільки питома вага кожної частини цього спектру має безпосередній зв'язок з якимось процесом, які відбуваються у технологічній оброблювальній системі, то для достеменності реєстрації моменту торкання різального інструмента до деталі необхідно робити фрагментарний смуговий контроль. Основною причиною такого вирішення задачі реєстрації торкання є той чинник, що віброакустичний відчутник реагує на всі віброакустичні процеси, які відбуваються у металообробному обладнанні. Основними джерелами таких перешкод є рушійна система шпинделя верстата та сторонній акустичний шум. Електромагнетні та магнетні перешкоди на п'єзоелементи практично не впливають, оскільки вони у робочому стані добре заекрановані.

Віброакустичні шуми, які виникають при роботі верстата залежно від походження мають різний склад спектру, що надає можливість скористатися цим фактом. Тобто окремо обрані ділянки спектру сигналу будуть однозначно доводити про наявність, або відсутність торкання і в той же час відсікати можливу перешкоду (від обладнання). Це основний позитив подібного принципу контролю, хоча у негативі є підвищені апаратурні втрати та швидкодія [94].

Для того, щоб зареєструвати сигнал торкання за запропонованим способом необхідно виконати кілька умов, а саме:

- у межах спектральної смуги всі амплітуди від A_i до A_{i+n} повинні мати величину більшу за $0,707A_{\max}$ для визначеної частини спектру;
- фази від φ_i до φ_{i+n} гармонічних сигналів повинні максимально співпадати;
- для кількох обраних смуг спектру повинно виконуватись приблизне співпадання амплітуд та фаз.

Перша з цих умов є найменш складна оскільки вирішується простим визначенням амплітудного порогу для визначеної смуги частот і не є зв'язаною з її шириною, тобто Δf . У такому випадку друга умова, а саме збіг фаз у межах від φ_i до φ_{i+n} визначиться як:

$$\begin{aligned} \sin(i\omega t + \varphi_i) &= 1 \\ \dots\dots\dots &\dots\dots\dots \\ \sin[(i+n)\omega t + \varphi_{i+n}] &= 1 \end{aligned} \tag{5.24}$$

або

$$i\omega t + \varphi_i = \frac{\pi}{2}$$

$$(i+n)\omega t + \varphi_{i+n} = \frac{\pi}{2}. \quad (5.25)$$

Після підстановки $i\omega = f_i$ та $(i+n)\omega = f_{i+n}$ у (5.24) та перетворень отримуємо наступну залежність для Δf :

$$\Delta f = f_{i+n} - f_i = \frac{1}{2\pi t}(\varphi_{i+n} - \varphi_i). \quad (5.26)$$

Цей вираз показує, що навіть за ідеальних умов, тобто однакової амплітуди і частоти (як межовий випадок), але за різних фаз для надійної одночасної реєстрації цих сигналів необхідно, щоб різниця між фазами не перевищувала $\pm \frac{\pi}{2}$. У такому разі смуга частоти буде визначатися частотами f_n та f_v різниця фаз яких не перевищуватиме $\pm \frac{\pi}{2}$. Мінімальна амплітуда гармоніки повинна

бути не менше за $\sqrt{2}/2$ від максимальної у смузі обраних частот. Відповідні вимоги необхідно витримувати і між обраними смугами частот.

Забезпечити це співвідношення у вузькій частотній смузі нереально, а тому був обраний шлях максимального розширення частотного діапазону. Одночасно з цим необхідно було визначитися з цією проблемою таким чином, щоб відсікти перешкоди, які виникають у процесі роботи верстата, тобто механічних частин (редуктори), шумовий спектр яких має характерні сплески. Для цього необхідно визначитися з питанням про межі фільтрації корисного сигналу, тобто властивостями фільтрів як засобу реалізації вище визначених математичних засад.

5.9. Прилади контролю процесів металообробки на засадах відчутників підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$

Відчутники підкласу $f(RLC) + f(r, m, k)$ за своїми конструкційними здібностями відчують коливальні рухи поверхні. Такі коливальні рухи утворюються за умов взаємного тертя інструмента і виробу або різання [9, 10, 42, 36, 55]. За розповсюдженням у контролі металообробки вони займають друге місце.

Серед найбільш розповсюдженої конструкції цих відчутників на першому місці є використання п'єзоелектричного ефекту.

На другому місці є використання електромагнетного принципу. В обох конструкціях є інерційний елемент, який поєднується з чутливою системою, тобто п'єзоелементом, або індукційною котушкою, яка знаходиться у сталому магнетному полі. За конструкторськими особливостями система відчутника має чітко обумовлений резонансний ефект і, як наслідок, велику нерівномірність АЧХ [44, 57].

Користуючись попередніми математичними дослідженнями можна побудувати систему контролю будь-якої конструкції. Наприклад, типова

система, яка базується на смугових фільтрах, наведена на рис. 5.10 [36]. Через свої недоліки система не знайшла вжитку, а тому була значно модернізована (рис. 5.11).

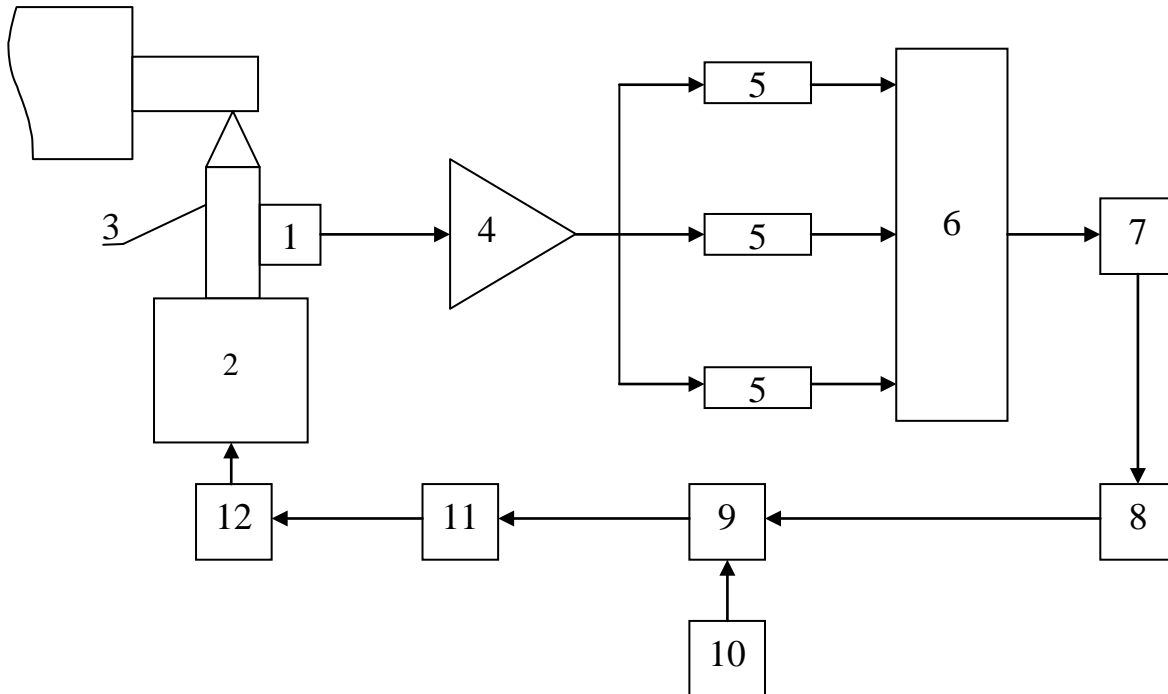


Рис. 5.10. Функціональна схема контролю якості деталі за параметрами поверхневого шару, де 1 – п'єзоперетворювач, 2 – супорт верстату, 3 – різальний інструмент, 4 – підсилювач, 5 – блок смугових фільтрів, 6 – перемикач, 7 – індикатор розміру припуску, 8 – АЦП, 9 – компаратор, 10 – задавач припуску, 11 – ЦАП, 12 – рушійна системи супорту

У приладі віброакустичний відчутник 1, який виробляє відповідний електричний сигнал, підсилюється у підсилювачі 2 і надходить до підсилювача 3 з керуючим підсиленням сигналу. Для цього сигнал з виходу підсилювача 3 надходить на вхід системи керування 4.

Система керування 4 порівнює отриманий сигнал з опорним рівнем і виробляє відповідний сигнал керування підсиленням корисного сигналу у підсилювачі 3. За закінченням перехідного процесу система керування 4 запам'ятовує величину коефіцієнта підсилення, який може змінити лише у випадку отримання сигналу "Скид".

Нормований сигнал надходить на низку фільтрів 5, 6, 7, та 8. З цих фільтрів (ФВЧ) 5, 6, 7 виконують функцію визначення моменту торкання і тому вони побудовані за вищенаведеними математичними викладками з відповідними співвідношеннями частот. Фільтр 8 має набагато вищу частоту пропускання і

виконує функції підготовки сигналу для визначення нормального різання та надзвичайних ситуацій у зоні обробки.

Визначення моменту торкання відбувається наступним чином. На виході фільтрів 5, 6 та 7 у момент торкання з'являються сигнали різних частот відповідно поставленій задачі. Ці сигнали надходять на низку компараторів 10, 11 та 12, на яких встановлено високий рівень спрацювання за допомогою електронного ключа 13.

Сигнали з цих компараторів 10, 11 та 12 оброблюються у логічному блоці 16. Умова вироблення вихідного сигналу "Торкання" або "Холостий хід" є присутність на всіх трьох виходах компараторів 10, 11 та 12 сигналів, які є одночасні, і співпадання їх появи з тактовим сигналом. У цьому випадку на виході логічного блоку 16 лінія зв'язку відповідна "Торканню" набирає потенціал логічної одиниці, а лінія "Холостого ходу" – логічного нуля. Одночасно з цим виробляється сигнал до електронного ключа 13, який налагоджує операцію щодо утримання корисного сигналу.

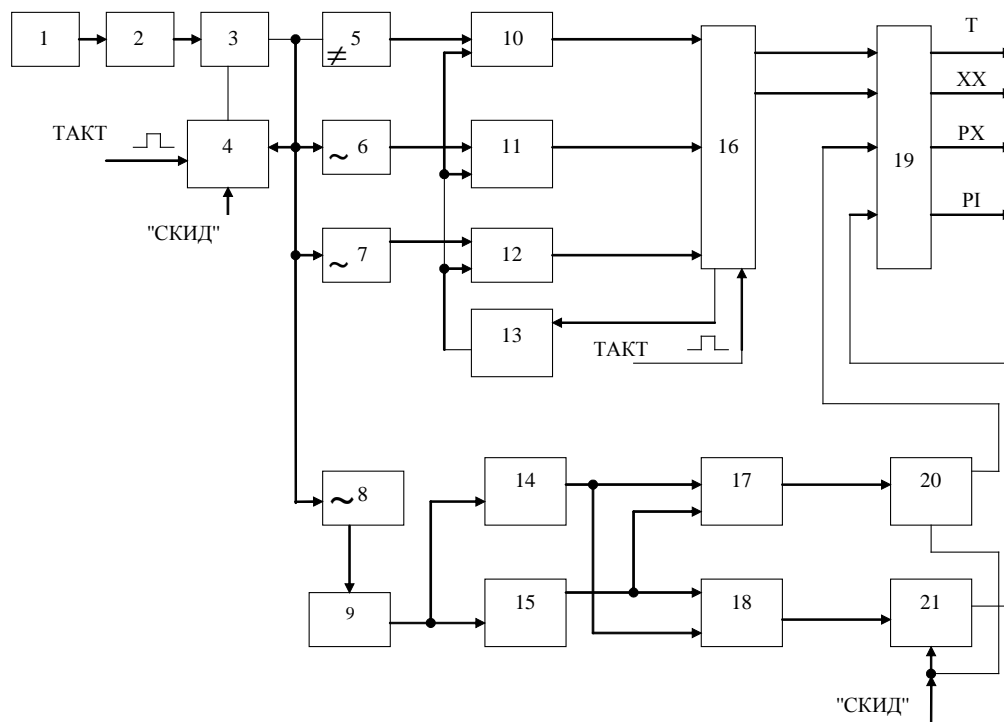


Рис. 5.11. Блок схема акустичної СКТ

Для визначення робочого ходу (PX) сигнал з фільтру 8 надходить до прецизійного випрямляча 9. Випрямлений сигнал надходить на інтегратори 14 та 15. До того ж стала інтегрування першого на багато більше за сталу інтегрування другого. Це надає можливість розділити низькочастотну та високочастотну частини сигналу. Для компараторів 17 та 18, якщо один з

сигналів є опорним, то у іншому він виконує функції досліджуємого, тобто реалізують схему "частотного компаратора".

При цьому компаратор 17 реагує на ситуацію стабільного процесу, що фіксується тригером 20, а компаратор 18 реагує на різкі зміни сигналу, що відповідають надзвичайним ситуаціям у зоні обробки і фіксує їх за допомогою тригера 21. Всі сигнали, які виробляє система торкання надходять до порту зв'язку з системою CNC. Схема, яка мала вищезначений опис була реалізована у вигляді електронної плати для системи CNC (рис. 5.12).

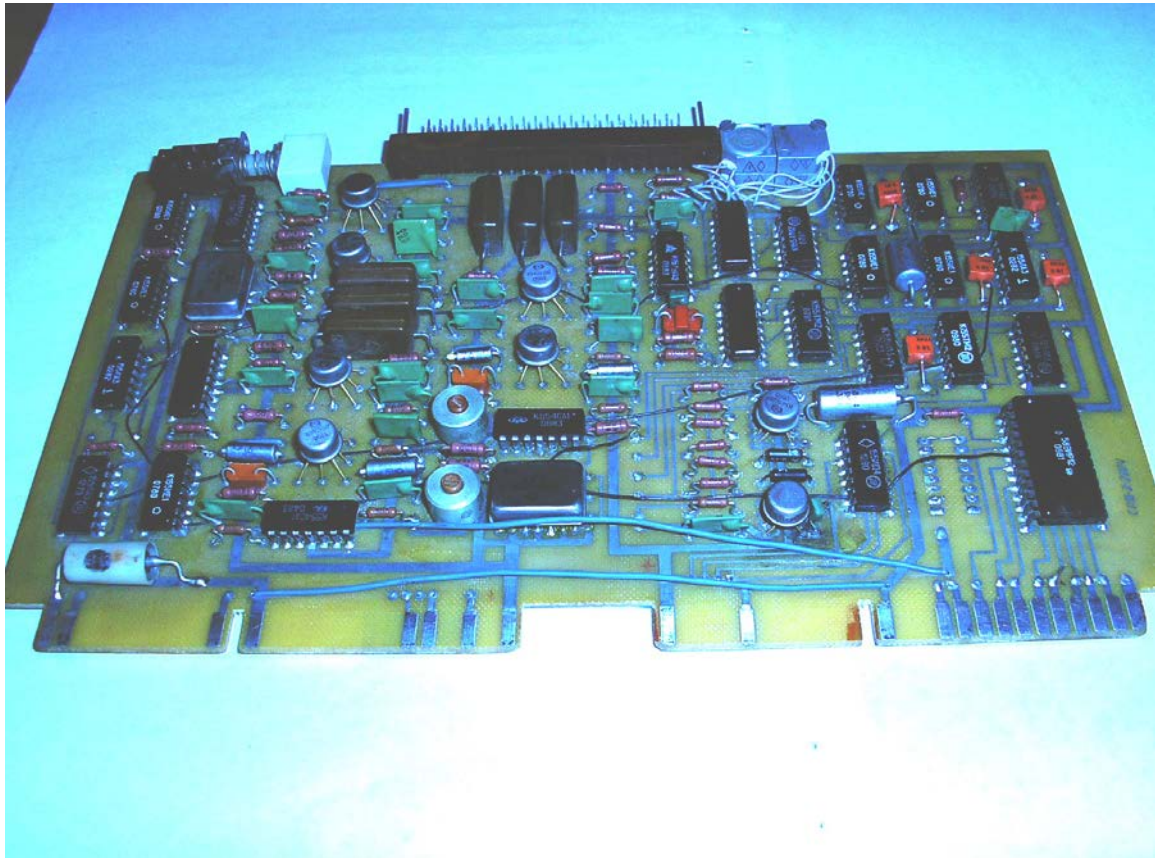


Рис. 5.12. Плата СКТ для системи CNC

Якщо діюча сила F має синусоїдальний характер зміни, тобто $F = F_m \sin \omega t$, то ЕРС теж змінюється за тим же законом, тобто $E = E_m \sin \omega t$. Характеристики такого чутника відображено на рис. 5.9. Особливістю використання цього типу чутників є можливість досить легкого монтування на нерухомих інструментах та деталях. Наприклад, такий чутник (SOUND CHECKER) відображено на рис. 5.13 [35].

Система такого чутника дозволяє об'єднувати в одне ціле якості твердої поверхні виробу та ПНБ, що дає можливість значно підвищити точність виконання розміру. Але у загальній якості ця система торкання є пасивною. Аналогічний прилад, але зі значними відмінностями (Майстер-9 [13]).

Відрізняється він тим, що має два канали реєстрації торкання: електромагнетний та віброакустичний, тобто двопараметричний. Система має окрім виходу “торкання” для ЧПК вихід “різання”, тобто відрізняє просте тертя від робочого процесу.

Сутність роботи такої системи торкання полягає у тому, що сигнал відчутника потрапляє на кілька смугових фільтрів, які порівнюванням вихідних амплітуд (фільтрів) дають можливість оцінювати якість процесу.

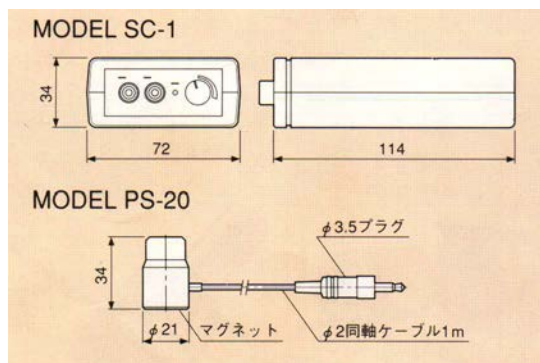
До позитивних якостей цього різновиду чутників треба віднести можливість надійного контролю процесу металообробки, мала чутливість до різновиду матеріалів які входять у торкання.



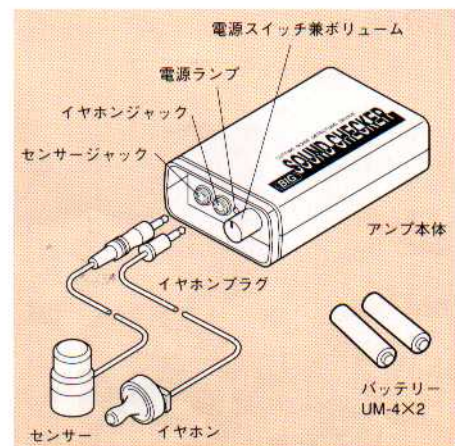
а)



б)



в)



г)

Рис. 5.13. Акустична система торкання «SOUND CHECKER», де а – зовнішній вигляд, б – приклади застосування, в – габаритні розміри, г – комплектність

До негативних якостей віднесемо досить великий час (1...10 мс) у визначенні моменту торкання. Приклад такого принципу роботи викладено у [35].

Попередні прилади контролю металообробки були побудовані на засадах спектрального аналізу сигналу. В той же час існує низка приладів, яка побудована на засадах фазового контролю.

Сутність роботи за таким принципом полягає в тому, що щуп - штанга знаходиться під впливом коливань (рис. 5.14).

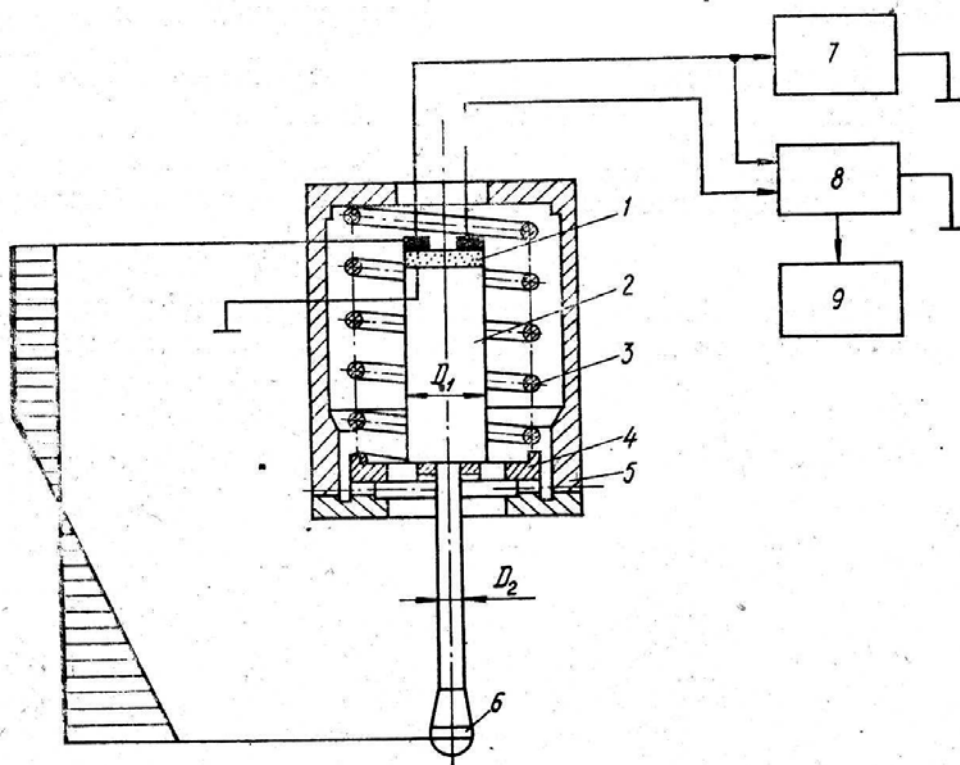


Рис. 5.14. Схема вимірювальної п'єзoeлектричної головки [13],
де 1 – електрод, 2 – концентратор, 3 – пружина, 4 – фланець, 5 – корпус, 6 – вимірювальна верхівка, 7 – генератор, 8 – фазочутливий пристрій, 9 – формувач сигналів торкання

Коливання можуть задаватись спеціальним генератором, який змонтований безпосередньо у корпусі головки. При торканні щуп-штанга змінює свої вібраційні параметри – амплітуду, або фазу, що реєструється спеціальними пристроями. Як приклад використання цього принципу може слугувати АВГ англійської фірми “RENISHAW”. Вібраційний елемент у цих головках виконано на електромагнетних елементах, тобто це є поліблочна конструкція.

РОЗДІЛ 6. ВІДЧУТНИКИ КЛАСУ *E* ПІДКЛАСУ *R*

Вхідною величиною такого відчутника є лінійне або кутове переміщення рухомого механічного елемента, деформації тощо, а вихідною – змінюваний опір. Для перетворення вимірюваної механічної величини в переміщення сувка реостатного перетворювача використовують різні перетворювачі механічного сигналу. Наприклад, при зміні тиску можуть бути використані механічні та інші перетворювачі як, наприклад, мембрани, сильфони, трубки Бурдона, спіральні та гвинтові трубки з внутрішнім тиском тощо. Широко застосовують різного роду допоміжні елементи, наприклад важелі, редуктори для масштабування переміщення.

6.1. Загальні засади роботи відчутників підкласу *R*

Загальна математична модель відчутника підкласу *R* (користуючись тезами розділу 2) та його реакція на зовнішні чинники матиме вигляд:

$$dR = \frac{\partial R}{\partial x_e} dx_e + \frac{\partial R}{\partial x_m} + \frac{\partial R}{\partial x_{em}} dx_{em} + \frac{\partial R}{\partial x_c} dx_c, \quad (6.1)$$

де x_e – комплекс електрофізичного впливу;

x_m – комплекс механічного впливу;

x_{em} – комплекс електромагнетного впливу;

x_c – комплекс світлового впливу;

Часткові похідні у правій частині рівняння (6.1) є залежностями, які показують чутливість відчутника підкласу *R* до різних зовнішніх чинників впливу. Функціональні залежності до зовнішнього чиннику впливу надають можливість побудови відповідних конструкцій відчутників з чутливістю до відповідної компоненти зовнішньої дії. Зазвичай це є комплексна проблема, яка призводить до певної втрати точності. Тому у цих випадках використовують різні схемотехнічні рішення, які дозволяють звести нанівець вплив небажаного стороннього фізичного впливу.

Найбільш небажаним чинником фізичного впливу на точність систем типу *R* є температура. Оскільки для побудови цих відчутників використовують матеріали, які мають властивості електропровідності (метали, напівпровідники, електроліти тощо) і, як наслідок, велику залежність від температури зовнішнього середовища. Приблизно це можна описати виразом:

$$R_2 = R_1[1 + \alpha_0(\theta_2 - \theta_1)], \quad (6.2)$$

де R_2 та R_1 – опір при температурі θ_2 та θ_1 ;

α_0 – температурний коефіцієнт опору (ТКО), який для більшості металів станове $0,004\text{K}^{-1}$.

Виключення з цього ряду мають лише спеціальні термостабільні сплави для яких $\alpha_0 = (1 \div 1.5) \cdot 10^{-5} \text{K}^{-1}$.

Наступний випадок стосується процесів, які відбуваються під дією механічних навантажень, що викликають відносну деформацію:

$$\varepsilon_l = \frac{\Delta l}{l} = \frac{\sigma}{E}, \quad (6.3)$$

де σ – нормальна напружка, а E – модуль Юнга, яка, в свою чергу, зв'язана з коефіцієнтом тензочутливості:

$$K_T = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l}. \quad (6.4)$$

Металеві опори мають $K_T = 2 \div 2.5$, а для напівпровідників ця величина становить $K_T = 100 \div 200$.

Чутливість до тиску визначається барічним коефіцієнтом:

$$K_P = \frac{\Delta R / R}{\Delta P}. \quad (6.5)$$

Цей коефіцієнт для металів починає працювати лише при надвисоких тисках близько 10^8 Па. Так, наприклад, для виміру надвисокого тиску (до $30 \cdot 10^8$ Па) використовують манганін, барічний коефіцієнт якого становить $(2,5 \cdot 10^{-11} \text{ Па}^{-1})$. Для роботи в агресивному середовищі використовують стоп золота з хромом, для якого $K_P = 1,05 \cdot 10^{-11} \text{ Па}^{-1}$.

Вплив магнетного поля є помітним лише у матеріалах, виконаних з спеціальних стопів, тому для більшості матеріалів це явище просто не враховується. Назва таких елементів – магнеторезистор, а чутливість до магнетного поля визначається коефіцієнтом

$$K_M = \frac{\Delta R / R}{B}. \quad (6.6)$$

Величина K_M для сильних магнетних полів ($B = 1$ Тл) може сягати величини $20 \div 50 \text{ Тл}^{-1}$.

Освітленість теж впливає на опір матеріалу. Особливо це стосується напівпровідникових матеріалів, де різниця «пітьма – світло» може мати перепад у $10 \div 1000$ разів.

Якщо не розбиратися достеменно у конструкційних особливостях цього підкласу відчутників, то їх можна розділити на дві великі групи. Перша група найбільш простіша, оскільки вона вирішує просте питання різниці у опорі за принципом $R = 0$ та $R = x$.

Друга група є більш складна, оскільки вирішує питання про зміну функції вихідного сигналу залежно від вхідної дії, тобто у цьому випадку маємо залежність та $R = f(F)$, де F є функція вхідної дії.

Для початку розглянемо функціональну залежність відчутників першого типу. Математичний опис роботи такого відчутника можна записати наступним виразом:

$$R = \begin{matrix} 0 \\ r_{\max} \end{matrix} \left| \begin{matrix} t = 0^- \\ t = 0^+ \end{matrix} \right. \quad (6.7)$$

За певних спрощень цей тип відчутників можна було б назвати ідеальними. Оскільки їх чутливість до контролюемого чинника наближається до нескінченності, тобто

$$S = \lim_{f(F) \rightarrow 0} \frac{R}{f(F)}. \quad (6.8)$$

Реально такого ніколи не відбувається, оскільки будь-яка контактна електрична система при замиканні завжди матиме кінцеве значення опору відмінне від нуля, а при розмиканні визначатиметься електричними властивостями середовища, яке розділяє контактну групу.

6.2. Електричні властивості відчутників підкласу R

У випадку, якщо напруга на відчутнику підкласу R має опис за виразом $u = U \cos(\omega t + \varphi)$, то струм, який пройде через цей опір:

$$i = \frac{U}{r} = \frac{U}{r} \cos(\omega t + \varphi) = I(\omega t + \varphi). \quad (6.9)$$

Відповідно до цього напруга та струм на активному опорі відчутника є синфазні, тобто співпадають за фазою. Звідкіля слідує, що вони сягають своїх максимальних значень (тобто U та I) одночасно (рис. 6.1).

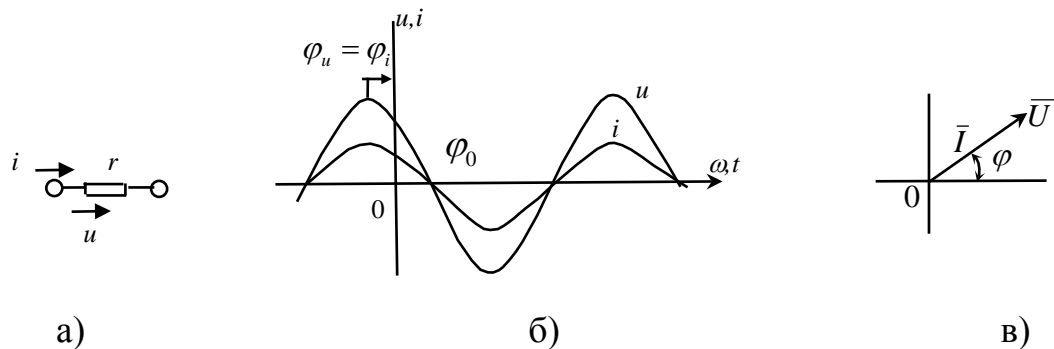


Рис. 6.1. Реакція відчутників підкласу R на синусоїдальний струм

У цьому випадку зсув по фазі між напругою u та струмом i та відповідно векторами напруги \vec{U} та \vec{I} дорівнює нулю:

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = 0. \quad (6.10)$$

При проходженні синусоїдального струму через відчутник підкласу R не тільки миттєві амплітуди u та i , але і діючі напруги та струми є зв'язаними із законом Ома:

$$U_m = rI_m, \quad U = rI. \quad (6.11)$$

Якщо скористуватися величиною електропровідності $g = 1/r$ отримаємо:

$$I_m = gU_m; \quad I = gU. \quad (6.12)$$

Миттєва потужність, яка надходить на відчутник підкласу R :

$$p_r = ui = UI \cos^2(\omega t + \varphi) = UI |1 + \cos 2(\omega t + \varphi)|. \quad (6.13)$$

Змінюється з кутовою частотою подвоєною у порівнянні з частотою напруги та струму і коливається у межах $0-2UI$ (рис. 6.2)

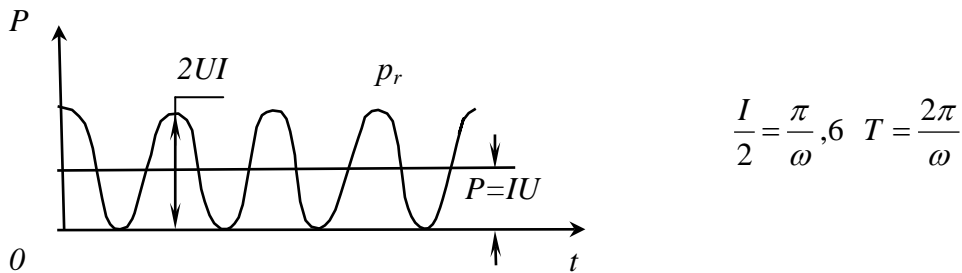


Рис 6.2. Миттєві значення потужності на відчутнику підкласу R (активний опір)

Як видно з рис. 6.2 крива p_r є складовою двох частин: постійної складової UI та змінної з кутовою частотою 2ω . У зв'язку з тим, що у цьому випадку напруга та струм співпадають за фазою, тобто завжди мають однаковий знак полярності, то їх добуток завжди позитивний. Середня величина потужності за період:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p_r dt. \quad (6.14)$$

Стосовно відчутника, який розглядається (6.13), середня потужність $P = UI = r/I^2$. Опір r у свою чергу може бути визначеним співвідношенням середньої потужності до квадрату діючого струму. У загальному випадку існує велика різниця між опором на постійному та змінному струмах. В основному причиною подібних розбіжностей є виникнення поверхневих та вихрових струмових ефектів.

У теорії електромагнетних полів наразі доводиться, що наслідком поверхневого ефекту є зв'язок поверхневого опору Z_n дроту (деталь, інструмент, верстат тощо) з циліндричним перерізом діаметром d :

$$Z_n = Z_0 \cdot 0.0385 d \sqrt{f}, \quad (6.15)$$

де f – частота.

З виразу (6.15) маємо висновок, що опір є пропорційним кореню квадратному частоти. У цьому випадку випромінююча потужність у простір є:

$$P = kf^2 l^2 I^2 = r_b I^2 \quad (6.16)$$

та пропорційна другому ступеню довжини l дроту та діючого значення струму. Відповідно за $l \ll \lambda$ опір випромінювання:

$$r_b = kf^2 l^2 = k \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2, \quad (6.17)$$

що залежить від співвідношення довжини об'єкту та довжини λ хвилі випромінювання.

За низьких частот воно дуже мале і необов'язково враховується, але на високих може давати значний розлад у розрахунках.

6.3. Найпростіші відчутники підкласу *R*

Наступним розвитком цих систем торкання є межові чутники торкання. Найпростіший такий чутник торкання зображений на рис. 6.3 являє собою удосконалений електроконтактний елемент. За прийнятою класифікацією цей чутник відноситься до АВГ тому, що має електричний зв'язок з системою керування. Основною вадою цього типу приладу є дуже незначна точність в межах 1 мм. Найкращі за конструкцією прилади схожої дії мають цей показник в межах – 100...200 мкм. Води точності цих систем чутників дозволяють їх використовувати тільки на допоміжних технологічних операціях невеликої точності.

6.3.1. Найпростіші відчутники підкласу *R* з надточною механікою

Використання прецизійної механіки, як у попередніх приладах, і об'єднання їх з складними електронними схемами дозволяє будувати системи АВГ з високими точносними характеристиками до 0,1 мкм (рис. 6.4). Такі АВГ знайшли досить широке застосування у виробництві. Як приклад побудови таких АВГ можна розглянути на рис. 6.5. У більшості таких конструкцій в основі роботи лежать три групи контактів, працюючих на розмикання. До цих груп контактів висуваються дуже серйозні вимоги з погляду механіки. Такі ж вимоги висуваються і до пружного елемента, який повинен забезпечувати сталий тиск у контактних групах впродовж всього часу роботи. Нескладні підрахунки вказують на те, що при деформації хоча б одної контактної групи на 1 мкм верхівка щуп-штанги змінить своє положення на 3...4 мкм. Така похибка зв'язана з силовим навантаженням на щуп-штангу. Тому для таких приладів є дуже важливим чинником величина навантаження для щуп-штанги. Здебільшого такі навантаження відображують у вигляді діаграм напруженості. Всі ці діаграми у своєму плані наближаються до трикутної форми (вигляду) що є зумовленим механічною конструкцією (три крапки опори) (рис. 6.6).

Наступним етапом у розвитку цих приладів було введення прецизійних контактних груп у механіку гнучкої підвіски (POINT MASTER (рис. 6.7), BASE MASTER, LATHE MASTER, MASTER BLOCK). Всі ці прилади мають дуже високу точність (в межах 1 мкм), та світлову сигналізацію моменту торкання.

За функціональним призначенням це:

- пасивні вимірювальні головки - POINT MASTER (рис. 6.7);
- пасивні нульові бази - BASE MASTER (рис. 6.8), LATHE MASTER (рис. 6.9), MASTER BLOCK (рис. 6.10) - які не мають ніякого зв'язку з системою керування і використовуються тільки за ручного налагоджувального процесу.

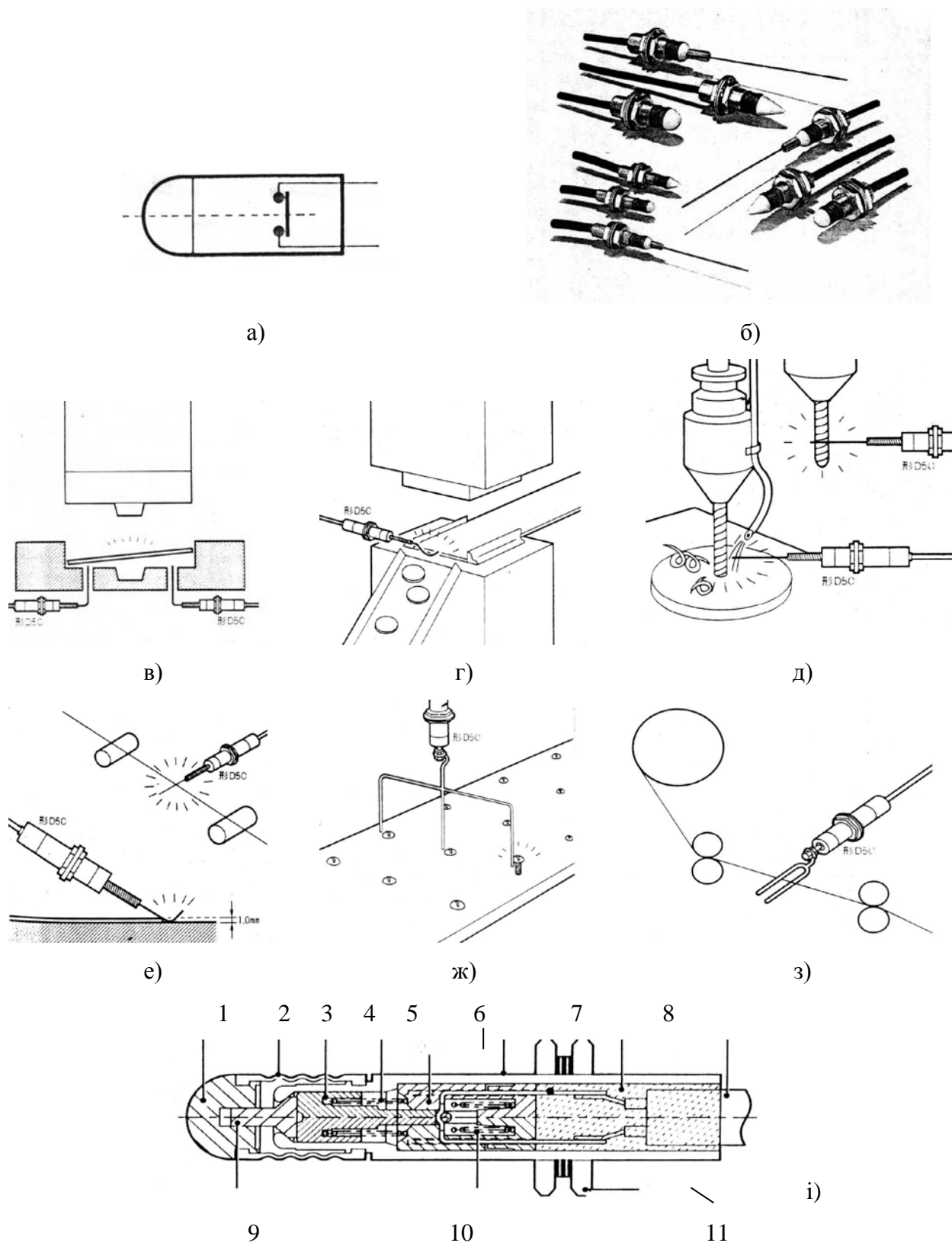
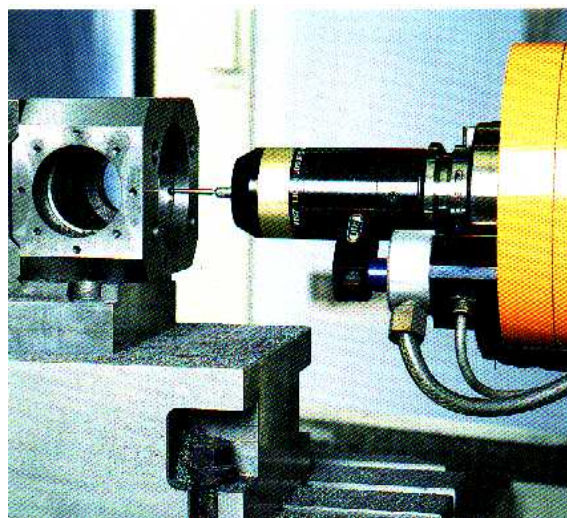


Рис. 6.3. Низькоточний електромеханічний чутник торкання, де а – електрична схема; б – зовнішній вигляд; в, г, д, е, ж, з – приклади застосування; і – конструкція: 1 – верхівка торкання, 2 – гумовий кожух, 3 – верхній конусний контакт, 4 – контактні стрижні, 5 – внутрішній корпус, 6 – зовнішній корпус, 7 – герметик, 8 – кабель, 9 – щуп-штанга, 10 – ламель, 11 – гайка кріплення



а)



б)

Рис. 6.4. АВГ “ZERO ZENTER” типу BT50-25, де а – загальний вигляд; б – приклад застосування

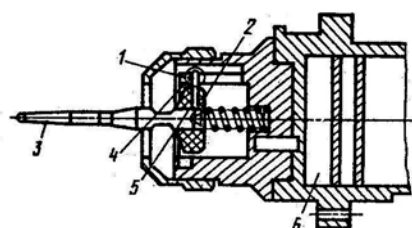


Рис. 6.5. Вимірювальна електро-контактна голівка, де 1 – прецизійні контактні групи, 2 – електроізоляційний якір, 3 – щуп-штанга, 4 – електропровідні кульки, 5 – циліндричні штифти,

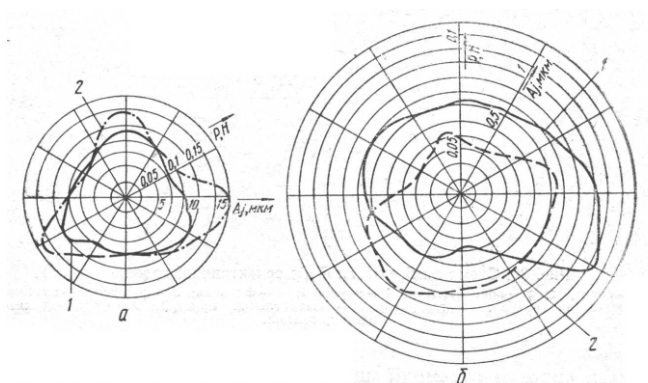


Рис. 6.6. Епюри (1) чутливості та (2) сил вимірювальних головок: а – релейна, б – аналогова

Завдяки відносній простоті побудови подібних систем їх використовують при побудові АВГ та ПВГ. Зрідка цей принцип використовується для АНБ та ПНБ.

Наприклад, типова АВГ фірми «Marposs», заснованої у 1952 р., має наступні технічні дані [95]:

1. (D6A09003R0) Чутник торкання для налагодження різального інструмента на токарних станках з ЧПК (CNC).

- перевірка зносу різального інструмента;
- живлення від (CNC);
- вага 110 Г;
- найбільша швидкість торкання 1 м/хв.;
- номінальне навантаження контакту 24 В постійного струму $\pm 25\%$ 20 мА максимум.
- термін дії 3000000 дотиків;
- перебіг 2 мм;
- зусилля розмикання контактів $1,1 \pm 0,1$ Н;
- ступінь захисту по нормалі M9K – IP67;
- повторюваність 1 мкм при швидкості 5 мм/хв.;
- напрямки торкання $\pm X$; Y .

Такі АВГ бувають двох типів: релейні та аналогові. Про релейні йшла мова вище. Аналоговий принцип роботи буде описаний далі. Використання відбувається таким чином, що голівка переміщується вздовж контуру поверхні деталі, що дозволяє вимірювати криволінійні поверхні складної форми.

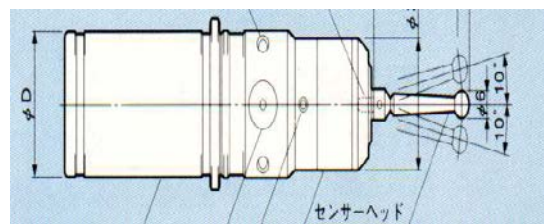


Рис. 6.7. Вимірювальна головка «POINT MASTER», де а – загальний вигляд, б – схема дії щуп-штанги (амплітуда відхилення), в - позиціювання у шпинделі

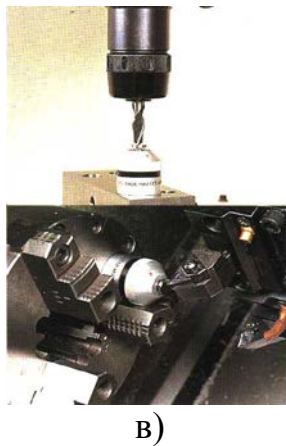
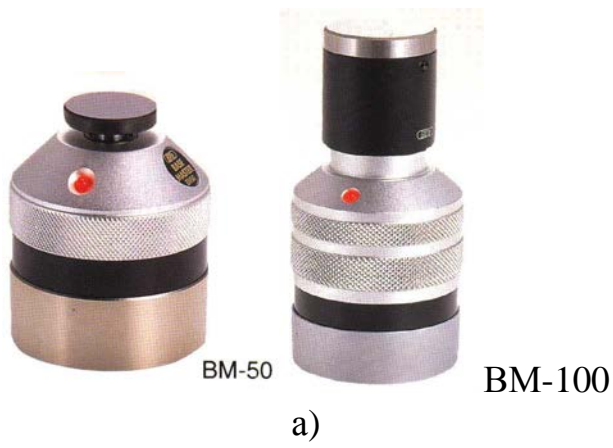


Рис. 6.8 Електромеханічна нульова база «BASE MASTER», де а – зовнішній вигляд; б, в – приклади використання

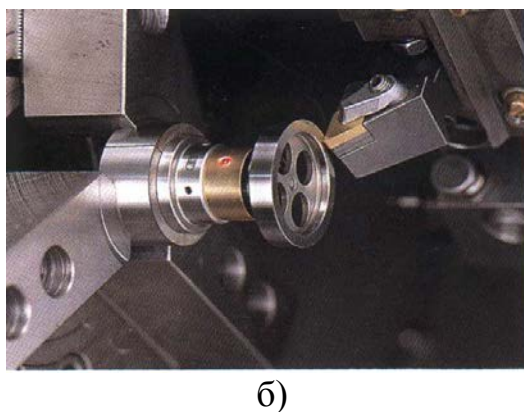
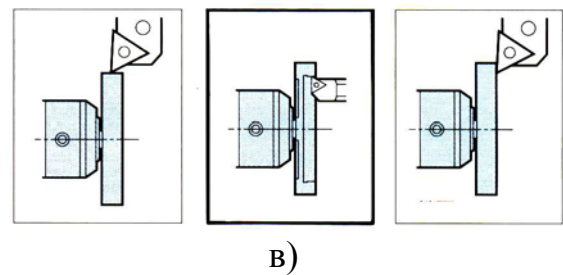
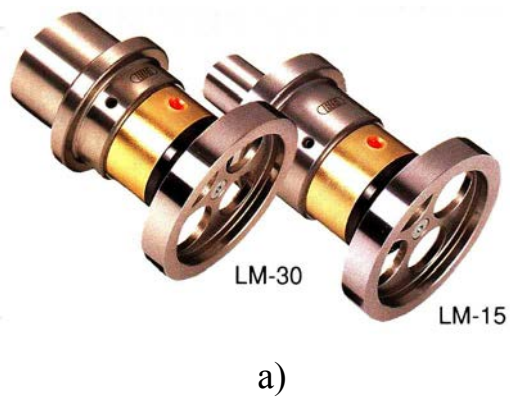
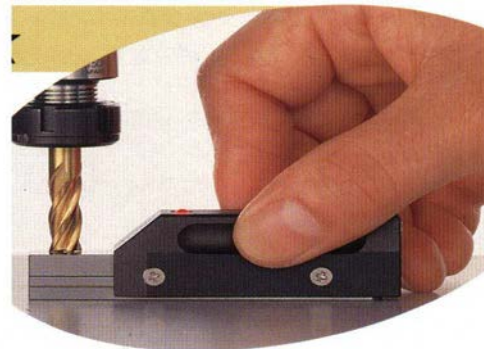


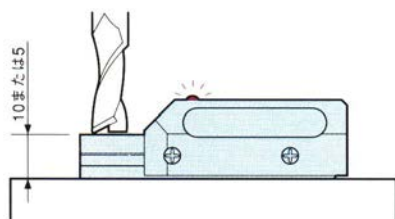
Рис. 6.9. Токарний «LATHE MASTER» (ПНБ), де а – зовнішній вигляд, б – позиціювання у верстаті, в – торкання інструмента для визначення координат



а)



б)



в)

Рис. 6.10. Ручний калібр «MASTER BLOCK», де а - зовнішній вигляд, б – позиціювання на верстаті, в – торкання інструмента для визначення координат

Похибки вимірювань аналоговими головками в динамічному режимі значно більші, ніж у статичному, однак висока швидкодія пристроїв обумовлює їх широке застосування. Такі головки здійснюють вимірювання розташування п'яти площин поверхонь та двох отворів, при цьому не потрібна переорієнтація кутового розташування головки відносно деталі, що вимірюється.

Різноманітні типи поверхонь обумовлюють запровадження різних типів наконечників-щупів головок, наведених нижче:

Тип поверхні

Плоска

Кулачковий

Отвір малого діаметра

Отвір великого діаметра

Тип наконечника-щупа

сферичний

плоский

конічний

хрестовидний,

шайбоподібний

6.4. Відчувники підкласу *R* аналогового типу (реостатні)

Вимірювальні головки аналогового типу в різних напрямках вимірювань неоднакова найвища чутливість у напрямку розташування опор властива головкам-сканерам аналогового типу. Окрім того, існує ціла низка приладів, які виконують функції ПНБ за вищезазначеним принципом роботи.

Різка зміна опору не завжди задовольняє вимоги технологічного процесу. Тому на засадах властивостей опору була створена низка відчувників, які під

впливом зовнішньої дії (тиск, рух тощо) мають можливість змінювати свій опір. У промисловості вони часто використовуються під назвою – реостатні.

Перевагою реостатних відчутників є можливість отримання досить великого вихідного сигналу, до того ж реостатний відчутник може житися як постійним, так і змінним струмом. Реактивний опір реостатного відчутника дуже малий (малі власні індуктивності і ємності) у досить великому діапазоні частот, верхня межа якого складає кілька сотен кілогерц.

Велика величина вихідного сигналу часто дозволяє проводити подальшу його обробку і реєстрацію без використання допоміжних обробних пристроїв, що знижують точність результатів вимірювання.

Динамічні властивості відчутників, – потенціометрів не дуже високі, тому їх застосовують лише для вимірювання статичних або поволі змінних величин. Обмежені швидкості вимірювання вимірюваної величини викликані наявністю механічних зв'язків і значних приєднаних мас в кінематичних ланцюгах відчутників, що створює велику інерційність і знижує (при порівняно невеликій жорсткості) власну частоту чутника до 2-10 Гц. Іншим важливим чинником, є необхідність забезпечення сталого контакту між сувком і обмоткою реостатного відчутника. При більших швидкостях зсув сувка може привести до втрати контакту. Це явище особливо властиве дротяним реостатним відчутникам, контактна доріжка у котрих є хвилеподібною поверхнею. Наявність механічних вібрацій при роботі відчутника збільшує вірогідність порушення контакту. У цьому випадку має місце явище «підскоку» сувка, особливо на резонансних частотах.

Прагнення до забезпечення сталого контакту призводить до необхідності збільшення утримуючого зусилля, що, у свою чергу, погіршує динамічні властивості. Це пов'язано із збільшенням зусилля, необхідного для переміщення сувка, що накладає обмеження на інтенсивність дії вимірюваної величини. Спотворення відчутником досліджуваного або контрольованого процесу повинне бути мінімальним у межах допустимих похибок. Звідси випливає вимога зниження зусилля, що прикладена до вхідних елементів відчутника. При проектуванні необхідно ухвалювати компромісне рішення, ґрунтуючись на мінімальній сумарній похибці, що викликається спотворенням досліджуваного процесу і можливої короткочасної втрати контакту.

В цей час промисловість випускає велике число прецизійних малогабаритних реостатних відчутників (потенціометрів) як однооборотних, так і багатооборотних. Тому при проектуванні реостатних відчутників відкриті широкі можливості вибору уніфікованого перетворювача. У тих випадках, коли з якихось міркувань промисловий відчутник використовувати не можна, необхідно його спроектувати.

Реостатний відчутник (рис. 6.11) складається з каркаса 1, на який намотаний ізольований дріт 2. по верхній грані каркаса, частина бічної поверхні якого показана на рис. 6.11, ковзає щітка 3 сувка реостата. Ізоляція дроту для забезпечення електричного контакту зачищена. Напругу живлення до

відчутника подають до двох крайніх затискачів, вихідну величину знімають між одним з крайніх затискачів і середнім затискачем, сполученим з токоз'єним кільцем 4, по якому ковзає щітка 5. приводний вал 6 електрично ізольований від інших елементів сувка.

Електрична схема відчутника показана на рис. 6.11. Функція перетворення реостатного відчутника визначається співвідношенням [96]

$$U_x = \frac{(U_0 l_x / l_0)}{(1 + (R_0 / R_H)(l_x / l_0)[1 - (l_x / l_0)]}, \quad (6.18)$$

де U_x – вихідна напруга; l_x – вхідне переміщення; l_0 – загальна довжина обмотки відчутника; R_0 – загальний опір відчутника; R_H – опір навантаження; U_0 – напруга живлення. Для випадку кутового переміщення $l_x = r\varphi_x$, де r – радіус каркаса перетворювача; φ_x – вхідне кутове переміщення.

Довжину витка реостатного відчутника приблизно можна визначити по формулі

$$l_b \approx 2(H + b), \quad (6.19)$$

де H – висота каркаса; b – його товщина.

У тих випадках, коли каркас профільований (випадок функціонального реостатного відчутника), витки розміщують по перпендикулярно прямолінійній кромці каркаса під кутом α рівним поточному куту підйому каркаса. Тоді

$$l_b \approx 2(H_\alpha + b) / \cos \alpha, \quad (6.20)$$

де H_α – поточна висота каркаса.

Для лінійного відчутника $\alpha=0$ і вираз (6.20) переходить у (6.19).

Довжину витка можна також визначити, користуючись загальним опором відчутника R_0 , діаметру d і питомого опору ρ вживаного дроту та числом витків n :

$$l_b = R_0 d^2 / n \rho. \quad (6.21)$$

прирівнюючи (6.19) і (6.21), знайдемо висоту каркаса.

$$H = \frac{\pi R_0 d^2}{8 n \rho} - b. \quad (6.22)$$

Діаметр дроту визначається із межової щільності струму по формулі

$$d = 0,36 \sqrt[4]{P / R_0},$$

де P – потужність розсіювання.

З (6.22) загальний опір відчутника

$$R = 8(H + b)n\rho / \pi d^2. \quad (6.23)$$

При розрахунку задаються низкою величин у формулах (6.22) і (6.23) і через них обчислюють інші.

Якщо параметри навантаження задані, то значення загального опору відчутника можна визначити, виходячи з допустимої похибки лінійності, ρ визначається вибором матеріалу дроту.

Для виготовлення обмоток реостатних відчутників застосовують велике число різних стопів. Матеріал дроту повинен мати високий питомий опір, малий

температурний коефіцієнт опору, володіти стабільністю характеристик у часі, високою корозійною стійкістю, високоякісною ізоляцією, великою міцністю на розрив. У реостатних відчутниках широко використовують обмотки з константана, ніхрома, манганіна. Проте обмотки з цих матеріалів застосовують в перетворювачах невисокої точності. Це пояснюється тим, що константан, наприклад, має порівняно невисоку температуру нагріву, ніхром - великий температурний коефіцієнт опору, а манганін швидко окислюється. Тому, коли потрібна висока точність і надійність в жорстких умовах експлуатації, застосовують дріт з благородних металів. Найбільш придатні стопи на основі платини, золота, срібла, паладію. Такі стопи хемічно нейтральні і не піддаються корозії навіть при високій температурі.

Діаметр дроту зазвичай коливається від 0,03 до 0,3 мм. Прагнення до мініатюризації призводить до використання дроту діаметром 0,01 мм.

При виборі матеріалу каркаса враховують його діелектричні, антикорозійні і антимагнетні властивості. Якщо вимоги до жорсткості і точності розмірів невисокі, то застосовують різні неметалічні матеріали: текстоліт, гетінакс, ебоніт, органічне скло, пресовану кераміку. Недоліки неметалічних матеріалів: гігроскопічність, низька теплопровідність і теплоємність.

В випадку високих вимог до жорсткості і точності використовують каркаси з алюмінієвих стопів АМГ, Д1, Д16 тощо. Металічні каркаси ізолюють різними лаками (у низці нашарувань з попереднім анодуванням).

Важливе значення в резистивних відчутниках має сталий контакт між струмоз'ємним елементом сувка і обмоткою, частий перехідний опір контакту та його стабільність. Якість контакту визначається головним чином вживаними матеріалами. Матеріал щітки сувка повинен бути зносостійким, і легко оброблятися. При виготовленні щіток з неоднорідних металів доводиться миритися з нестабільністю перехідного опору, який викликається перепадами температури, впливом домішок, що містяться в повітрі, появою оксидних плівок. Кращими матеріалами є благородні метали (платина, паладій, іридій) і їх сплави (платина-іридій, паладій-іридій). Щітка може бути виконана з декількох жил дроту або пакету пластин, часто також використовують стрижні циліндрової форми. Контактний тиск забезпечується гнучкістю сувка і коливається для різних конструкцій щіток у межах $(3-100) \cdot 10^{-3}$ Н.

Найчастіше реостатні відчутники використовують для вимірювання лінійних і кутових переміщень та прискорень, а також статичних тисків. У деяких випадках реостатні відчутники можуть бути використані для вимірювання лінійних і кутових швидкостей при умові, що є таймер часу, що дозволяє визначати час вимірюваного лінійного або кутового переміщення.

Реостатні відчутники переміщень звичайно використовують для вимірювання переміщень від кількох мікрометрів до десятків метрів і кутів від кількох градусів до 360° . У випадках вимірювання великих переміщень використовують багатооборотні реостатні відчутники або однооборотні без обмеження. У останньому випадку, в процесі вимірювання реєструється серія

наступних один за одним переміщень, відповідних повороту сувка відчутника на 360^0 . Величина переміщення визначається як число повних обертів сувка плюс неповний останній оберт, виражені у відповідному масштабі, який, у свою чергу, визначається передавальним числом механічної передачі між об'єктом, що переміщається, і сувком. Розглянемо приклади технічних характеристик деяких реостатних відчутників.

Наприклад, відчутник лінійних переміщень штокового типу, призначений для вимірювання лінійних переміщень рухомого тіла у діапазоні 5-200 мм. Мінімальне і максимальне значення меж вимірювання визначаються, в основному, необхідною похибкою вимірювання і величиною механічного підтиску штока до контрольованого об'єкту. Відчутник працює при температурі навколишнього середовища $\pm 50^0$ С, відносної вологості 98% при $t - 20^0$ С, вібраціях з прискоренням до 300 м/с^2 в діапазоні частот до 3000 Гц. Похибка вимірювання відчутника в експлуатаційних умовах 2-3% від межі вимірювання. Опір резистивного елемента 1500 Ом.

Відчутник призначений для вимірювання лінійних і кутових переміщень рухомого тіла (що має три виміри свободи) в межах $\pm 75^0$ по кутах і до 1500 мм по довжині має дуже складну кінематичну схему. Комбінований відчутник такого типу дозволяє одночасне вимірювання лінійного і кутового переміщень рухомого тіла щодо однієї точки дозволяє визначати відносні координати рухомого тіла у будь-який заданий момент часу. Відчутник призначений для роботи при температурі оточуючого середовища від -50 до $+100^0$ С, відносної вологості 98% при 20^0 С, вібрації з прискоренням до 500 м/с^2 в діапазоні частот до 3000 Гц, лінійних прискореннях з амплітудою до 150 м/с^2 в будь-якому напрямі. Похибка вимірювання лінійних переміщень становить 2% від переміщення, відповідного одному обороту движка перетворювача, кутових переміщень - 3% від межі вимірювання. Опір резистивних елементів (відчутника шляху і кутів) 1500 Ом. Швидкість руху тіла до 30 м/с, кутова швидкість до 2 рад/с.

Взагалі відчутники для вимірювання лінійних і кутових переміщень складаються з двох вимірювальних вузлів: вузла вимірювання лінійних переміщень і вузла вимірювання кутових переміщень. Обидва вузли вмонтовані на одному корпусі і функціонально зв'язані між собою вимірювальним тросом (канатом).

Що стосується реостатних відчутників, то необхідно зауважити одну дуже суттєву особливість, яка їх повністю розкриває як сукупність елементів ЄЕВ (розд. 3). Тобто форми каркасів можуть бути достатньо різними. Це може бути і циліндр, і коло, і куля тощо. Тим не менш обрана форма вирішує задачу необхідної функціональної залежності. Через конструктивні особливості цього типу відчутників він досить гарно вписується у теоретичні засади ЄЕВ, як, наприклад, вихідний опір такого відчутника:

$$R = \int_0^x \rho \omega_0 p dx, \quad (6.24)$$

де p – периметр каркасу;

x – вхідне переміщення;

ρ – питомий опір одного метру довжини;

ω_0 – число витків на одиницю довжини периметру.

І якщо існує залежність $R = \varphi(x)$, то завжди можна визначитися із залежністю $p = f(x)$.

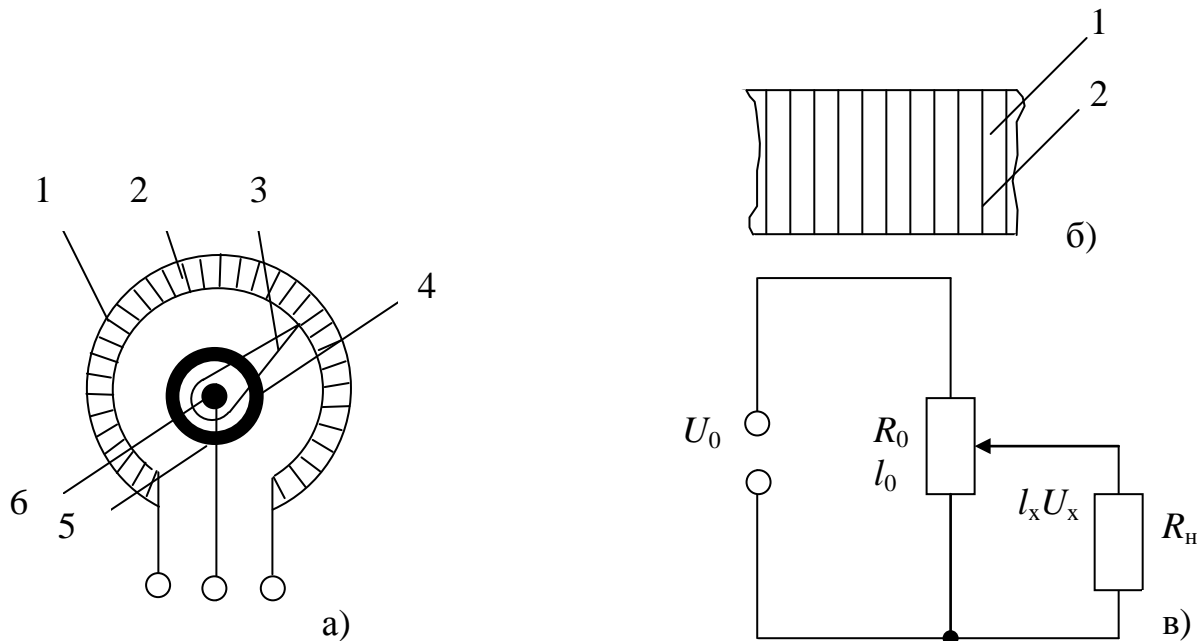


Рис. 6.11. Реостатний відчутник, де а – схема пристрою; б – каркас; в – схема електричного кола, 1 – каркас, 2 – обмотка, 3 – сувок, 4 – контактне кільце, 5 – середній контакт, 6 – вісь обертання сувка

Користуючись відчутниками цієї конструкції завжди треба мати на увазі, що вони дискретні, тобто кожний виток дроту відповідає одному елемента ЄЕВ.

6.5. Відчутники підкласу R з чутливістю до механічних навантажень (тензометричні)

Наступним розглядом з визначеної теми є тензометричні відчутники, які на цей час широко застосовані у системах контролю металообробки. На жаль існує хибна теза, що саме ці відчутники є найбільш перспективними з огляду на отримання ефективності промислового виробництва у точному приладобудуванні, що дозволяють реєструвати динамічні процеси, які відбуваються у середовищі ТОС, РІ, деталі, у самій зоні різання при виготовленні деталі. Тобто є необхідність вимірювання напружено-

деформованого стану РІ, обладнання, заготовки, сил різання, вібрацій та акустичної емісії в системі обладнання тощо.

Але, наприклад, система «TOSHIBA» дозволяє контролювати розмір свердлування $\varnothing 6$ мм і неменш, що не є характерним явищем у приладобудуванні. Хоча для важкої промисловості це і є прийнятною величиною.

Тензорезисторні відчутники [96, 97, 98] для вимірювання сил різання є провідниковими елементами, принцип дії яких заснований на тензоефекті і полягає у зміні активного опору провідника або напівпровідника при механічній деформації, наприклад заготовки або інструмента, якщо тензoelementи розташовані на різцетримачі. Відчутники можуть бути плівковими, фольговими, дрововими (рис. 6.12,а). Поширені стрічкові тензорезистори у вигляді гнучкої стрічки з вираженими тензорезисторними властивостями та напівпровідникові (гедистори) (рис.6.12,б).

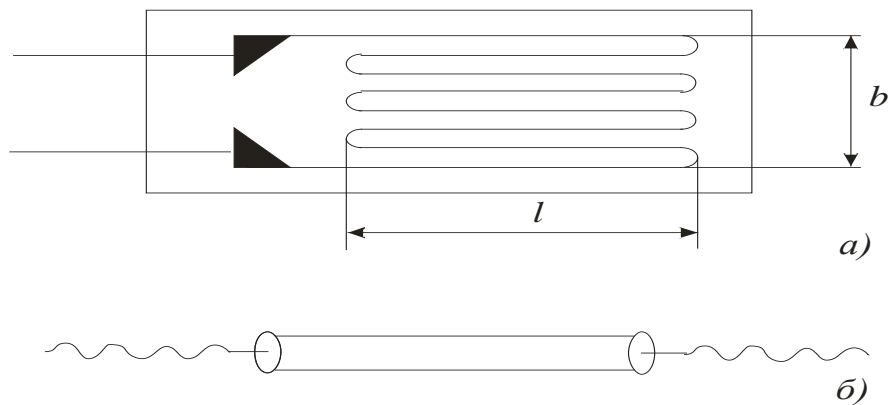


Рис. 6.12. Типові тензорезисторні відчутники, де а) дровтяний; б) гедистор

При деформації об'єкту дослідження змінюється довжина L тензoelementa та площа Q його поперечного перерізу, тобто опір тензорезисторного відчутника визначається як:

$$R = \frac{\rho L}{Q}, \quad (6.25)$$

де ρ - питомий опір матеріалу елемента відчутника.

Залежність опору відчутника від відносної деформації E визначається за виразом:

$$R = R_o (1 + S_T E), \quad (6.26)$$

де R_o – опір тензорезистора без деформації,

$S_T \approx 2,0$ - тензочутливість матеріалу.

Зазвичай значення R_o знаходяться у межах від 50 до 800 Ом.

Напівпровідникові тензорезисторні відчутники (гедистори) з пластинчастого типу монокристалу Si або Gr (рис. 6.12,б) зазвичай мають R_o у межах від 100 до 1000 Ом, а $S_T \approx 55 \div 180$. Відчутники можуть також вимірювати крутий момент під час різання, зміна якого впливає на електричний опір відчутника, при цьому тензорезисторні елементи наклеєні або на об'єкті, або на пристрої обслуговування.

Тензометричні відчутники в системах контролю можуть бути створені на основі дійсного інтегрування. Оскільки тензометричні відчутники мають дуже низьку чутливість, то всі вимірювальні схеми будуються на засадах або півмоста, або моста (рис. 6.13). Це надає можливість завдяки властивостям моста виокремити корисну складову сигналу та реєструвати її.

Відчутники з дійсним інтегруванням [96] мають кілька чутливих елементів, котрі розташовані у різноманітних місцях польової структури деформації пружного елемента. Сигнали окремих чутливих елементів інтегруються сумуючою схемою, внаслідок чого отримують скалярний вихідний сигнал.

Переваги застосування дійсного інтегрування:

- можливість створення відчутників, які задовольняють більш високі вимоги до точності; це можливо у зв'язку з тим, що тільки таке сумування є дійсним інтегруванням.
- можливість створення точних відчутників для великих силових навантажень при обмеженнях конструкції та малих похибках («пласкі відчутники»);
- різноманітність конструктивних можливостей завдяки сумуючій схемі, що корисно для зміни характеристик відчутника (зазвичай для зменшення похибок).

Застосування дійсного інтегрування не обмежено визначеними типами пружного елемента (рис. 6.13). Воно не потребує вільного простору, який знаходиться на вісі симетрії, і окремі чутливі елементи не обов'язково повинні сприймати вимірювальний хід пружного елемента (у вільному просторі); їм потрібно лише виміряти відносну деформацію. Відчутник з дійсним інтегруванням повинен мати більше чутливих елементів. Це можливо реалізувати тільки при наявності таких чутливих елементів, які прості та дешеві, досить просто кріпляться на необхідних місцях пружного елемента і мають високу стабільність виготовлення.

Найважливішими чутниками з дійсним інтегруванням є відчутники з чутливими елементами у вигляді широко відомих тензорезисторів (рис.6.12) [99]. Їх основні переваги такі як простота та доступність конструкції для огляду, можливість живлення постійною напругою.

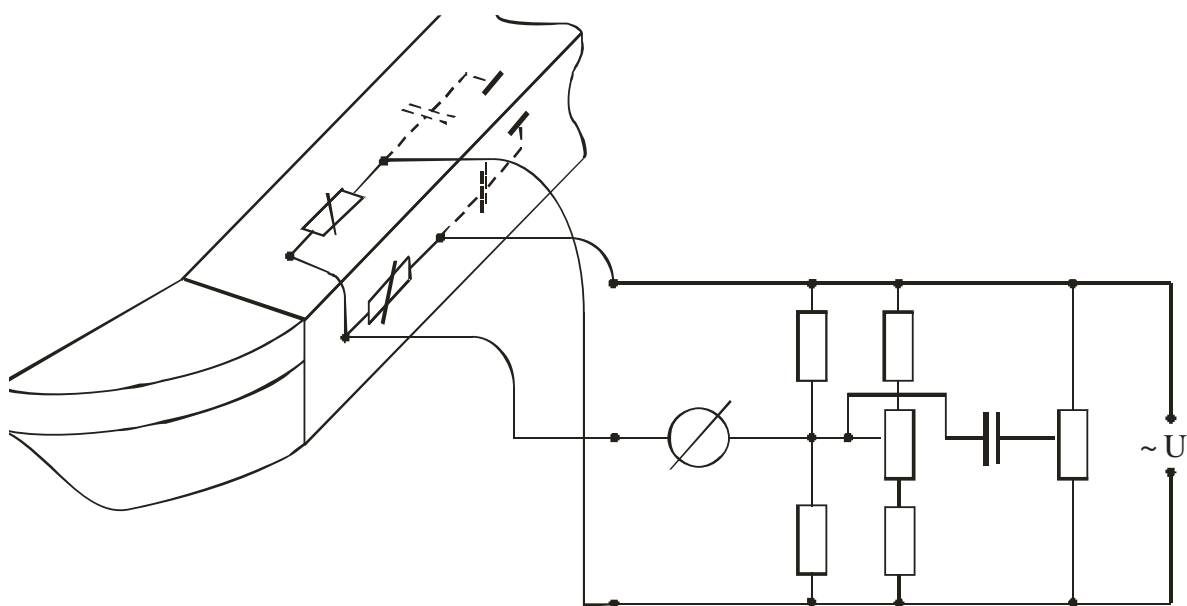


Рис. 6.13. Типова схема розташування тензорезисторів на об'єкті та загальна схема вимірювання (диференційна)

При розробці тензорезисторних відчутників здебільшого застосовують стрижень, кільце, мембрану, балку тощо. Головним чинником застосування є частотний діапазон, який може забезпечити цей відчутник, а також, наприклад, чутливість до амплітуди деформації.

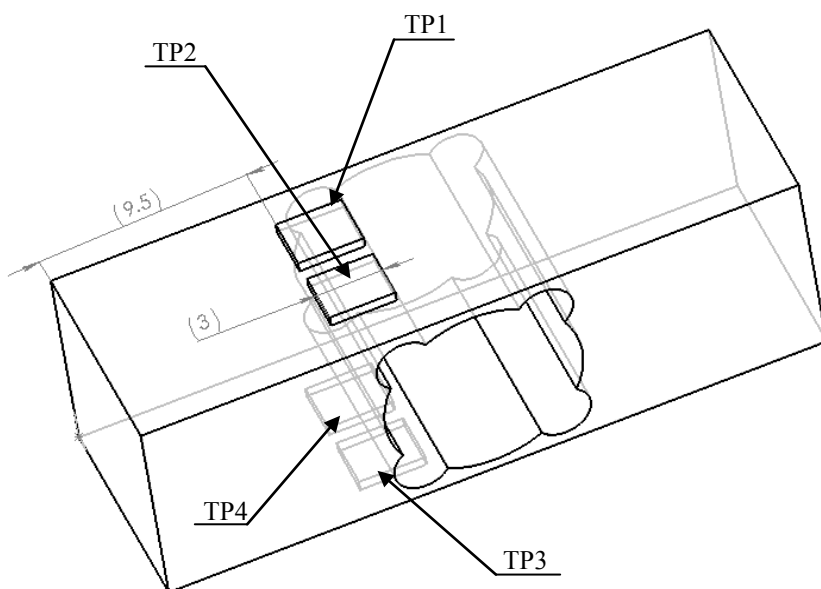


Рис. 6.14. Схема розташування тензорезисторів на чутливому пружному елементі (інтегральний варіант) [99]

Тензометричні системи використовуються для виміру деформацій у інфрачастотному та низькочастотному діапазоні ($0 < f < 10$ кГц для дискретних дровових резисторів) та до 100 кГц для інтегральних напівпровідникових резисторів (гедисторів). На цей час не вироблено жодної конструкції з високою швидкодією торкання та точністю для цього типу відчутника [7, 59, 67]. На заваді їх використанню в першу чергу стоять проблеми розташування цього типу чутників на верстатах, тобто необхідність спеціальної складної методології кріплення, складність обслуговуючої електричної схеми та температурної стабільності. Для отримання чіткого сигналу торкання необхідно реєструвати силу торкання (P_x, P_y, P_z) з точністю хоча б 1 Г. На тлі навантажень, які мають різальні інструменти (1кГ...300 кГ), зареєструвати і чітко визначити сигнал такого рівня просто неможливо. Основна причина полягає в тому, що відчутник, як і вся система, повинні мати означений динамічний діапазон. Наприклад, при динамічному діапазоні у 1 кГ зміна сигналу чутника еквівалентна 1 Г знаходиться на шумовій межі і майже не відрізняється від нього. Не дивлячись на такі незручності низка фірм, наприклад Ollivetti.T.I., Marposs, Renishaw виконують системи контролю на основі тензорезисторних відчутників.

Пояснюється це двома фактами:

- по перше, розробка за новою технологією смужкових інтегральних напівпровідникових тензорезисторних відчутників з кращими електричними показниками ніж існуючі;
- по друге, їх конструкція дозволяє досить легко монтувати ці відчутники на навантажених елементах конструкції верстатів, що дозволяє досить гарно контролювати сили навантаження при різанні з досить високою швидкодією.

Технологічні властивості методології, побудованої на тензометричних вимірюваннях, надають можливість контролювати деформації як верстата, так і виробу, що враховується при виготовленні останнього. Такі конструкції, наприклад, наведено у роботах [77, 95, 100 - 104].

Втім існує низка чинників, які призводять до значних похибок показань тензорезисторних відчутників і заважають застосуванню їх як надточних засобів у системах контролю процесу різання, а саме:

1) послаблення у пружному елементі, що виникають внаслідок клейових сполучень;

2) температурна несталість нуля, що виникає внаслідок розповсюдження по пружному елементу теплових хвиль та викликає необхідність корегуючих електронних схем;

3) термоелектричні ефекти, що виникають внаслідок процесів перерозподілу втрат потужності у мості, які особливо помітні у напівпровідникових тензорезисторах, що вимагає відповідних заходів по зниженню їх впливу;

4) дифузія парів води, що впровадилась у чутливі елементи викликає два ефекти: а) зменшення опору ізоляції поміж тензорезистором та пружним

елементом; б) руйнування клейового шару, що викликає уявну деформацію, а тим самим - додаткову похибку нуля;

5) тензорезистивні відчутники мають дуже велику чутливість до паразитичних емнісних зв'язків, що залежить від якості монтажу.

Дотепер не створені тензорезисторні відчутники, що мають високу швидкодію торкання, яка необхідна у системах контролю механічної обробки металів. Це обумовлено малим динамічним діапазоном та складністю обслуговуючої електричної схеми та вищеозначеними чинниками.

На підставі проведених досліджень можна дійти висновку, що тензорезисторні відчутники мають досить малий динамічний діапазон. Тим не менш тензорезисторні відчутники застосовують у системах контролю обробки, наприклад фірма Olivetti T.I., ЕНІМС (м. Москва) тощо [29, 77]. Це обумовлено тим, що тензорезисторні відчутники мають просту конструкцію, але потребують відпрацьованої технології.

Деякі технології виготовлення цих відчутників наразі засвоєні, і вони можуть застосовуватись навіть у випадку тяжких умов експлуатації. Верхні частотні межі залежать тільки від пружних елементів, а не від чутливих, а при живленні змінним струмом у всіх випадках - від несучої частоти.

Вада цих відчутників: відносно мала вихідна напруга, проте для надійної експлуатації обробки цієї напруги створена спеціальна електронна апаратура з прийнятною собівартістю. Втім для надмалих навантажень тензорезисторні відчутники не підходять.

Тому у підсумку можна констатувати наступне:

- відчутники контактної конструкції підкласу R є чутливі і придатні для реєстрації моменту торкання інструмента з деталлю;
- відчутники аналогової дії підкласу R мають низку вад, які не дозволяють їм остаточно вирішувати проблему торкання інструмента з деталлю;
- тензометричні відчутники підкласу R абсолютно непридатні для визначення ситуації ТОНТОР у металообробці, оскільки мають яскраво окреслені інтегруючі дії та низьку чутливість, яка полягає у орієнтуванні на потенційну енергію у металообробці.

РОЗДІЛ 7. ВІДЧУТНИКИ ПІДКЛАСУ С

Відчутники підкласу C побудовані на властивостях електричної ємності зберігати на своїх обкладинках електричний заряд. Будь-який відчутник підкласу C у своїй конструкції має два металеві електроди площею S . Ці електроди розташовані паралельно один від одного на відстані Δ у середовищі з діелектричним проникненням ϵ .

7.1. Загальні засади відчутників підкласу C

Якщо на пластині є заряд q , то в цьому випадку кажуть, що $q = UC$, де C – ємність, а U – напруга між пластинами. За плоскопаралельного розташування пластин (без урахування крайового ефекту):

$$C = \frac{\epsilon S}{\Delta}. \quad (7.1)$$

Енергія електричного поля у цьому випадку:

$$W_e = \frac{qU}{2} = \frac{CU^2}{2}. \quad (7.2)$$

Як видно з (7.1) функція ємності є чисто геометрична, на величину якої впливає діелектричний коефіцієнт ϵ , тобто зміну ємності можна уявити як функцію:

$$dC = \frac{\partial C}{\partial x_r} dx_r + \frac{\partial C}{\partial x_\epsilon} dx_\epsilon + \dots + \frac{\partial C}{\partial x_b} dx_b, \quad (7.3)$$

де x_r – змінна геометричних параметрів;

x_ϵ – змінна параметрів діелектрика;

x_b – змінна параметрів вологості.

У випадку, коли одна з пластин має можливість пересуватися (або діелектрик між ними), то з погляду механіки відчутник характеризується жорсткістю підвіски рухомої частини ω , зміщенням x , швидкістю переміщення

$V = \frac{dx}{dt}$, та електростатичною силою притягання $f_{el} = \frac{dW_e}{dx}$. Такий взаємозв'язок

можна описати наступними рівняннями.

$$dF = \omega x + E_0 C_0 u; \quad dq = E_0 C_0 x + C_0 u. \quad (7.4)$$

Рівняння (7.4) надані у лінеаризованому вигляді, тобто зроблено припущення, що величини U та x досить малі у порівнянні з початковою напругою та щільною, і, як наслідок, ємність C_0 та напруженість поля E_0 вважаються постійними.

З наведених рівнянь добре видно, що будь яка механічна дія призводить до зміни електричних параметрів відчутників і, навпаки, будь-який електричний вплив призводить до змін механічних параметрів. Для характеристики цієї взаємодії слугує коефіцієнт електромеханічного зв'язку $k_{em} = E_0 C_0$. Цей взаємозв'язок повинен враховуватися при будь-яких застосуваннях відчутників C – підкласу. Так наприклад, якщо з першого рівняння є залежність напруги U

від зміщення, то еквівалентна жорсткість увімкненого у ланцюг відчутника відрізняється від жорсткості підвіски. З другого рівняння є висновок, що струм через відчутник визначається не тільки складовою $i_1 = (dq/dt)_1 = C_0 dU/dt$, але і не завжди враховуємою складовою зміщення електродів, тобто:

$$i_2 = (dq/dt)_2 = E_0 C_0 dx/dt. \quad (7.5)$$

З практичного погляду відчутники підкласу С оцінюються тим, як їм піддається контроль у технологічних процесах металообробки. Для цього необхідно орієнтуватися на можливий вихідний сигнал, який залежить від:

- а) зміни ємності – C ;
- б) зміни електростатичної сили – f_{el} ;
- в) ЕРС, яка генерується ємністю, яка перебуває у електричному полі;
- с) зміна площі – S ;
- д) зміна величини щілини – δ ;
- е) зміна величини діелектричної проникності – ϵ .

Звісно, що вище названі параметри є функціонально залежними від зовнішнього впливу, що і є конструктивною задачею при побудові відчутників подібної дії. Тому, орієнтуючись на обраний параметр, необхідно зводити нанівець можливості впливу всіх інших.

Необхідно зауважити, що відчутники підкласу С розподіляють на дві великі групи, хоча там і відсутній чіткий перехід, а саме: електростатичні та ємнісні. Так, наприклад, для відчутників, чутливих до напруженості поля, вихідною є силова характеристика. Для ємності, яка примусово працює за відомим законом, як наприклад, $C = C_0 + \Delta C \sin \omega t$, відчутник працює у модуляторах та вимірювачах поверхневого заряду, тобто генераторному режимі. Відчутники такого типу залежно від сталої часу RC – ланцюгу (рис. 7.1) можуть працювати у стані заданого заряду при $\omega RC \gg 1$ та заданої напруги при $\omega RC \ll 1$.

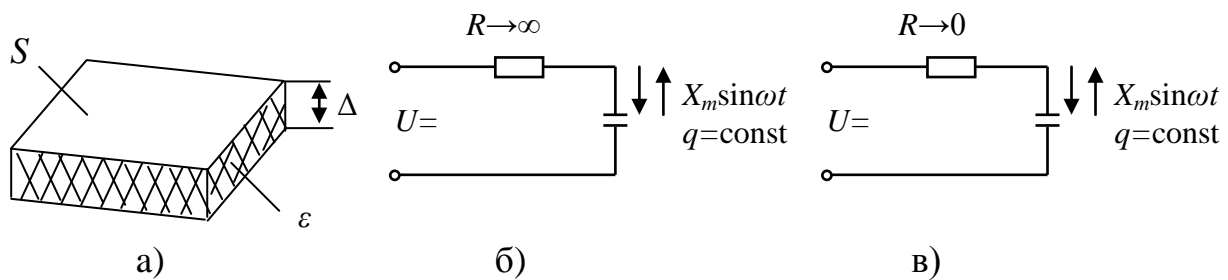


Рис. 7.1. Робота відчутника підкласу С при $\omega RC \gg 1$ (а) та при $\omega RC \ll 1$ (б)

Для першого випадку це:

$$q = CU_c = \text{const}; U_c = \frac{q}{C} = \frac{C_0 U_x}{C_0 + \Delta C \sin \omega t} = U_x \left(1 - \frac{\Delta C}{C} \sin \omega t \right), \quad (7.6)$$

тобто вихідною величиною є змінна складова напруги U_c (або U_R).

Для другого випадку це:

$$U_C = U_x = \text{const}; q = (C_0 + \Delta C \sin \omega t) U_x, \quad (7.7)$$

тобто вихідною величиною пропорційною постійній напрузі U_x є струм

$$i = dq / dt = U_x \omega \Delta C \cos \omega t. \quad (7.8)$$

Основне застосування генераторного режиму при контролі процесів металообробки є побудова відчутників вібрацій.

7.2. Електричні властивості відчутників підкласу С

У випадку, якщо напруга на ємності має опис за виразом:

$$u = U \cos(\omega t + \varphi_c), \quad (7.9)$$

тоді струм буде мати наступну залежність:

$$i = C \frac{dU}{dt} = -\omega C U \sin(\omega t + \varphi_c) = I \cos\left(\omega t + \varphi_c + \frac{\pi}{2}\right). \quad (7.10)$$

Зміна електричного заряду відбувається за косінусоїдальним законом згідно збуджуючої напруги. При цьому зміна накопичених зарядів на обкладинках ємності обумовлює проходження електричного струму. Величина цього струму визначається швидкістю зміни заряду, тобто dq/dt . Вираз (7.10) показує, що струм i випереджує діючу напругу на кут $\pi/2$ (рис.7.2). Нульовим значенням струму відповідає максимальні значення напруги u (позитивні або негативні). Фізично це пояснюється тим, що коли електричний заряд q та відповідна напруга $u = q/c$ досягають максимуму, струм i дорівнює нулю.

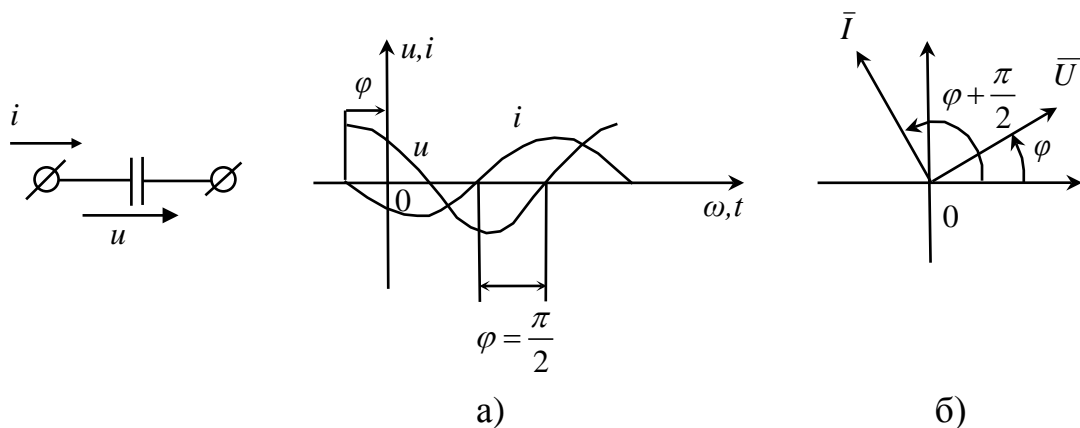


Рис.7.2. Синусоїдальний струм у ємності

Під фазовим зсувом струма тут мають на увазі різницю початкових фаз напруги та струму, тобто

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = -\frac{\pi}{2}. \quad (7.11)$$

На векторній діаграмі вектор струму \bar{I} випереджує вектор напруги \bar{U} на кут $\frac{\pi}{2}$ (рис. 7.2, б).

Амплітуди і відповідно діючі величини напруги та струму зв'язані співвідношенням подібним до закону Ома.

$$U = \frac{1}{\omega C} I = x_C I_m; \quad U = x_C I. \quad (7.12)$$

Величина $x_C = \frac{1}{\omega C}$, яка має розмірність опору має назву ємнісного опору. Зворотня величина $g_c = \omega C$ має назву ємнісної провідності. Відповідно до цього:

$$I = g_c U. \quad (7.13)$$

Миттєва потужність, яка надходить до ємності:

$$p_c = ui = \cos(\omega t + \varphi) \cdot \cos \omega t + \varphi + \frac{\pi}{2} = -UI \sin 2(\omega t + \varphi). \quad (7.14)$$

Коливається синусоподібно з кутовою частотою 2ω у межах від 0 до

$$cu^2 = \frac{cU_m^2}{2}.$$

Коливання енергії відбувається шляхом заряду та розряду на джерело живлення. Тому середня потужність дорівнює нулю.

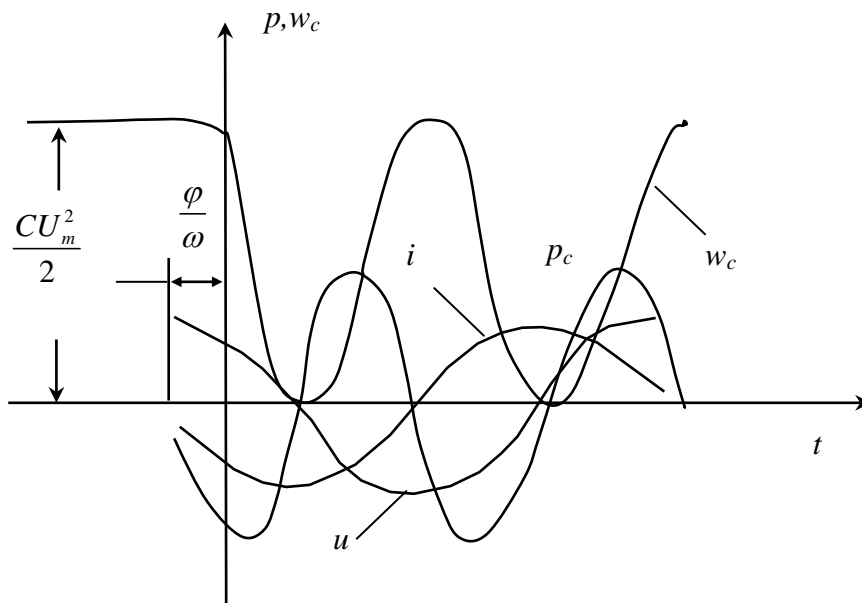


Рис. 7.3. Миттєві величини потужності та енергії електричного поля у ємності

Оскільки максимальна енергія, яка зберігається у електричному полі дорівнює

$$W_C = cu^2, \text{ то ємнісний опір } x_C = \frac{U}{I} = \frac{1}{\omega C} \text{ може бути визначено як } x_C = \frac{\omega W}{I^2}.$$

7.3. Еквівалентна схема відчутників підкласу С

В ємнісних відчутниках вимірювальна величина функціонально пов'язана з параметрами конденсатору. Змінюючи величини δ і площі S зазвичай вимірюють лінійні та кутові зміщення, розміри деталей, а зміною величини ε – рівні непровідних рідин, розміри діелектрика (рис. 7.4) [96].

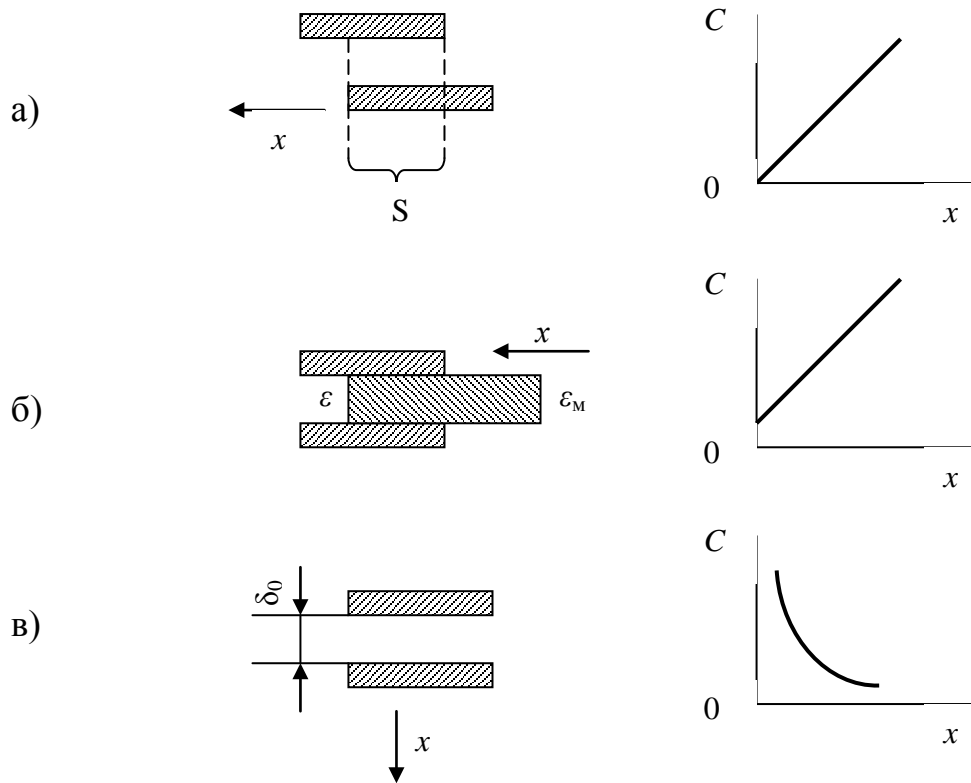


Рис. 7.4. Передаточні характеристики відчутників підкласу С, де а) зі змінною площею перекриття; б) зі змінною діелектричною проникністю середовища; в) зі змінною щільною між обкладинками

Ємнісні відчутники переміщення конструктивно являють собою плоско паралельний (рис. 7.5, а) чи циліндричний (рис. 7.5, б) конденсатор змінної ємності. Одна з пластин конденсатора є нерухомою і механічно з'єднується з корпусом контрольованого пристрою, а друга – рухома і з'єднується з органом, переміщення якого повинне вимірюватися.

Ємнісний плоскопаралельний відчутник переміщення з повітряною щільною δ , що змінюється, має нелінійну характеристику керування, яка визначається виразом (рис. 7.4,б)

$$C_x = \frac{\varepsilon S}{\delta} = \frac{\varepsilon S}{\delta_0 - x}. \quad (7.15)$$

При цьому чутливість не постійна і залежить від вимірюваного переміщення x :

$$S = -\frac{\varepsilon S}{(\delta_0 - x)^2}, \quad (7.16)$$

де δ_0 – початкова щілина.

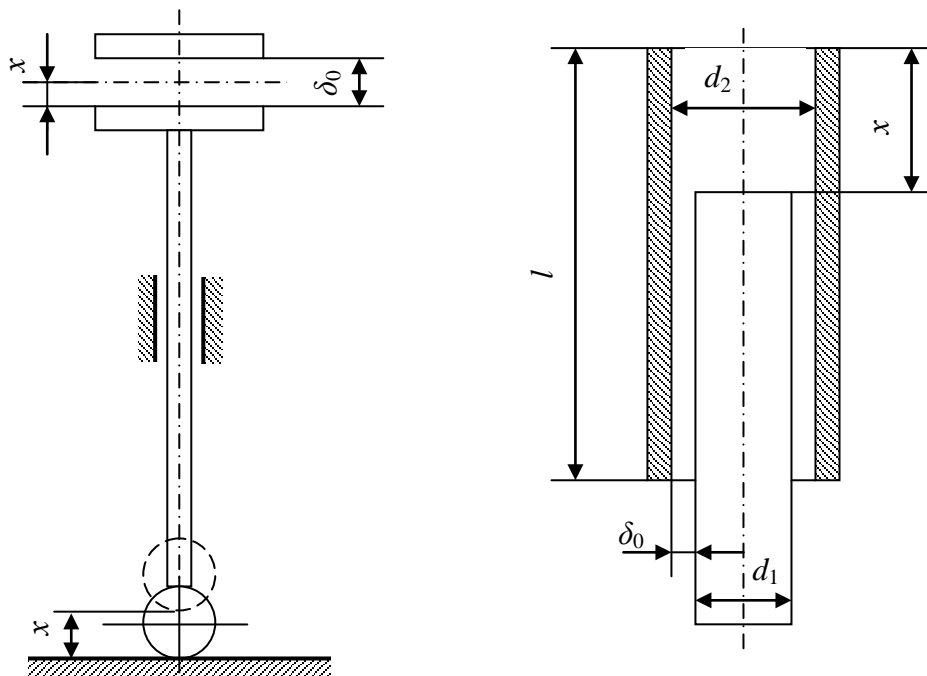


Рис. 7.5. Основні конструкції відчувників, де а) плоскопаралельний;
б) циліндричний

Такі відчувники доцільно застосовувати в тих випадках, коли межі зміни контрольованої величини відповідають невеликій ділянці характеристики. Тому вони зазвичай використовуються для вимірювання малих лінійних переміщень (1 мм і менше). Максимальне переміщення x при цьому, як правило, не перевищує $0,1 \delta_0$.

Ємнісний плоскопаралельний відчувник переміщення із змінною площею s (рис. 7.5, а) має характеристику управління, яка описується виразом

$$C_x = \frac{\varepsilon \alpha x}{\delta_0}, \quad (7.17)$$

де α – ширина пластин конденсатора.

Ємнісні перетворювачі переміщення із змінною площею перекриття пластин часто використовуються і для вимірювання кутових переміщень φ (рис. 7.5, б). В цьому випадку ємність перетворювача

$$C_x = -\frac{\varepsilon(r_1^2 - r_2^2)}{2\delta_0}(\varphi_0 - \varphi), \quad (7.18)$$

а чутливість

$$S = -\frac{\varepsilon(r_1^2 - r_2^2)}{2\delta_0}, \quad (7.19)$$

де r_1 та r_2 – зовнішній і внутрішній радіуси пластин;

φ_0 – початковий кут перекриття пластин.

Із (7.18) і (7.19) видно, що перетворювачі з змінною площею володіють лінійними характеристиками. Ці перетворювачі застосовуються для вимірювання порівняно великих переміщень (1 см і більше).

Велику групу складають ємнісні відчутники, зміна ємності яких здійснюється зміною еквівалентної діелектричної проникності $\varepsilon_{\text{ел}}$ середовища в наслідок переміщення, деформації або зміни складу діелектрика. На цьому принципі засновані ємнісні відчутники рівня рідин, товщини діелектричних матеріалів, а також контролю вологості та складу речовини.

Перевагами ємнісних відчутників є висока чутливість, мала вага і габарити, відсутність рухомих контактів, а недоліками – необхідність підсилення вихідного сигналу і захисту від впливу паразитних ємностей.

Ємнісні відчутники мають широке застосування зважаючи на високу чутливість, малі габарити і простоту виготовлення. В той же час їм властива нестабільність характеристик при зміні параметрів навколишнього середовища (температури, вологи тощо). Коливання температури призводять до змін значень δ та ε . Для усунення похибок, що викликані змінами значення δ , ємнісні відчутники виконують із стопів з малим температурним коефіцієнтом лінійного розширення (наприклад, з інвару). Для усунення впливу вологості і можливого забруднення пластин вдаються до герметизації відчутників.

Зокрема, залежність від вологості настільки істотна, що на цьому принципі будуються вимірювачі вологості деяких сипких матеріалів.

В деяких випадках за наявності діелектрика між електродами відчутника доводиться зважати на те, що після поляризації діелектрики ще протягом якогось часу (0,1-2с) зберігають заряд (абсорбція), що призводить до залишкових напруг, які сягають декількох відсотків від значення прикладеної напруги. Вплив абсорбції в еквівалентній схемі конденсатора в першому наближенні можна врахувати включенням паралельно ємності C_o ланцюжка, що складається з ємності C_a , і опору R_a .

Тому повна еквівалентна схема ЕС відчутника може бути представлена у вигляді рис. 7.6.

При роботі відчутників підкласу С на постійному струмі потрібно враховувати існуючу між електродами контактну різницю потенціалів (КРП), що включається в еквівалентній схемі послідовно з ємністю. КРП залежить від природи матеріалів, властивостей і чистоти поверхні і існує навіть між електродами, виконаними з одного і того ж матеріалу. Так, між електродами, виконаними з алюмінію високої чистоти, КРП може досягати 1В. Лише застосування спеціальних заходів дозволяє понизити КРП до значення 10-20 мВ. Відносна зміна ємності $C = \varepsilon S / \delta$ визначається як $\gamma_C = \gamma_\varepsilon + \gamma_S - \gamma_\delta$. Площа S

зазвичай визначається лінійними розмірами, що становлять 10-100 мм, і зміна цих розмірів на 0,1-1мкм викликає малу зміну площі S та ємності C , якою можна знехтувати.

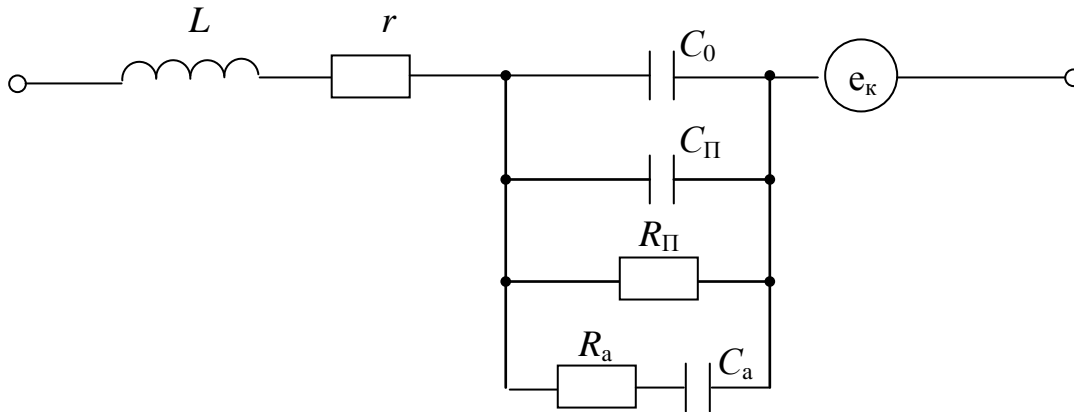


Рис. 7.6. Повна еквівалентна схема відчутника підкласу C , де L – паразитна індуктивність; r – паразитна індуктивність; C_0 – ємність між електродами; C_{Π} – паразитна ємність; R_{Π} – паразитний опір; R_a – опір абсорбції; C_a – ємність абсорбції; e_k – контактна ЕРС.

Щілина δ у відчутниках підкласу C складає 10 мкм - 1 мм, і її зміна навіть на 0,1 мкм можуть викликати істотну похибку. Тому при конструюванні цих відчутників повинні бути ретельно продумані питання кріплення електродів і захисту від випадання на робочих площинах електродів яких-небудь осадків (герметизація, вакуумування тощо). Одна з основних причин зміни щілини є зміна геометричних розмірів, що викликається лінійним розширенням матеріалів під дією температури.

7.4. Вібраційні відчутники підкласу C

Відчутники підкласу C застосовуються при вимірюванні малозмінних в часі малих струмів або напруги від джерел з великим внутрішнім опором або вібрацій.

Схематична конструкція відчутника мембранного типу з електростатичним збудженням наведена на рис. 7.7. Нерухомі електроди 1 і 2 прикріплені на ізоляторах 3. Мембрана 4 служить пересувним електродом. До електроду 1 через резистор R_1 підводиться вимірювана напруга U_x . До електроду 2 підводиться змінна напруга збудження $U_{\sim} = U_m \sin \omega t$, під дією якого між електродом 2 і мембраною 4 виникає електростатична сила

$$F = \frac{\partial W_e}{\partial \delta} = \frac{\partial (CU^2 / 2)}{\partial \delta} = \frac{U^2}{2} \frac{\partial C}{\partial \delta} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{\delta^2} U_m^2 \sin^2 \omega t = \frac{1}{4} \frac{\epsilon_0 S}{\delta^2} U_m^2 (1 - \cos \omega t) \quad (7.20)$$

Ця сила викликає постійний зсув мембрани і її вібрацію з частотою 2ω .

Отже, щілина між електродом 1 і мембраною 4 також змінюється з частотою 2ω і може бути визначена за формулою $\delta_1 = \delta_{01} + \delta_m \cos 2\omega t$, де δ_{01} – середня щілина. Ємність конденсатора, утвореного електродом 1 і мембраною 4, змінюється як $C_1 = \frac{C_{01}}{1 + \delta_m \cos 2\omega t / \delta_{01}}$. При включенні конденсатора C_1 в режимі заданого заряду (рис.7.1), тобто при забезпеченні умови $C_{01}R_1R_n / (R_1 + R_n) \gg 1/(2\omega)$, напруга на обкладинках конденсатора змінюється як $U_{C_1} = U_x C_{01} / C_1 = U_x (1 + \delta_m \cos 2\omega t / \delta_{01})$.

Конденсатор C_3 фільтрує постійну складову, а вихідна напруга динамічного конденсатора пропорційна U_x і змінюється з частотою 2ω , $U_{вих} = kU_x \cos \omega t$.

Коефіцієнт перетворення $k = U_{вих} / U_x$ складає зазвичай не більше 0,1-0,2.

Потужність, споживана динамічним конденсатором від джерела вимірюваної напруги, визначається опором ізоляції конденсатора, тобто $R_{вт}$. Як ізолятори застосовується алундова і цельзеїнова кераміка. Опір $R_{вт}$ складає $10^{14} - 10^{17}$ Ом.

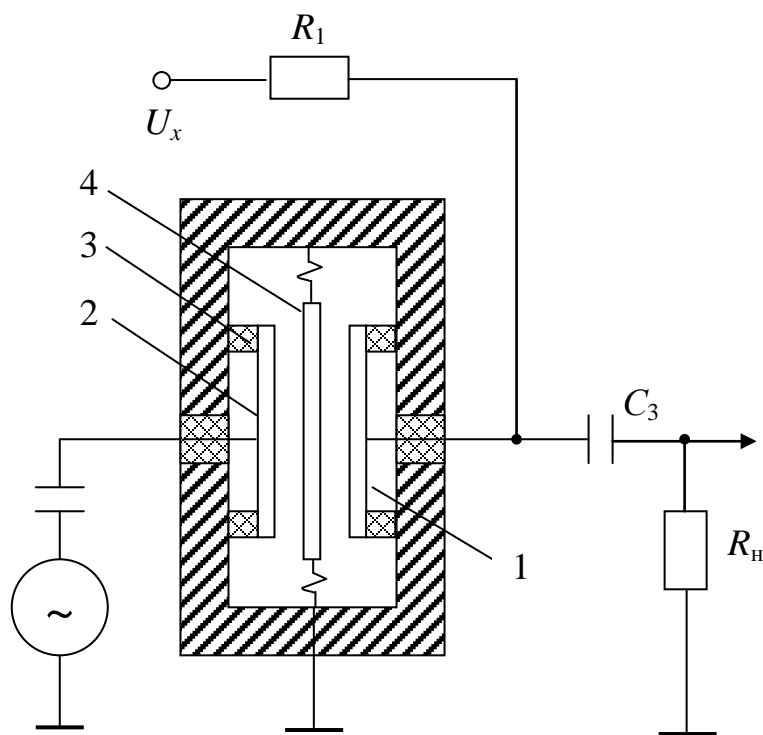


Рис. 7.7. Відчутник мембранного типу з електростатичним збудженням, де 1, 2 - електроди, 3 – ізолятори, 4 – мембрана [43]

Як системи збудження використовуються системи електромагнетного, електростатичного і п'єзоелектричного типів. Технологічно важко виключити всі паразитні зв'язки і добитися повної розв'язки між електричним ланцюгом системи збудження і вихідним ланцюгом відчутника. Тому у вихідній напрузі відчутника присутня перешкода, частота якої рівна частоті напруги збудження.

Для зменшення цієї перешкоди фільтрацією необхідно, щоб частоти вихідного сигналу і збуджуючого сигналу напруги не співпадали. У даному відчутнику, наприклад, ці частоти відрізняються в два рази.

Найбільш істотною похибкою відчутника є дрейф напруги між електродами конденсатора, що називається дрейфом нуля. На величину дрейфу найбільше впливає нестабільність контактної різниці потенціалів, яка навіть при застосуванні всіх заходів стабілізації складає 50 – 200 мкВ на добу.

Як приклад приведемо технічні характеристики відчутника типу ДРК-3: $C_o = (15 \pm 5)$ пФ; $R_{ym} = 10^{14}$ Ом; $k = 0,2$; $f_p = 285$ Гц; $P_{возб} = 15$ мВт; $U_{др}(t) = 250$ мкВ/доб; $U_{др}(\Theta) = 40$ мкВ/К.

7.5. Типові схеми увімкнення відчутників підкласу С

На рис. 7.8,а показана модифікація мостового ланцюга при ємнісному зніманні струму з рухомої пластинки. Екрани та паразитні ємності на схемі рис. 7.8 і на наступних схемах не показані з метою спрощення малюнків.

Позначимо ємності між нерухомими і рухомою пластинкою індексом, відповідним номеру нерухомої пластини.

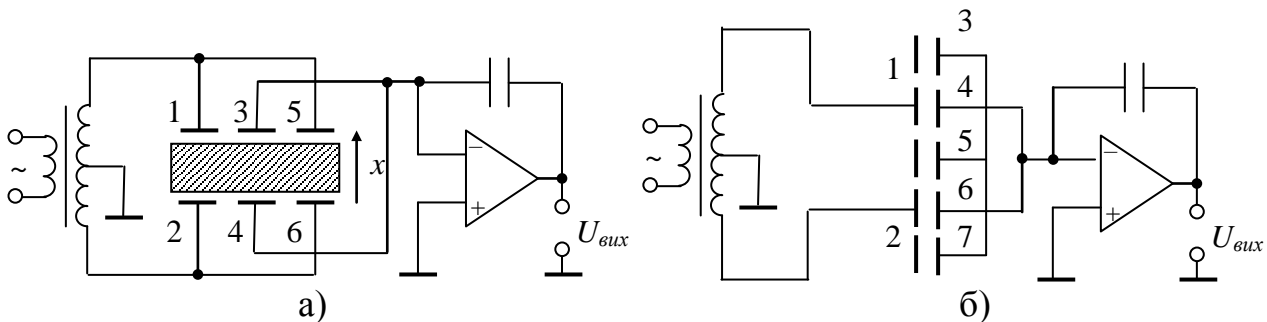


Рис. 7.8. Типові схеми увімкнення відчутників підкласу С
а) мостова схема, б) схема з охоронними електродами

У плече моста входять ємності $C_1 + C_5$ і $C_2 + C_6$. Через ємність $C_3 + C_4$ підключена вершина вимірювальної діагоналі мосту до виходу ОП. В результаті вихідна напруга $U_{вих}$ визначається формулою:

$$U_{вих} = U \sim \frac{(C_1 + C_5) - (C_2 + C_6)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 + C_6} \frac{C_3 + C_4}{C_{o.c.}}. \quad (7.21)$$

При переміщенні пластини у напрямі, вказаному стрілкою, ємність $C_1 + C_5$ збільшується, ємність $C_2 + C_6$ зменшується, а ємність $C_3 + C_4$ залишається майже незмінною, оскільки ємність C_3 збільшується, а ємність C_4 зменшується.

В схемі, що наведена на рис. 7.8 б, показано, як за допомогою охоронних електродів поліпшити характеристики ємнісних відчутників. Тут ємнісні перетворювачі утворені пластинами 1, 4 і 2, 6. Пластини 3, 5, 7 слугують охоронними електродами. Оскільки пластини 4 і 6 приєднані до інвертуючого

виходу ОП, то напруга на них наближається до нуля. Тому поле між пластинами 1 і 3, 4, 5, а також між пластинами 2 і 5, 6, 7 буде практично однорідним. Завдяки цьому виключається вплив крайового ефекту на роботу відчутників (краєві спотворення поля тепер будуть спостерігатися між пластинами 1, 2 і 3, 5, 7).

Загальним недоліком схем, приведених на рис. 7.8, є те, що вони можуть бути рекомендовані тільки для відчутників, у яких всі пластини ізолювані від корпусу, що іноді буває важко реалізувати конструктивно. При заземленні однієї з пластин (зазвичай спільної пересувної пластини) бажано елементи вимірювального ланцюгу розташовувати в одному корпусі з відчутником. Тоді шнури, що йдуть до вершин а і б, можуть бути без екранів, а ємність C_e дроту, відповідного до вершини в, підключається паралельно джерелу живлення. У аналогічному ланцюзі (рис. 7.9) використано недиференційний підсилювач, що стало можливим завдяки попередньому випрямленню з різними знаками змінної напруги, присутньої на вершинах вихідної діагоналі моста.

На рис. 7.9 представлено ємнісно-діодний вимірювальний ланцюг диференціального відчутника із заземленою пластиною. Ємності відчутника C_1 і C_2 , приєднані до джерела змінної напруги за допомогою чотирьох діодів і двох додаткових конденсаторів C_3 . У кожному напівперіоді змінної напруги відкривається відповідна пара діодів (Д1, Д4 або Д2, Д3). При цьому кожний з конденсаторів C_3 з'єднується послідовно то з ємністю C_1 , то з ємністю C_2 . При нерівності ємностей C_1 і C_2 струми через конденсатори C_3 , що протікають в позитивному і негативному напрямках, будуть не рівні між собою.

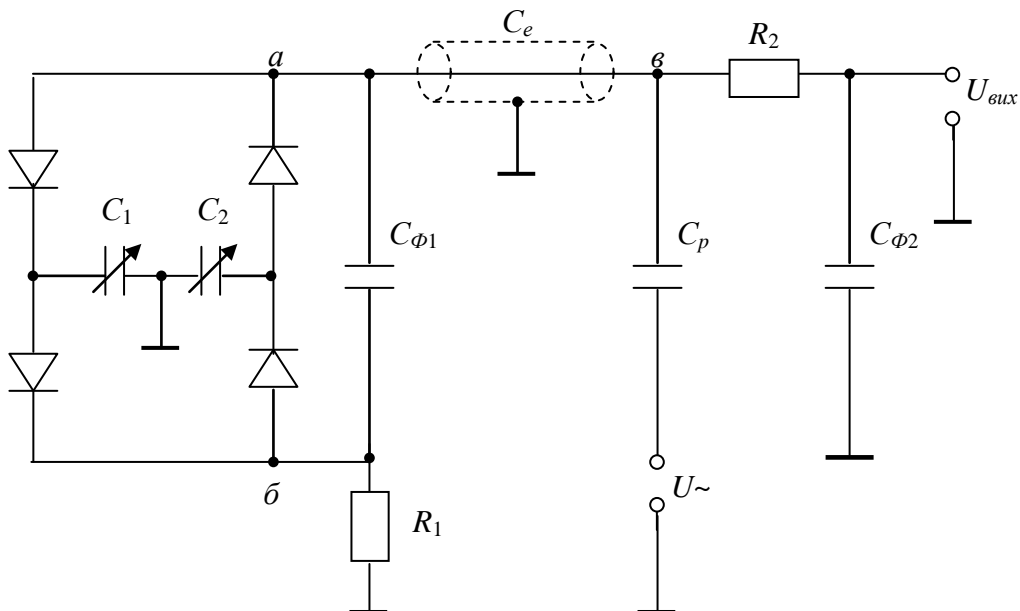


Рис. 7.9. Схема ємнісно-діодного мостового вимірювального ланцюгу диференціального відчутника

В наслідок цього на конденсаторах C_3 з'явиться постійна напруга, яка є вихідною. Якщо знехтувати падіннями напруги на діодах, то значення $U_{вих}$ визначиться наближеним співвідношенням

$$U_{вих} \approx 2U \sim \frac{(C_1 - C_2)}{C_1 + C_2 + 2C_1 C_2 / C_3}. \quad (7.22)$$

Нестабільність вихідної напруги визначається неідентичністю падіння напруги на діодах, тому діоди повинні ретельно добиратися. Щоб уникнути шунтування ємностей відчутника паразитними ємностями, діодна збірка поміщається в корпусі відчутника. Нерівність паразитних ємностей дротів, що підходять до точок a і b , призводить до зміни змінної складової напруги на виході; на постійну складову напруги ці ємності не впливають.

7.6. Чутливість відчутників підкласу C до зони присутності деталі

Особливістю використання відчутників підкласу C у технологічних процесах металообробки є їх чутливість до присутності деталі поряд з чутливим елементом. Відбувається це завдяки чутливості цих відчутників до електричних полів та зміни ємності залежно від відстані.

Розглянемо деякі аспекти роботи подібних систем, які наводяться у технічній літературі [50, 105, 106].

Однією з характерних рис роботи таких відчутників є реакція на рельєф деталі. Характер поведінки зарядів, що наведені на електродах, при русі відносно них поверхонь з потенціальними (зарядними) чи геометричними рельєфами суттєво залежить від форми та взаємного розташування електродів. Це необхідно враховувати при використанні явищ щодо аналізу даних рельєфів у ході вирішення різних технологічних задач.

Для з'ясування основних особливостей форми та розташування електродів в багатоелектродних електричних системах, що оптимально реагують на геометричний або потенціальний рельєф, розглянемо випадок руху відносно цієї системи плоскої поверхні, що має одиночний виступ або будь-який інший розподіл потенціалу. Визначимо за якої форми та на якій відстані електродів електрична система має найбільший відгук по наведеному заряду на одинокий виступ, що рухається відносно неї.

Нехай довільна електрична система містить наступні елементи: «потенціальний» точковий електрод з «впливаючим» зарядом Q в точці p ; m -го «заземленого» електрода, котрий в реальній конструкції виконує роль екрану; k -го вимірювального електрода, на якому є визначений наведений заряд q_{nk} , що залежить від величини «впливаючого» заряду Q , взаємного розташування електродів та від положення i -ї «неоднорідності» - виступу на «заземленій» плоскій поверхні S (рис. 7.10).

При розташуванні i -го виступу геометричним центром в точку з координатами (X_i, Y_i, Z_i) на k -му вимірювальному електроді наводиться заряд

$$q_{nk} = -\Psi_{kp} Q + \Psi_{ki} \Psi_{ip} Q, \quad (7.24)$$

де $\Psi_{kp}, \Psi_{ki}, \Psi_{ip}$ – «допоміжні» функції, причому Ψ_k не зв'язана з i -м виступом та є константою електростатичної системи, зображеної на рис. 7.10. Тому відгук системи по наведеному заряду на зсув i -го виступу $\Delta q_{hk} = \Psi_{ki} \Psi_{ip} Q$.

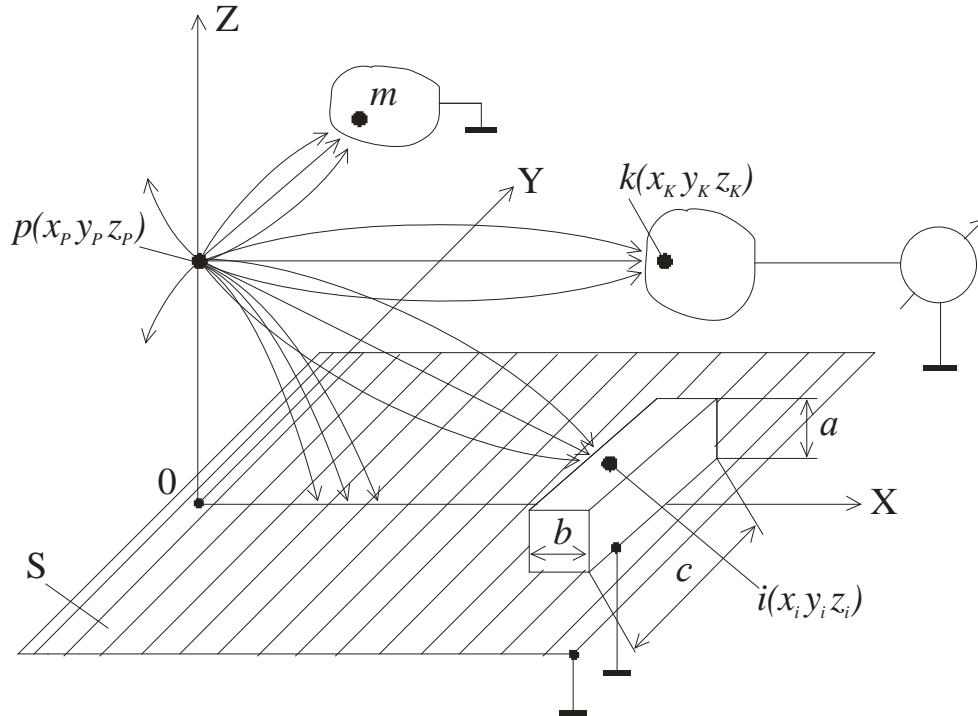


Рис. 7.10. Моделювання процесу електричної дальньої дії на конфігурацію поверхні

Аналіз електростатичних полів показує, що заряд на k -му електроді, найбільш відповідатиме геометрії виступу у випадку співвісного розташування цього електрода, взятого у вигляді шару малого радіусу r_{\min} , та «впливаючого» заряду Q . «Заземлений» m -й електрод повинен бути віддалений у «нескінченність».

Така вимірювальна система забезпечує чутливість

$$N \approx \frac{4UC_{p\Delta}}{\pi\alpha Z_k^2} \arctg \frac{b}{2Z_p} \quad (7.25)$$

та коефіцієнт нелінійний спотворень

$$\delta \approx \frac{1}{4} \left(\frac{\alpha}{Z_p} \right)^2, \quad (7.26)$$

де U – напруга джерела ЕРС, від якого створюється заряд Q ;

C_p – ємність між p -м електродом та екраном Е;

$$\alpha = \left(1 + \frac{1}{1 - 2 \frac{Z_k}{r_{\min}}} \right);$$

Z_k, C_p – координати електродів k та p ;
 b та a – розміри i -го виступу.

Оцінимо можливість використання описаної вимірювальної системи для аналізу потенціальних рельєфів.

Нехай на площині S без виступу ($Z = 0$) в області D , обмеженої контуром Γ , задано розподілення потенціалів $\varphi(X, Y, 0)$ таке, що на Γ $\varphi = 0$. Підставляючи розподіл φ та D у вигляді розкладення в ряд за власними функціями задачі Штурма-Ліувилля, після розділення змінних знайдемо:

$$\varphi(X, Y, 0) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n e^{-\alpha_n Z_{\varphi_n}}(X, Y, 0). \quad (7.27)$$

Тобто по наведенню потенціалу в області $Z > 0$ можна свідчити про потенціальний рельєф $\varphi(X, Y, 0)$ на поверхні $Z = 0$. Висота Z_p , на якій проводиться вимір, визначає похибку вимірювання. Розрахунки показують, що при ширині щілини $b = 1$ мм у відчутнику похибка відтворення не більш 5% буде забезпечена при проведенні вимірювань на висоті $Z_p = 10$ мкм.

Наприклад, відчутник (рис. 7.11), що дозволяє контролювати як геометричні мікронерівності, так і потенціальні мікрорельєфи на плоских поверхнях, може працювати в двох режимах: в режимі вимірювання геометричного рельєфу, коли p -й електрод з'єднаний з генератором, а k -й електрод - з вимірювальним приладом, та в режимі вимірювання потенціального рельєфу, коли k -й електрод «заземлюється», а p -й з'єднується з вимірювальним приладом. Обидві задачі виникають в техніці як окремо, так і разом, наприклад, при дослідженні механічних та електричних чинників комутації електричних машин постійного струму.

Активний контроль розмірів деталей, які оброблюють, може бути зроблений за допомогою відчутників підкласу C , вагомими перевагами яких перед іншими є безінерційність, висока роздільна здатність по площі, що визначається малими розмірами робочої зони, незалежність результатів вимірювань від стану зовнішнього середовища (тиску, температури, вологості та ін.), що дозволяє розмістити відчутник безпосередньо в зоні обробки деталі.

Застосування в якості чутника активного контролю засновано на вимірюванні диференційних характеристик, а саме потенціалу квазістатичного електричного поля, збудженого від джерела змінної ЕРС в невеликому об'ємі між робочою площиною перетворювача і поверхнею деталі, яку оброблюють. Зміна щілини між відчутником і поверхнею при обробці деталі, призводить до зміни потенціалу створеного поля, наведеного на спеціальному електроді та з'єднаному з входом вимірювальної схеми.

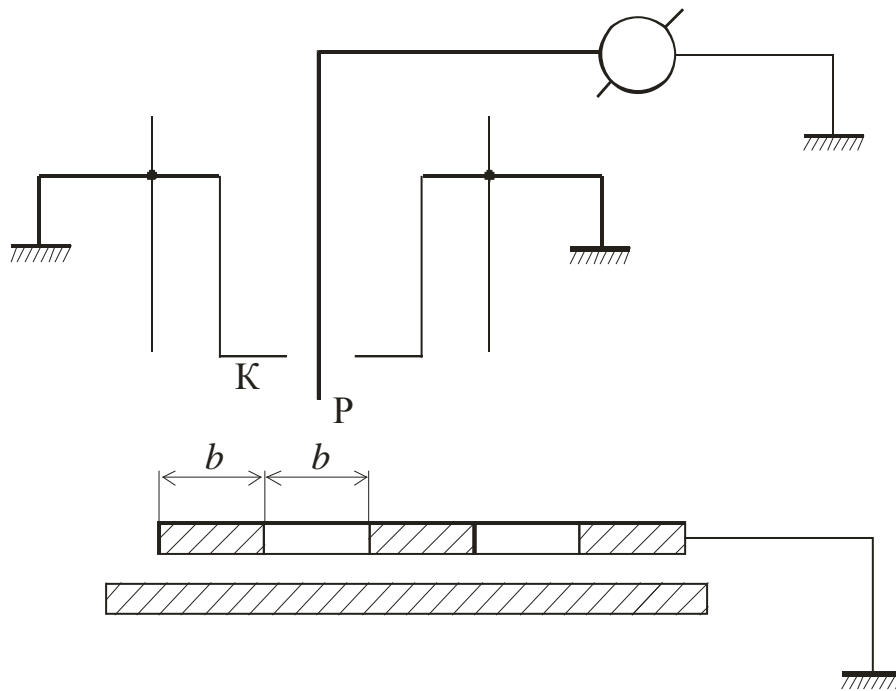


Рис. 7.11. Принцип роботи відчутника мікронерівностей

Принцип роботи відчутників на засадах електростатики може бути пояснений на прикладі розрахунку поля найпростішої системи, що складається з точкового заряду q_0 , розміщеного в точці P з координатами $(0, 0, z_0)$ над поверхнею заземленої металічної пластини, що лежить в площині XOY .

Потенціал, що збуджується зарядом q_0 в деякій точці простору m (X_m, Y_m, Z_0) , згідно з методом “дзеркальних відображень” буде рівним:

$$\varphi_{mi} = \frac{q_0}{\varepsilon \varepsilon_0} \left(\frac{1}{r_{m1}} - \frac{1}{\sqrt{r_{m1}^2 + 4Z_0^2}} \right), \quad (7.28)$$

де ε – відносна діелектрична проникність середовища;

ε_0 – діелектрична проникність вакууму;

$$r_{m1} = (X_m^2 + Y_m^2)^{1/2}.$$

Наближення заземленої поверхні до заряду на величину ΔZ призведе до зменшення потенціалу в точці m на величину $\Delta \varphi$. В результаті отримуємо

$$\varphi - \Delta \varphi = \frac{q_0}{\varepsilon \varepsilon_0} \left(\frac{1}{r_{m1}} - \frac{1}{\sqrt{r_{m1}^2 + 4(Z_0 - \Delta Z)^2}} \right). \quad (7.29)$$

Відносний приріст потенціалу визначається як

$$\Delta \varphi / \varphi = \frac{\Delta Z}{Z} \left(2 + \frac{\Delta Z}{Z} \right). \quad (7.30)$$

Останній вираз отримано в наближенні $r_{ml} > 2Z_0$, реалізованому в практичних конструкціях відчутників. Величина $\Delta Z/Z$ у виразу (7.30) характеризує нелінійність вихідної характеристики системи. В разі нескінченно малих вимірів ΔZ цей вираз може бути представлено наступним чином:

$$d\varphi/\varphi = 2 \frac{dZ}{Z}. \quad (7.31)$$

Неважко помітити, що отриманий вираз є ідентичним лінійній частині виразу (7.30).

Вираз (7.31) характеризує чутливість розглянутої системи, і вочевидь, що вона зростає зі зменшенням робочої відстані $Z=Z_0$, тобто з наближенням відчутника до поверхні деталі, яку оброблюють, що, в свою чергу, призводить до зменшення площі зняття інформації. Необхідно також відмітити, що чутливість не залежить від відстані r_{ml} , а це обумовлює можливість зменшення розмірів відчутника в поперечному перерізі.

Відчутник, в конструкції якого реалізується розглянутий принцип вимірювань, складається з двох електродів (вимірювального і потенційного) у вигляді металічних стрижнів і екрану, всередині якого вони розміщені. Край екрану і торців електродів утворюють робочу площину відчутника (рис. 7.12.), розташовану при вимірах паралельно поверхні деталі. Потенційний електрод відчутника має живлення від генератора гармонічних коливань, а вимірювальний з'єднаний з входом відчутника. При подачі на потенційний електрод напруги φ_p вихідний сигнал відчутника φ_i знятий з вимірювального електроду, визначається по формулі

$$\varphi_i = \varphi_p (d/s)^2 (e^{d/s} - 1) \sin\left(\frac{Z}{s} \frac{\pi}{2}\right), \quad (7.32)$$

в якій φ_i вимірюється в мілівольтах, якщо φ_p задано в вольтах; d – діаметри вимірювального і потенційного електродів; s – відстань між їх центрами (рис. 7.12).

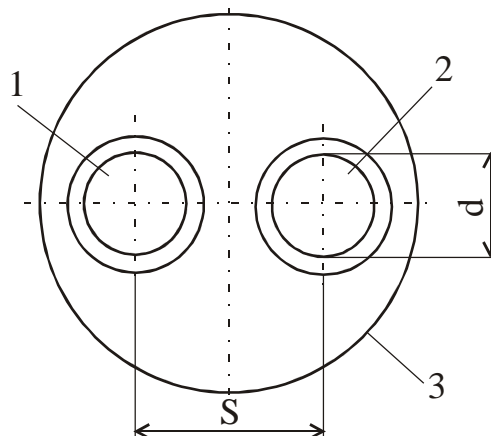


Рис. 7.12. Ескіз робочої площини чутника, де 1, 2 – відповідно потенціальний та вимірювальний електроди; 3 – екран

Відносний приріст потенціалу вимірювального електроду при зменшенні щільності між відчутником і деталлю при умові $\Delta Z < Z < s$ співпадає з виразом (7.31). Отже потенціал, наведений на вимірювальному електроді, є лінійною функцією від відстані Z при вказаному вище наближенні для малих значень ΔZ . Більш достеменно нелінійність вихідної характеристики відчутника (7.32) можна оцінити, користуючись наступними міркуваннями. Як відомо, лінійна залежність функції від аргументу задається формулою вигляду:

$$y = kx + b, \quad (7.33)$$

і її друга похідна дорівнює нулю.

Якщо функція нелінійна і не може бути уявлена рівнянням (7.33), то другу похідну від функції по аргументу можна розглядати як показник нелінійності $D: D = \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \frac{\partial y}{\partial x}$. В даному випадку розрахунок D призводить до умови рівності нулю нелінійних спотворень при $Z_0 = s/2$.

Отримане співвідношення можна вважати умовою вибору робочої відстані між відчутником і контролюємою поверхнею, якщо прийняти за діапазон вимірюваних переміщень величину s . Це добре підтверджується експериментальними даними. Нелінійність вихідної характеристики відчутника на рівнях $0,2s$ і $0,8s$ склала 3%.

На основі приведенного теоретичного аналізу роботи електростатичних перетворювачів був розроблений і виготовлений прилад для прецизійного контролю розмірів деталей при обробці на токарних верстатах типу 1И611П. У зв'язку з її простотою вдалось створити відчутники малих розмірів (діаметр поперечного перерізу 2,8 мм, діаметри електродів $d = 0,8$ мм). Функціональна схема приладу приведена на рис. 7.13.

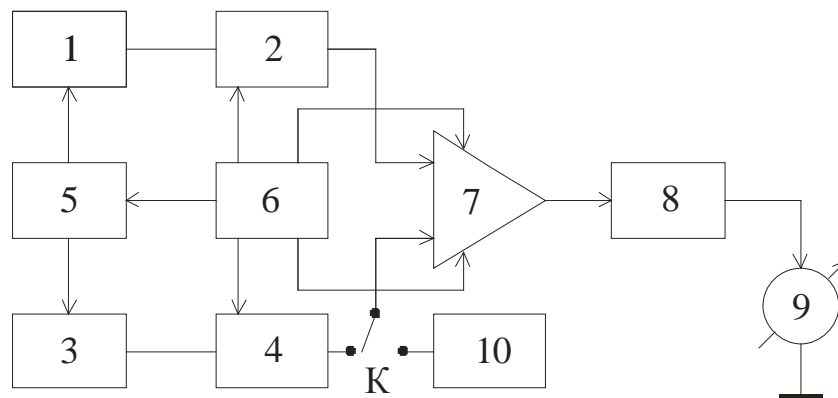


Рис. 7.13. Функціональна схема приладу для контролю розмірів деталей, де: 1, 3 – чутники відповідно діаметра та подачі; 2, 4 – попередні підсилювачі; 5 – генератор низької частоти; 6 – блок живлення; 7 – диференційний підсилювач; 8 – електронний вольтметр; 9 – прилад зі стрілкою; 10 – схема калібрування; К – перемикач режимів роботи

Попередні підсилювачі з'єднані з вимірювальними електродами відчутників. Генератор низької частоти слугує для живлення потенційних електродів. Диференційний підсилювач необхідний для підсилення сигналу різниці, отриманого відніманням сигналів, що надходять на його входи від попередніх підсилювачів. Схема калібрування надає сигнал опорного рівня, що відповідає сигналу відчутника діаметра при його установці на робочу відстань.

Застосування у чутнику двох однакових за конструкцією відчутників та диференційного підсилювача дозволило знижити вплив дестабілізуючих чинників, пов'язаних зі зміною амплітуди генератора низької частоти, з впливом перешкод від джерела змінного струму тощо, а також суттєво зменшити рівень постійної складової та тим самим розширити динамічний діапазон підсилювача.

З генератора низької частоти сигнал частотою 20 кГц з амплітудою 100 В поступає на потенціальні електроди відчутників, за допомогою яких в локальній зоні між їх робочими площинами та контролюємими поверхнями створюється квазістатичне електричне поле.

Зміна усереднених по поверхням вимірювальних електродів значень потенціалів, викликане зсувом поверхні, призводить до зміни потенціалів на входах попередніх підсилювачів, що розташовані безпосередньо у корпусах відчутників (рис. 7.12) та необхідних для компенсації втрат корисного сигналу на ємнісному опорі з'єднувального кабелю. Підсилені сигнали через потенціометри налагодження, що слугують для вирівнювання коефіцієнтів підсилення попередніх підсилювачів, надходять на входи диференційного підсилювача, на виході якого з'являється підсилений сигнал різниці, пропорційний зміні відстані між відчутником та поверхнею деталі, розмір котрої контролюється.

Сигнал різниці, що змінюється за величиною, надходить на вхід схеми електронного вольтметра та індукується приладом зі стрілкою. Окрім того, величину сигналу різниці можна контролювати зовнішнім вольтметром, підключивши його до гнізда «Зовнішній вольтметр», що з'єднаний з виходом диференційного підсилювача.

Застосування розробленого приладу дозволяє у сукупності вирішувати наступні технічні завдання в процесі механічної обробки деталей (рис. 7.14).

Методика проведення вимірювань за допомогою цього приладу для прецизійного контролю розмірів деталей наступна.

В режимі «Калібрування», що встановлюється перемикачем К, відчутник діаметра встановлюють на задану робочу відстань відносно поверхні деталі, котра відповідає початку лінійної ділянки вихідної характеристики відчутник, що визначається за допомогою прецизійного вимірювального стенду в лабораторних умовах.

Вихідна напруга відчутника порівнюється з опорним рівнем сигналу, що дає схема калібрування, на котру подається частина вихідної напруги генератора. При рівності сигналів на входах диференційного підсилювача показання

вимірювального приладу будуть дорівнювати нулю, що відповідає необхідній щілині між відчутником та деталлю, що оброблюється.

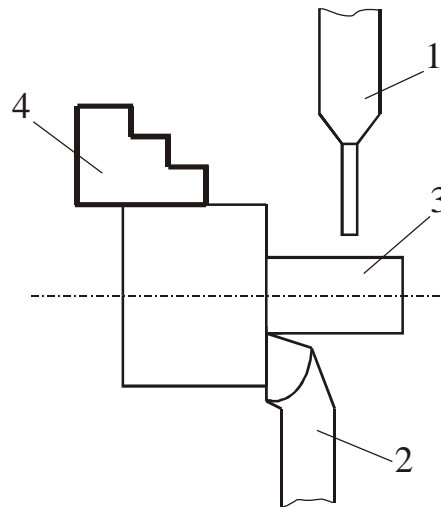


Рис. 7.14. Розташування чутника діаметра на токарному верстаті, де:
1 – чутник; 2 – різець; 3 – деталь, що оброблюється; 4 – патрон

Застосування мікрометра у якості пристрою переміщення відчутників дозволяє окрім встановлення відчутників на робочу відстань розширити діапазон вимірюємих ними переміщень, а також використати їх для вимірювання діаметра заготовки, що призначена для обробки, для чого в патроні верстата закріплюється заготовка відомого діаметру, значення котрого встановлюється на шкалі мікрометра відчутника.

Переміщенням відчутника в пристрої його кріплення на каретці верстата досягають нульового показання стрілочного індикатора приладу та фіксують відчутник в цьому положенні. Отже, при встановленні робочої щілини за допомогою мікрометра переміщенням датчика відносно поверхні заготовки невідомого діаметра показання мікрометра будуть відповідати її діаметру.

В режимі «Робота» здійснюють спряження робочих щілин відчутників діаметра та подачі з наступним контролем глибини різання. З цією метою після проведення пробної проточки та встановлення відчутника діаметра на робочій відстані переміщенням відчутника подачі відносно бокової поверхні верхніх салазок супорта встановлюють його на робочу відстань по нульовому показанню приладу зі стрілкою. Після цього переміщенням поперечних салазок супорта верстата стрілку приладу виставляють на ділення шкали (проградуваної в значеннях діаметра в режимі «Калібрування»), що відповідає необхідній глибині різання.

У режимі різання відчутник діаметра, переміщуючись за різцем (рис. 7.14), контролює відхилення за допомогою приладу зі стрілкою.

Експериментальну перевірку приладу проводили на серійному токарному станку 1П611П. Вона дозволила визначити його основні техніко-експлуатаційні дані: точність вимірювань за допомогою вбудованого приладу зі стрілкою – 10 мкм, за допомогою зовнішнього цифрового вольтметра – 1 мкм; максимальна глибина різання – 0,5 мм; точність встановлення робочих щілин відчутників – 1 мкм; мінімальний діаметр заготовки – 10 мм; точність вимірювання діаметрів заготовок – 10 мкм.

Окрім активного контролю розміру деталі розроблений прилад може бути застосований для діагностики рухомих елементів верстата, а саме вимірювання радіальних та торцевих биттів патрона, люфтів систем поперечного та поздовжнього переміщень супорта, відхилень форми поверхні деталі від заданої. Для візуального спостереження характеру биття патрона верстата чи заготовки до гнізда «Зовнішній вольтметр» необхідно підключити електронних осцилограф.

Отже, в наслідок проведеного аналізу роботи електростатистичних відчутників та створення на цій основі приладу для активного контролю розмірів деталей, які оброблюють, його випробування в промислових умовах виявлено принципову можливість використання розглянутих відчутників в металообробних верстатах гнучких автоматичних виробництв для контролю стану різальної кромки інструмента за відхиленням розміру деталі від заданого та вимірювання зусиль різання.

РОЗДІЛ 8. ВІДЧУТНИКИ ПІДКЛАСУ L

Відчутниками підкласу L є котушки з дроту, виконані за будь-якою технологією. З огляду на конструктивні особливості - це закінчена геометрична фігура довільної форми виконана з дроту, основним параметром якої є її геометрія та кількість витків, тобто відчутник підкласу L являє собою один або декілька контурів, що знаходяться в магнетному полі, яке може бути створене як струмами, що протікають по контурам, так і зовнішнім джерелом.

8.1. Загальні властивості відчутників підкласу L

У випадку, коли у цьому просторі (котушки) є присутнім деяке фізичне тіло, яке має кінцеві магнетні властивості, то вона (котушка) змінює свою індуктивність, тобто її властивості змінюються. Звичайно більша якість характерна для котушок з регулярною намоткою ніж хаотичною. Звертаючись до розділу 3 загальна математична модель відчутника підкласу L або його реакція на зовнішні чинники матиме вигляд:

$$dL = \frac{\partial L}{\partial x_r} dx_r + \frac{\partial L}{\partial x_m} dx_m + \dots + \frac{\partial L}{\partial x_\mu} dx_\mu, \quad (8.1)$$

де x_r – комплекс геометричного впливу на загальну форму; x_m – комплекс, зв'язаний з магнетним полем, у якому знаходиться котушка; x_μ – характер впливу осердя котушки, якщо такий є.

Основний зв'язок індуктивності з електричними параметрами має залежність у вигляді:

$$e = -L \frac{di}{dt}. \quad (8.2)$$

З цього виразу видно, що відчутники підкласу L можуть працювати лише у випадку, коли $di/dt \neq 0$. У всіх інших випадках індуктивність працює як звичайний опір або утворювач постійного магнетного поля.

Одноконтурний відчутник (рис. 8.1) характеризується струмом i через контур, потокозчепленням $\psi = Li$, протиЕРС $e = -d\psi/dt$, енергією електромагнетного поля $W_m = \psi i / 2 = Li^2 / 2$, індуктивністю L . Вихідною величиною одноконтурного відчутника може бути: індуктивність L , електромагнетна сила F_{em} та індукована в контурі ЕРС e_{ind} .

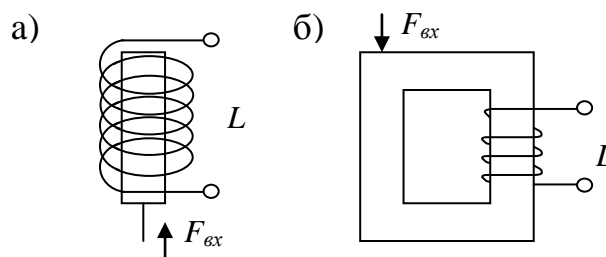


Рис. 8.1. Одноконтурний відчутник, де: а – зміна індуктивності під дією рухомого магнетного осердя, б - зміна індуктивності під дією магнетострикційного ефекту [96]

Індуктивність відчутника у загальному вигляді $L = w^2(R_e Z_m / z_2^m)$, де w – число витків контуру; $R_e Z_m$ і z_m – дійсна частина і модуль повного магнетного опору $Z_m = \oint dl_m / \mu S_m$ шляху l_m , по якому замикається потік; S_m – поперечний переріз потоку; μ – магнетна проникність середовища, по якому замикається потік. Індуктивність відчутника збільшується, якщо в магнетне поле контуру вводиться феромагнетний матеріал.

Відчутник з феромагнетним осердям, показаний на рис. 8.2. Зміна його індуктивності проходить при зміні положення осердя. Отже, входною величиною відчутника є переміщення. Вимірювання індуктивності відбувається також при зміні магнетної проникності осердя.

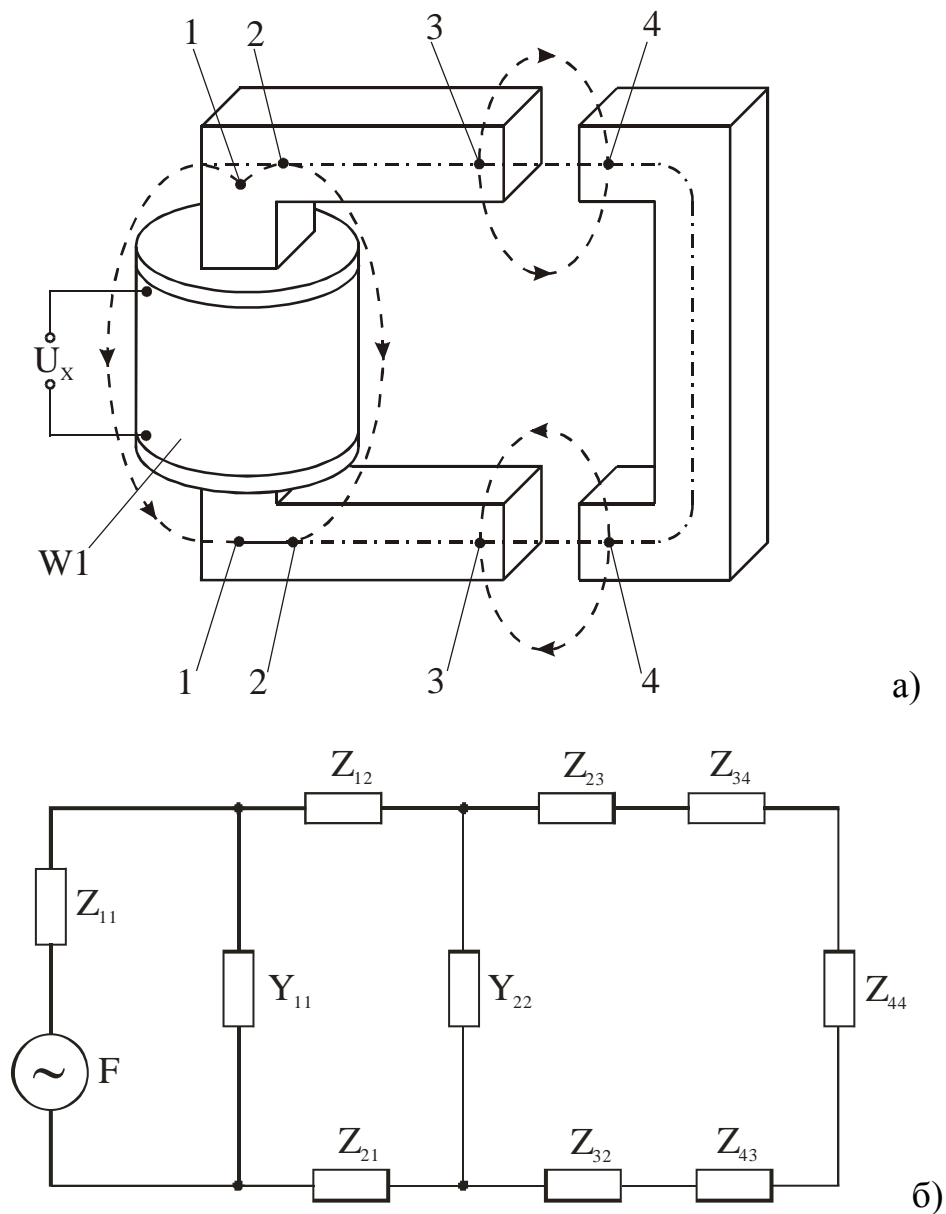


Рис. 8.2. Відчутник з феромагнетним осердям, де: а – конструкція, б – еквівалентна магнетна схема [43]

На рис. 8.2 зображено магнетне коло електромагнетного відчутника з обмоткою $W1$, число витків котрої дорівнює $W1$. Повний опір обмотки $W1$, нехтуючи втратами магнетного потоку, можна записати у вигляді

$$Z = R_0 + j\omega \frac{\omega_1^2}{Z_M} = R_0 + j\omega \frac{\omega_1^2}{Z_{MFe} + R_\delta} = R_0 + j\omega \frac{\omega \omega_1^2 X_M}{(R_\delta + R_M)^2 + X_M^2} +$$

$$+ j\omega \frac{\omega_1^2 (R_\delta + R_M)^2}{(R_\delta + R_M)^2 + X_M^2} = R_{\text{экв}} + j\omega L, \quad (8.4)$$

де R_0 – опір обмотки постійному струму; Z_{MFe} – магнетний опір феромагнетної частини магнетного кола, котру при роботі відчутника на змінному струмі слід вважати комплексним: $Z_{MFe} = R_M + jX_M$ (X_M – відображає втрати у феромагнетику на гістерезис та вихрові струми); $R_\delta = 2\delta/(\mu_0 S)$ – опір повітряної щілини, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнетна проникність повітря; δ і S щілина і площа зазору.

Розрахунок магнетного ланцюгу електромагнетного відчутника з урахуванням опору витоків проводиться на основі еквівалентної схеми магнетного ланцюгу (рис. 8.2,б). Для спрощення розрахунку здебільшого можна припустити зосередженими комплексні магнетні опори окремих ділянок ланцюгу $Z_1 - Z_2$, магнетні опори повітряних щілин $R_{\delta 1}$ і $R_{\delta 2}$ і провідності шляхів витоків Y_{11} і Y_{22} .

Розрахунок опору кожної із ділянок залежить від значення індукції в матеріалі, що визначає значення μ (рис. 8.3), і від ступеня прояву поверхневого ефекту в матеріалі (рис. 8.4).

Поверхневий ефект необхідно враховувати, якщо товщина листа або суцільного магнетопровода $a > z_{0.05}$, де $z_{0.05}$ – глибина проникнення електромагнетної хвилі в матеріал (тобто глибина загасання її на 95%); $z_{0.05}$ зменшується із збільшенням частоти як $z_{0.05} = k/\sqrt{\omega}$. Для сталі, наприклад, при частоті 50 Гц $z_{0.05} = 1 \div 2$ мм.

У постійному магнетному полі магнетний опір кожної ділянки розраховується як $R_{Mi} = l_i/(\mu_i S_i)$, де l_i, μ_i і S – довжина, магнетна проникність і площа поперечного розрізу i -ї ділянки відповідно.

У змінному магнетному полі за відсутності або слабкому прояві поверхневого ефекту (коли напруженість поля зменшується по перерізу від периферії до центру, але потоком заповнений ще весь переріз сталі) активна R_{Mi} і реактивна X_{Mi} складові опору кожної ділянки ланцюгу розраховуються по формулах:

$$R_{Mi} = l_i/(\mu_i S_i); X_{Mi} = P_{\text{ст}}/(\omega \Phi_i^2), \quad (8.5)$$

де Φ_i – діючий потік; $P_{\text{ст}}$ – напруженість втрат на гістерезис і вихрові струми.

Значення напруженості втрат для різних марок електротехнічної листової сталі, які найчастіше вживаються у вимірювальних відчутниках, приведені в ГОСТ 21427.0-75 – ГОСТ 21427.3 - 75 «Сталь електротехнічна тонколистова».

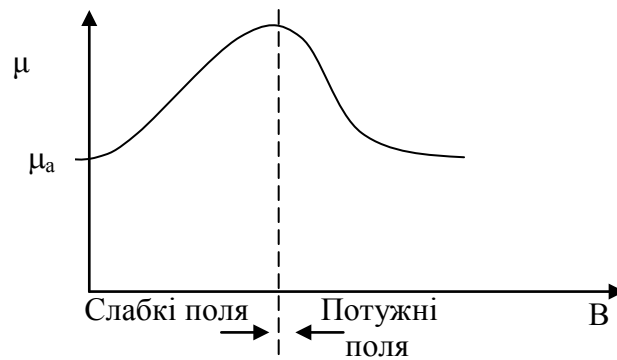


Рис. 8.3. Залежність значення магнетної проникності від індукції в матеріалі

При сильному прояві поверхневого ефекту магнетні опори визначаються не по площам S_i , а по периметрам u_i перетинів феромагнетних ділянок:

$$R_{mi} = \rho l_i / u_i; \quad X_{mi} = \chi l_i / u_i, \quad (8.6)$$

де ρ і χ – віддалені поверхневі опори, що залежать від властивостей матеріалу, частоти і лінійної щільності магнетного потоку Φ_i / u_i .

На рис. 8.4 приведені експериментальні криві ρ і χ в функції Φ / u для м'якої сталі при $f = 50$ Гц (зразок досліджувався в режимі синусоїдального потоку).

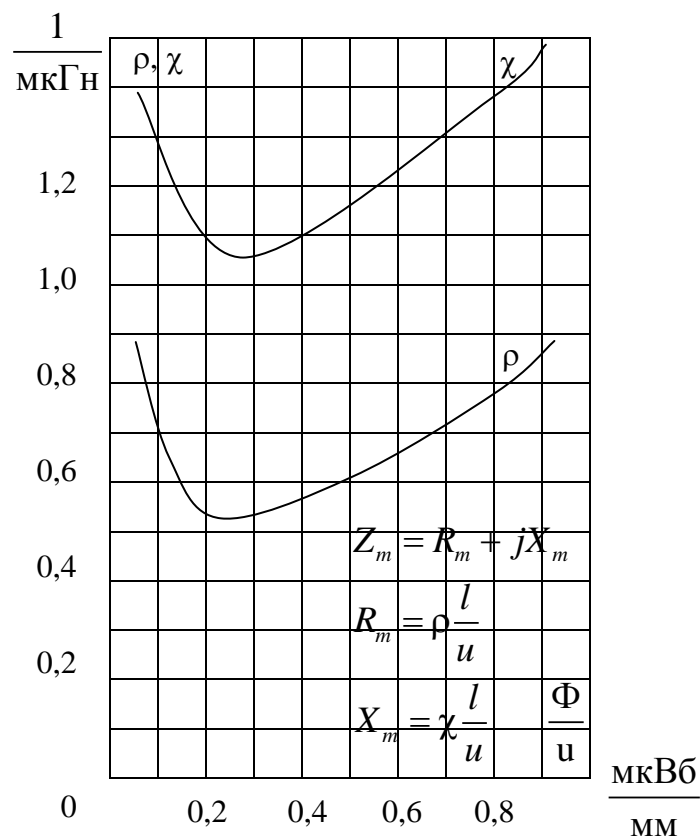


Рис. 8.4. Експериментальні криві поверхневих опорів ρ і χ залежно від функції Φ / u для м'якої сталі при $f = 50$ Гц

Кривими можна користуватися і при других частотах, враховуючи, що
 $\rho_f = \rho_{50} \sqrt{f/50}$ і $\chi_f = \chi_{50} \sqrt{f/50}$; $(\Phi/u)_f = (\Phi/u)_{50} \sqrt{f/50}$. (8.7)

8.2. Електричні властивості відчутників підкласу L

Якщо через відчутник цього підкласу проходить струм $i = I_m \cos(\omega t + \psi)$, то ЕРС самоіндукції у цьому випадку визначиться як:

$$e_L = -L \frac{di}{dt} = \omega LI \sin(\omega t + \varphi) = -U \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right). \quad (8.8)$$

Звідкіля напруга на індуктивності визначиться як

$$u_L = -e_L = U \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right). \quad (8.9)$$

Звідсіля видно, що напруга на індуктивності випереджає струм на кут $\frac{\pi}{2}$.

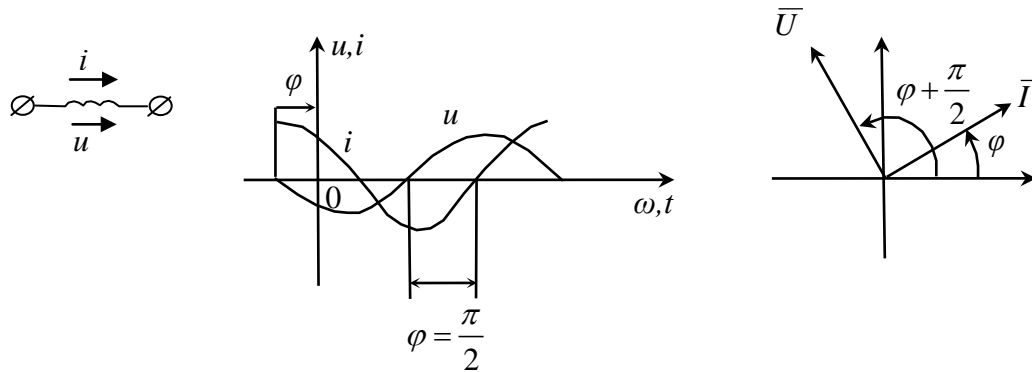


Рис. 8.5. Фазові залежності напруги та струму у відчутниках підкласу L

Максимальне значення напруги зсунуто вліво відносно максимального значення струму на кут $\frac{\pi}{2}$ (рис. 8.5). Під фазовим зсувом φ струму відносно напруги розуміється різниця початкових фаз напруги та струму, тобто у наведеному випадку

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = \frac{\pi}{2}. \quad (8.10)$$

На векторній діаграмі вектор струму відстає від вектора напруги на кут $\frac{\pi}{2}$ (рис. 8.5). Амплітуда, як і діючі значення напруги та струму, зв'язані між собою співвідношенням подібним до закону Ома

$$U = \omega LI = x_L I. \quad (8.11)$$

Величина $x_L = \omega L$ має розмірність опору і називається індуктивним опором.

Зворотня їй величина $g_L = \frac{1}{\omega L}$ і має назву індуктивної провідності, тобто

$$I = g_L U \quad (8.12)$$

Індуктивний опір є розрахунковою величиною, за допомогою якої враховується явище самоіндукції.

Миттєва потужність, яка надходить на відчутник підкласу L , має опис:

$$\begin{aligned} p_L = ui &= UI \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right) \cos(\omega t + \varphi) = \\ &= -\frac{UI}{2} \cdot 2 \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega t + \varphi) = -UI \sin 2(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (8.13)$$

Ця потужність коливається за синусоїдальним законом з кутовою частотою 2ω , маючи амплітуду UI (рис. 8.6). Миттєва потужність у цьому випадку дорівнює швидкості зміни енергії магнетного поля індуктивності.

Енергія магнетного поля індуктивності згідно законів індукції:

$$\omega_L = \frac{Li^2}{2} = \frac{Li^2}{2} \cos^2(\omega t + \varphi) = \frac{Li^2}{2} [1 + \cos 2(\omega t + \varphi)] \quad (8.14)$$

i змінюється періодично з кутовою частотою 2ω в межах від 0 до $Li^2 = \frac{Li^2}{2}$ (рис. 8.6).

Енергія, яка надходить до індуктивності від джерела, тимчасово зберігається у вигляді магнетного поля, після чого переходить до джерела при зникаючому магнетному полі.

Енергія магнетного поля сягає максимальних значень, коли струм індуктивності має найбільшу амплітуду.

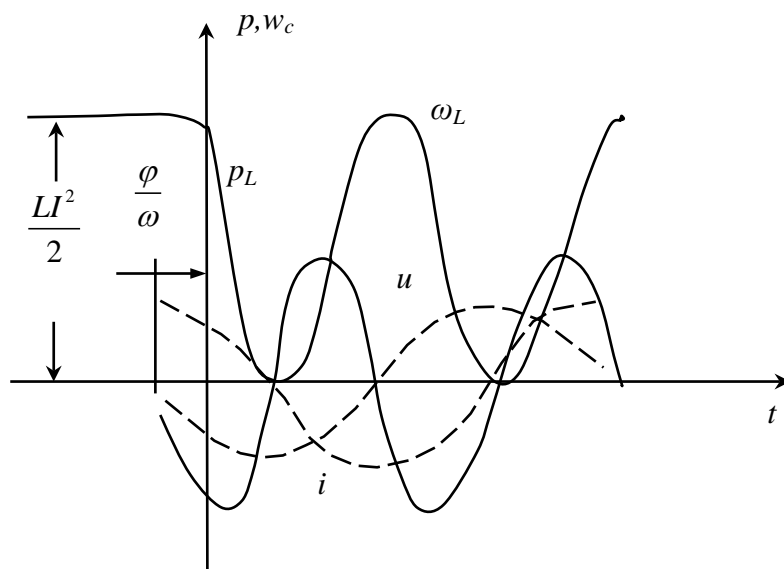


Рис. 8.6. Процеси зміни миттєвої потужності та енергії електромагнетного поля у відчутнику підкласу L

8.3. Основні конструкції відчутників підкласу L

Наразі існують кілька найбільш застосованих у виробництві конструкцій відчутників підкласу L . Всі ці конструкції можна розподілити залежно від діючого чиннику впливу на індуктивність. Тобто є можливість конкретно визначити наступні конструктивні особливості відчутників підкласу L , які змінюють параметри індуктивності за функціями:

- зміни геометричних розмірів;
- використовуваних матеріалів;
- магнетних параметрів матеріалів;
- взаємозв'язаних індуктивностей з різними параметрами.

На рис. 8.7,а зображена найбільш поширена конструкція відчутника з малою повітряною щілиною δ , яка змінюється під дією вимірюваної величини P . Робоче переміщення у відчутнику із змінною щілиною складає 0,01-10 мм. У цих відчутниках можуть бути використані феритові елементи (рис. 8.7,б), що випускаються промисловістю для виготовлення пересувного осердя 1, використовується основа з такого ж елемента 2, стінки якої зшліфовуються. На рис. 8.7,в зображений перетворювач з розімкненим магнетним ланцюгом. Він являє собою котушку 1, всередині якої розміщено феромагнетне осердя 2. Переміщення осердя викликає зміну індуктивності котушки. Цей тип відчутника застосовується для вимірювання значних переміщень осердя (10–100 мм).

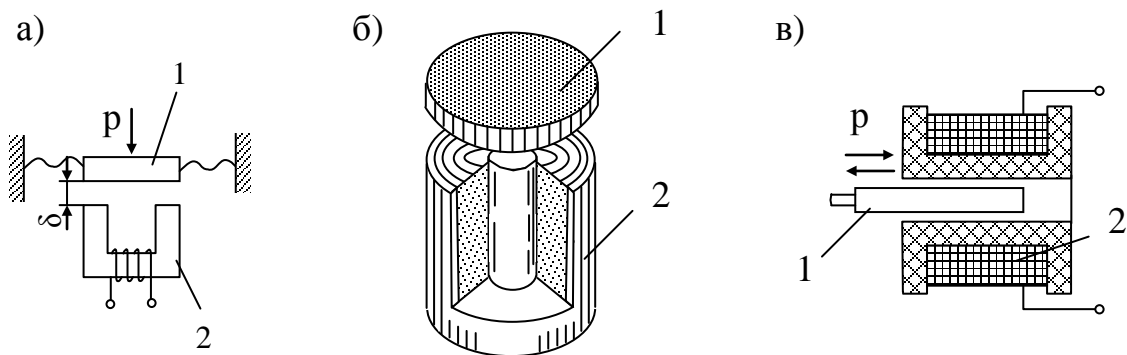


Рис. 8.7. Типові конструкції відчутників підкласу L , де: 1 – рухомий елемент, 2 – індуктивний елемент [43]

Однією з основних переваг індуктивних відчутників є можливість отримання великої потужності з чутливого елемента (до 1-5 В·А), що дозволяє користуватися порівняно малочутливим вказівником на виході вимірювального ланцюгу і реєструвати вимірювану змінну величину самописцем або вібратором осцилографу без попереднього підсилення. Лише при малогабаритних відчутниках доводиться вдаватися до застосування підсилювача.

Повний опір відчутника підкласу L (рис. 8.7), якщо вважати, що весь опір витоку $R_{вт}$ включено паралельно щілині, можна визначити за формулою

$$\begin{aligned}
Z &= R_0 + j \frac{\omega w^2}{R_M + jX_M + R_\delta \parallel R_{BT}} = R_0 + j \frac{\omega w^2}{R_M + jX_M + \frac{\delta}{\mu_0 S} \parallel R_{BT}} = \\
&= \left[R_0 + \frac{\omega w^2 X_M}{\sqrt{(R_M + R_\delta \parallel R_{BT})^2 + X_M^2}} \right] + j \frac{\omega w^2 \left(R_M + \frac{\delta}{\mu_0 S} \parallel R_{BT} \right)}{\sqrt{(R_M + R_\delta \parallel R_{BT})^2 + X_M^2}}
\end{aligned} \quad (8.15)$$

З цієї формули видно, що Z пов'язано з величиною δ повітряної щілини залежністю, близькою до гіперболічної. Із збільшенням щілини δ , отже, опору R повний електричний опір зменшується так, як показано на рис. 8.8 від $Z_{\max} = R_0 + j\omega w^2 / (R_M + jX_M)$ при нескінченно малій щілині до $Z_{\min} = |R_0 + j\omega w^2 / (R_M + jX_M + R_{BT})|$ при нескінченно великій щілині. Лінійна ділянка характеристики відчутника з початковою щілиною δ_0 обмежена значенням $\Delta\delta_0$, що дорівнює $(0.1 \div 0.15)\delta_0$. Відносна зміна опору $\Delta Z / Z$ через наявність активного опору обмотки, потоку витoku і магнетного опору магнетопроводу в 2-5 разів менше відносно зміни щілини $\varepsilon_\delta = \Delta\delta_0 / \delta_0$. Крім того, слід звернути увагу на те, що при зміні опору R_δ щілини змінюється не тільки реактивна $X = \omega w^2 (R_M + R_\delta \parallel R_{BT}) / Z_m^2$, але й активна $R = R_0 + \omega w^2 X_m^2 / Z_m^2$, складова опору Z , і вектор опору змінюється так, як показано на рис. 8.8.

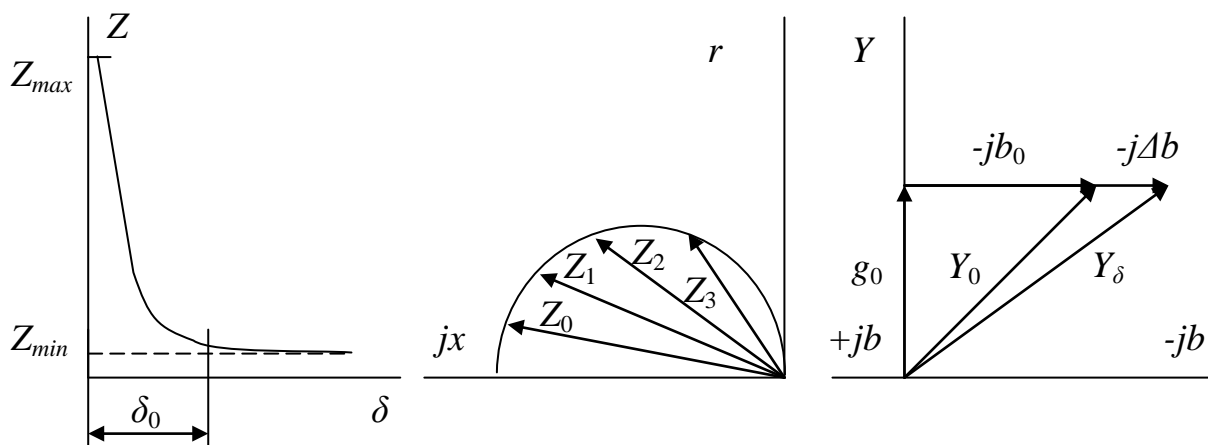


Рис.8.8. Залежність зміни опору від параметрів магнетопроводу відчутника

Розширення лінійної ділянки характеристики можна добитися, якщо обрати як вихідну величину відчутника не опір Z , а провідність Y , яка (якщо знехтувати опором R) пов'язана із зміною щілини як

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{Z_m}{j\omega w^2} = \frac{1}{j\omega w^2} \left(R_M + jX_m + \frac{\delta}{\mu_0 S} \parallel R_{BT} \right). \quad (8.16)$$

Зміна провідності при відносній зміні щілині $\varepsilon_\delta = \Delta\delta / \delta_0$, складає

$$\Delta Y = \frac{R_{\delta_0} \varepsilon_{\delta}}{j\omega w^2 (1 + R_{\delta} \parallel R_{\text{вт}})} \frac{1}{[1 + (1 + \varepsilon_{\delta})(R_{\delta} \parallel R_{\text{вт}})]} \quad (8.17)$$

і буде майже лінійно зв'язана з зміною зазору, особливо при $R_{\text{вт}} \gg R_{\delta}$. Рівняння можна записати як

$$Y = \frac{X_{\text{м}}}{\omega w^2} - j \frac{R_{\text{м}}}{\omega w^2} - j \frac{R_{\delta} \parallel R_{\text{вт}}}{\omega w^2}, \quad (8.18)$$

Вочевидь у векторній діаграмі (рис. 8.8) приросту провідності Δb в комплексній площині відповідає вектор, паралельний уявній осі і що зберігає свій напрям незалежно від розміру робочого зазору δ , ні від частоти, що живить напругою відчутник (при зміні ω однаково змінюються обидві складові провідності).

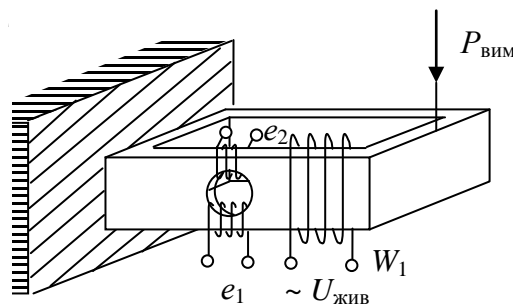


Рис. 8.9. Приклад конструкції диференціального трансформаторного відчутника, що працює на вигин [43]

Доволі перспективною є конструкція диференціального трансформаторного відчутника, що працює на вигин. Схематичне зображення відчутника показано на рис. 8.9. Отвори по нейтральній лінії балки дозволяють намотати вимірювальні мотки так, щоб вони охоплювали частини магнетопроводу, в яких магнетні проникності змінюються з різними знаками.

При завантаженні балки, яка піддається розтягненню, через верхню частину магнетопроводу, піде більша доля намагнічуючого потоку, який створюється обмоткою $W1$, ніж через нижню, що піддається тиску, і на виході з'явиться ЕРС $e = e_1 - e_2$.

Найменшими похибками володіють магнетоанізотропні перетворювачі, в яких використовується як би диференціальний ефект і самого матеріалу, отже, забезпечується як найповніша ідентичність зовнішніх умов і власних властивостей.

Магнетопружні відчутники застосовуються для вимірювання сил, тиску, обертальних моментів. Потужність, що розвивається відчутником, здебільшого достатня для безпосереднього включення індикатора без попереднього підсилення. Відчутник володіє високою надійністю, оскільки не має пересувної частини, що переміщається під дією вхідної величини.

Відчутник являє собою жорсткий елемент, що має власну частоту коливань у діапазоні від 1 до 10 кГц і що дозволяє вимірювати як статичні, так і високочастотні динамічні величини. Механічна напруга в матеріалі відчутника складає 10-50 МПа. Враховуючи, що робочий перетин магнетопровода звичайно не менший 25 мм^2 , можна оцінити мінімальний діапазон вимірювання відчутника по силі значенням 250 Н, по тиску - приблизно 10^7 Па .

8.4. Застосування відчутників підкласу L при контролі процесів металообробки

Відчутники підкласу L застосовуються у металообробці здебільшого як прилади контролю торкання інструмента до деталі, або, наприклад, реєстратори вібрацій інструмента. Особливістю таких відчутників є те, що вони можуть відчувати електромагнетні поля, якими насичений технологічний простір будь-якого верстата. Це надає можливість відчувати зону присутності деталі більш-менш стабільно та вчасно реагувати на рух інструмента у технологічному просторі завдяки виробленню спеціальних команд.

Найбільш характерною схемою, яка використовує чутливість до зони присутності є включення відчутника у плече моста (рис. 8.10) [129]. Така схема використовується у випадках слабкої залежності індуктивності від зовнішнього чиннику впливу на параметри чутливого елемента. Наразі подібна ситуація виникає, коли в основу роботи покладено залежність магнетної проникності від зовнішнього магнетного поля.

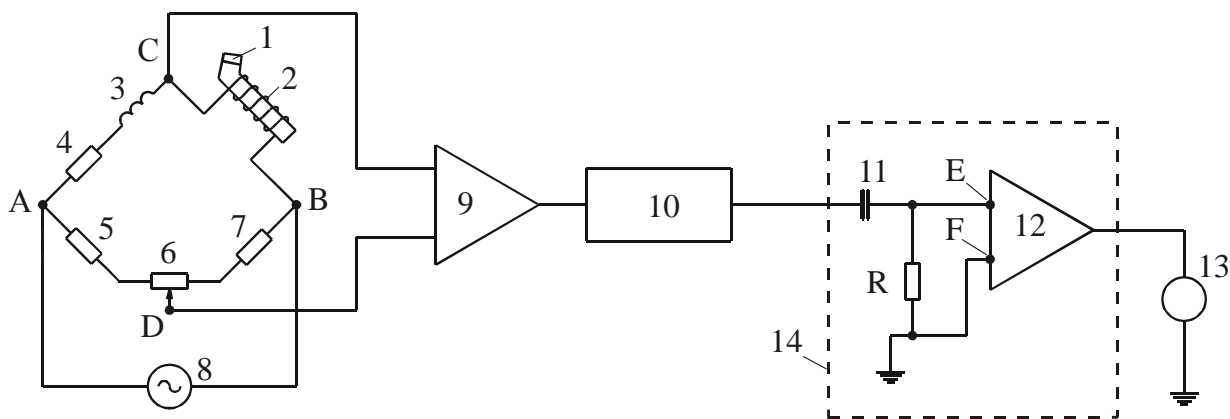


Рис. 8.10. Система контролю торкання інструмента до деталі на засадах відчутника підкласу L

У цьому приладі інструмент 1 охоплено котушкою індуктивності, тобто відчутником підкласу L , яка ввімкнена у плече моста ABCD. Для компенсації реактивного та активного опору відчутника у плече AC ввімкнено компенсуючу індуктивність 3 та опір 4. До того ж з умови рівноваги мостової схеми необхідно дотримуватись того, що індуктивність відчутника повинна

бути рівна компенсуючій індуктивності, а його активний опір відповідно компенсуючому опорю 4. Для того, щоб збалансувати міст використовують у плечах AD та DB баластні резистори 5 та 7. Встановлення рівноваги у мості виконується змінним опором 6. Для виведення системи у режим використовують генератор підмагнічування 8.

Задача генератора полягає у тому, щоб створити додаткове магнетне поле у інструменті таким чином, щоб робоча крапка опинилася на максимально крутій частині залежності $\mu = f(B)$ (рис. 8.3). При цьому різниця потенціалів між крапками C і D моста повинна дорівнювати «0». У супротивному випадку балансу добиваються опором 6.

Котушка індуктивності, яка застосовується у цьому випадку:

$$L = \mu_0 \frac{w^2 S}{l}, \quad (8.19)$$

де μ – магнетна проникність інструмента; ϵ

w – кількість витків котушки;

S – поперечний переріз котушки;

l – довжина котушки.

Користуючись тим, що існує залежність $B = \mu_0 H$ маємо можливість переписати (8.19) у вигляді:

$$L = \frac{B}{H} \frac{w^2 S}{l}. \quad (8.20)$$

Чутливість до зміни магнетного поля визначиться як:

$$\frac{dL}{dB} = \frac{w^2 S}{Hl}. \quad (8.21)$$

Безпосередньо на рівновагу моста впливає реактивний опір відчутника, тобто:

$$X_L = \frac{B}{H} \frac{Sw^2 \omega}{l}, \quad (8.22)$$

де ω - колова частота генератора.

Функція реактивного опору X_L , залежна від магнетної індукції B , визначиться як:

$$\frac{dX_L}{dB} = \frac{Sw^2 \omega}{Hl} = \frac{L\omega}{\mu H} = \frac{L}{B} \omega. \quad (8.23)$$

Індукція B є складовою двох функцій магнетного поля, а саме:

- індукція, яка створена генератором 8, тобто $B_f = B_{\max} \sin(\omega t + \varphi)$;
- індукція, яка створена як наслідок взаємодії різального інструмента з навколишнім магнетним полем, тобто $B_B = B_i(x, y) + B(x, y)_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi)$;

де $B_i(x, y)$ - статична індукція в інструменті, яка міняється залежно від координат його розташування у робочому просторі верстата;

$B(x, y)_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi)$ – динамічна складова індукції, яка викликає взаємодією індукції підмагнічуванням B_f та феромагнетними деталями верстата.

Отже загальна залежність зміни опору X_L має опис:

$$\frac{dX_L}{dB} \equiv \frac{L\omega}{B_{\max} \sin(\omega t + \varphi) + B(x, y)_{\max} \sin(\omega t + \varphi) + B_i(x, y)}. \quad (8.24)$$

Згідно цього способу контролю вищезначений відчутник реагує на зміну індукції у робочому просторі верстата (8.24). У разі зміни величини індукції у виразі (8.24) її загальна залежність буде підкорятися математичній залежності $y = k/x$, тобто гіперболічна. У цьому випадку залежність відстані від індукції магнетного поля має нелінійну залежність.

Схема (рис. 8.10) побудована за дуже простим принципом, оскільки реагує лише на координату позиціонування інструмента. При наявності будь якої зміни координат інструмента схема розбалансовується. При цьому на контактах С та D виникає різниця потенціалів. Ця різниця підсилюється у підсилювачі 9 і надходить до фільтру 10, основна задача якого згасити шумову сталу генератора. При розбалансуванні моста різниця потенціалів вказує на рух до інструмента або від нього. При чому рух у напрямку інструмента реєструється компаратором 12, на входах (Е–F) якого виникає різниця потенціалів, що призводить до спрацювання виконуючих органів 13.

До позитивних якостей подібного способу необхідно віднести наступне:

- чутливість до зони присутності деталі;
- досить проста конструкція відчутника.

До вад необхідно віднести:

- необхідність мостової схеми до кожного інструмента, або у супротивному випадку необхідність у спеціальній схемі керування налагодження моста, яка заміняє резистор 6, оскільки існує дестабілізація моста у разі зміни інструмента;
- неможливість достеменної реєстрації моменту торкання (неправильно побудована схема);
- компаратор вказує лише рух на деталь, а не навпаки.

Наступні конструкції відчутників підкласу L (рис. 8.7,б, 8.7,в) використовуються лише у режимі АНБ. Так, відчутник підкласу L за конструкцією (рис. 8.6, б) використовують для побудови систем АНБ для високоточних вимірювань. Основна причина такого застосування є можливість отримання високої точності зносу інструмента по координатах X та Y виробничої системи (рис. 8.11).

У цьому випадку різальний інструмент виходить у базову позицію і рухається у напрямку відповідної координати.

Величина зносу інструмента у цьому випадку визначається як різниця між попередньо отриманою координатою та наступною. Момент торкання у цьому випадку не визначається, оскільки система відносна і не може його точно визначити. Індуктивні відчутники за конструкцією (рис. 8.7, в) мають ще гірші характеристики по відношенню до попереднього. Тому їх застосування може бути обмеженим лише чорновими обробками.

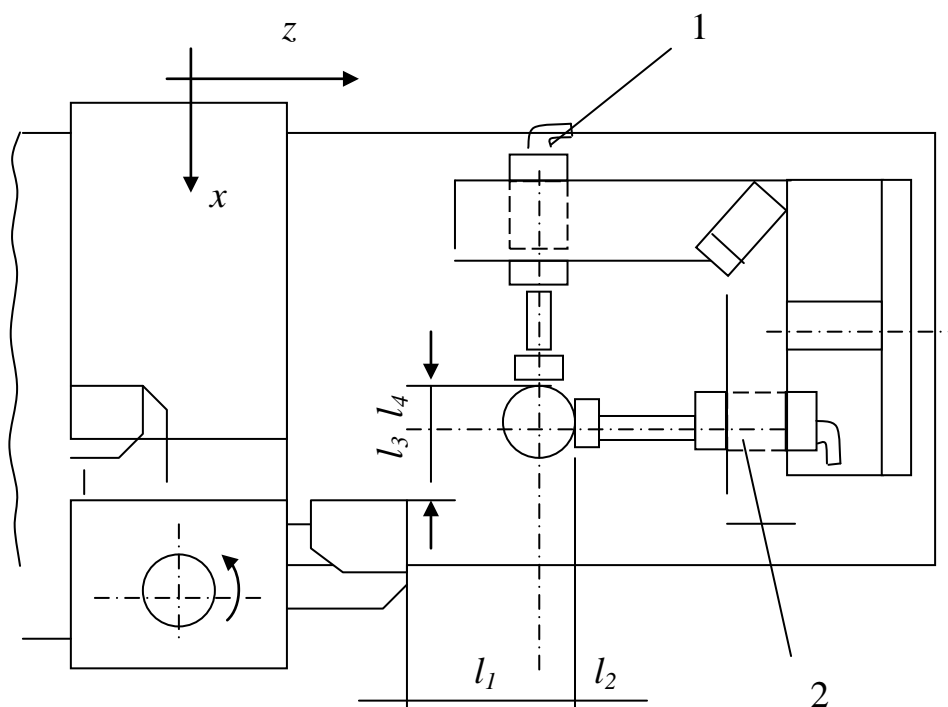


Рис. 8.11. Схема застосування відчутників підкласу L для побудови систем АНБ для високоточних вимірювань

У підсумку наведених досліджень можна дійти висновку, що використання відчутників підкласу L надає можливість вирішити наступні технологічні проблеми:

- по-перше, відчутник підкласу L має властивості до зовнішнього електромагнітного поля, що дозволяє реалізувати відчутник дальньодіючої присутності інструмента коло деталі;
- по-друге, відчутник підкласу L має властивості до реєстрації моменту торкання інструментом поверхні деталі, але ця точність виконання технологічного руху не дуже висока, оскільки існує зв'язок з електромеханічними властивостями відчутника;
- по-третє, відчутник підкласу L має властивості до реєстрації параметрів матеріалів, які використовуються у виробництві. На відміну від інших підкласів він має досить чітку залежність від застосованого матеріалу інструмента і деталі, що надає можливість до побудови математичного моделювання залежностей функції індуктивності від параметрів матеріалу.

РОЗДІЛ 9. ВІДЧУТНИКИ ПІДКЛАСУ *RLC*

Відчутники підкласу *RLC* являють собою конструкцію електричного ланцюгу, який об'єднує у собі три основних електричних компоненти, а саме:

- елемент електричного опору (*R*);
- елемент електричної ємності (*C*);
- елемент електричної котушки (індуктивності) (*L*).

Опис властивості всіх відчутників, побудованих на цих елементах був наведений у попередніх розділах. Тому необхідно зосередитись на тих властивостях, які ми можемо отримати внаслідок з'єднання цих елементів у одне ціле, і які саме властивості притаманні цим з'єднанням можна застосувати при контролі процесів металообробки.

9.1. Відчутники підкласу *RLC*

З'єднання у єдиний електричний ланцюг цих електричних елементів *RLC* називається електричним коливальним контуром. Варіантів такого з'єднання існує лише два (рис. 9.1). Усі інші варіанти з'єднань зводяться саме до них і нічого іншого. Саме ці два варіанти є засадними при побудові відчутників підкласу *RLC*.

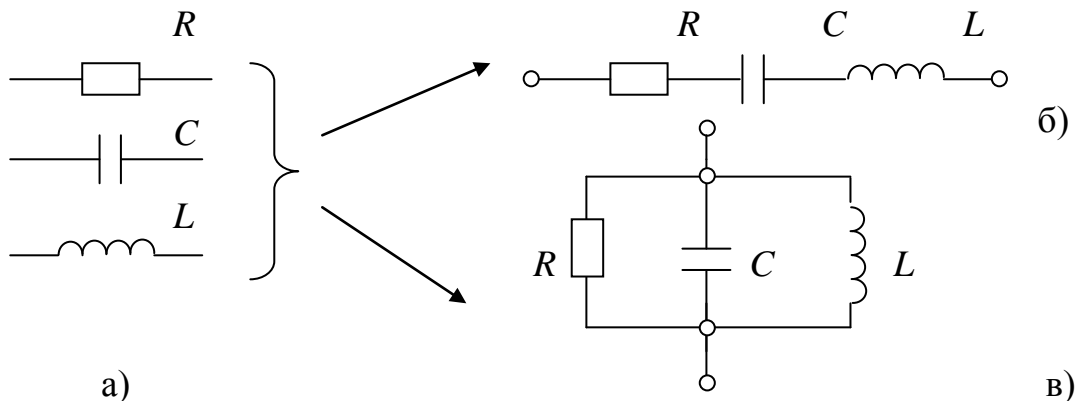


Рис. 9.1. Варіанти побудови чутливого елементу відчутників *RLC*, де:
а) основні електричні компоненти; б) послідовний електричний контур *RLC*; в) паралельний електричний контур *RLC*

Рівняння, яке дає опис роботи коливального контуру є наслідком рівнянь Максвелла, яке дає опис електромагнетної індукції. Згідно теорії Максвелла чинником виникнення індукційного струму у провіднику є змінене магнетне поле \mathbf{B} , яке викликає появу електричного поля \mathbf{E} .

$$\oint_L \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} d\mathbf{S} \quad (9.1)$$

звідкіля

$$\oint_L E ds = - \frac{\partial \Phi_m}{\partial t}, \quad (9.2)$$

де Φ_m – магнетний потік крізь контур;

S – поверхня, яка обмежена контуром L ;

dl – елемент контуру L ;

ds – елемент контуру L .

Вигляд такого рівняння:

$$\frac{d}{dt} \left(L \frac{dq}{dt} \right) + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = E, \quad (9.3)$$

де L – індуктивність контура;

C – ємність контура;

R – опір контура;

q – заряд на ємності C ;

E – ЕРС джерела струму.

Якщо розділити ліву і праву частину рівняння (9.3) на L , то отримуємо більш спрощений вираз, а саме:

$$\ddot{q} + 2\beta \dot{q} + \omega_0^2 q = F_3, \quad (9.4)$$

де $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$; $2\beta = \frac{R}{L}$; $F_3 = \frac{E}{L}$.

Тут величина ω_0 є частота коливань у контурі, β – коефіцієнт згасання; F_3 – збурююча сила.

Як видно з цього спрощеного розгляду цьому підкласу відчутників притаманна низка властивостей, які є можливістю застосувати для різних випадків контрольно- вимірювальних процесів, зокрема у металообробці.

9.2. Електричні властивості відчутників підкласу *RLC*

Особливістю цього підкласу відчутників є те, що його складові мають можливості об'єднання у електричні ланцюги. Таких основних схем існує дві – послідовна та паралельна. Кожна з цих схем має свої електричні властивості.

9.2.1. Електричні властивості відчутників *RLC* при послідовних з'єднаннях елементів ланцюгу

Послідовна схема з'єднання елементів *RLC* полягає в тому, що всі елементи ланцюгу з'єднуються за принципом «початок - кінець».

Нехай через ланцюг *RLC* (рис.9.2, а) протікає гармонічний струм:

$$i = I \cos \omega t. \quad (9.5)$$

У цьому випадку напруга прикладена до ланцюгу буде дорівнювати алгебраїчній сумі напруг на окремих елементах (другий закон Кірхгофа)

$$u = u_r + u_L + u_C. \quad (9.6)$$

Напруга u_r на опорі r співпадає по фазі з струмом i , напруга u_L на індуктив-

ності L випереджає на $\frac{\pi}{2}$, а напруга u_c на ємності C відстає від i на $\frac{\pi}{2}$ (рис. 9.2).

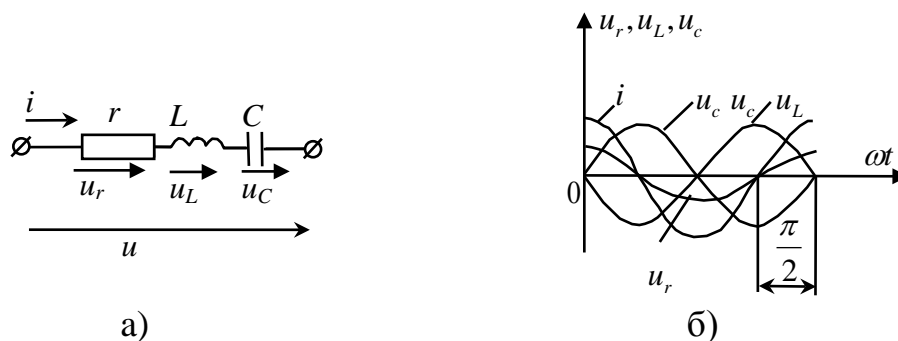


Рис. 9.2. Напруга на різних елементах електричного ланцюга відчутника RLC при послідовному з'єднанні

Звідсіля маємо, що напруга u прикладена до кінців ланцюгу RLC має опис:

$$\begin{aligned} u &= U \cos(\omega t + \varphi) = rI \cos \omega t + \omega L I_m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\omega C} I \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= rI \cos \omega t + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) I \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right). \end{aligned} \quad (9.7)$$

Це рівняння являє собою тригонометричну форму запису другого закону Кірхгофа для миттєвих значень напруги. Величина $x = x_L - x_C = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ має назву реактивного опору ланцюгу. Залежно від знаку може мати або індуктивний ($x > 0$) або ємнісний ($x < 0$) характер.

На відміну від реактивного опору x активний опір r завжди позитивний. Для того, щоб знайти U та φ , скористаємося векторною діаграмою, яка відповідає рівнянню (9.7). На рис. 9.3,а показано випадок, коли $x > 0$, а на рис. 9.3,б показано випадок, коли $x < 0$.

Аналізуючі діаграму (рис. 9.3) можна дійти висновку, що напруга на ланцюгу RLC може бути визначена за виразом:

$$U = \sqrt{(rI)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 I^2} \quad (9.8)$$

або

$$U = I \sqrt{r^2 + x^2}. \quad (9.9)$$

Отриманий вираз доводить, що діючі та амплітудні значення напруги та струму на досліджуємому ланцюгу зв'язані співвідношенням аналогічним закону Ома

$$u = zi; \quad U = zI, \quad (9.10)$$

$$\text{де } z = \sqrt{r^2 + x^2} = \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}.$$

і має назву повного опору досліджуваного ланцюгу (імпедансу).

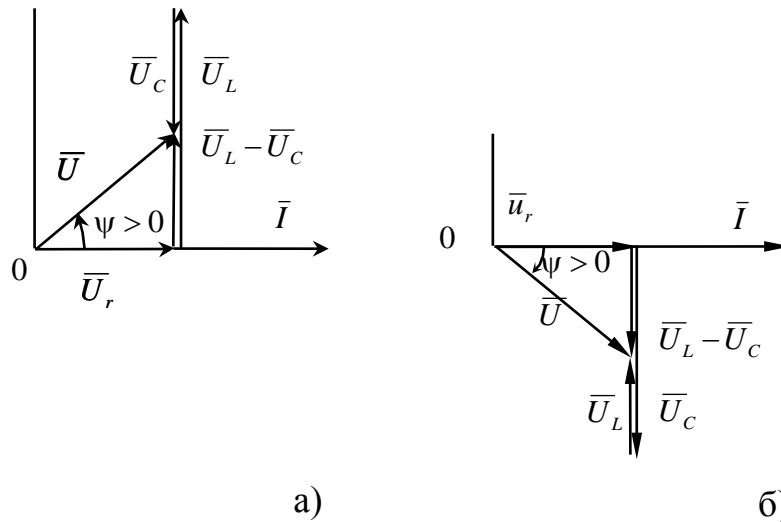


Рис. 9.3. Векторні діаграми для послідовного ланцюгу RLC , де: а) $x > 0$;
б) $x < 0$

З векторних діаграм маємо можливість визначення кута фазового зсуву струму i відносно напруги u , тобто

$$\psi = \arctg \frac{x}{r} = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}. \quad (9.11)$$

Якщо задана вхідна напруга $u = U \cos(\omega t + \varphi)$, то струм визначаємо за формулою:

$$i = \frac{U_m}{z} \cos(\omega t + \varphi - \psi). \quad (9.12)$$

Кут ψ дорівнює різниці початкових фаз напруги та струму і відраховується від осі ωt у напрямку від напруги до струму. Його розміри коливаються від 0 до $\frac{\pi}{2}$ (рис.9.3,а).

$$|\psi| \leq \frac{\pi}{2}. \quad (9.13)$$

Кут ψ є позитивним при індуктивному характері ланцюгу, тобто при $x > 0$ і негативним за ємнісного характеру ланцюга, тобто при $x < 0$ (рис. 9.4).

Особливим режимом є випадок, коли струм та напруга співпадають по фазі при $x = x_L - x_C = 0$, тобто за рівності індуктивного та ємнісного опорів. Такий режим має назву резонансного.

З виразів (9.8) та (9.11) є висновок, що:

$$r = z \cos \psi; \quad x = z \sin \psi. \quad (9.14)$$

Якщо помножити ліві та праві частини (9.14) на діюче значення струму I , то отримуємо діючі значення напруги на активному та реактивному опорі:

$$\begin{aligned} U_a &= rI = z \cos \psi I = U \cos \psi; \\ U_p &= xI = z \sin \psi I = U \sin \psi. \end{aligned} \quad (9.15)$$

Миттєві значення напруг на активному та реактивному опорі сумуються згідно (9.7) і мають фазовий зсув $\frac{\pi}{2}$. Зв'язок між ними відбувається за формулою:

$$U = \sqrt{U_a^2 + U_p^2}. \quad (9.16)$$

Якщо усі сторони трикутника напруг поділити на струм I , то відповідно отримаємо трикутник опорів (рис. 9.5).

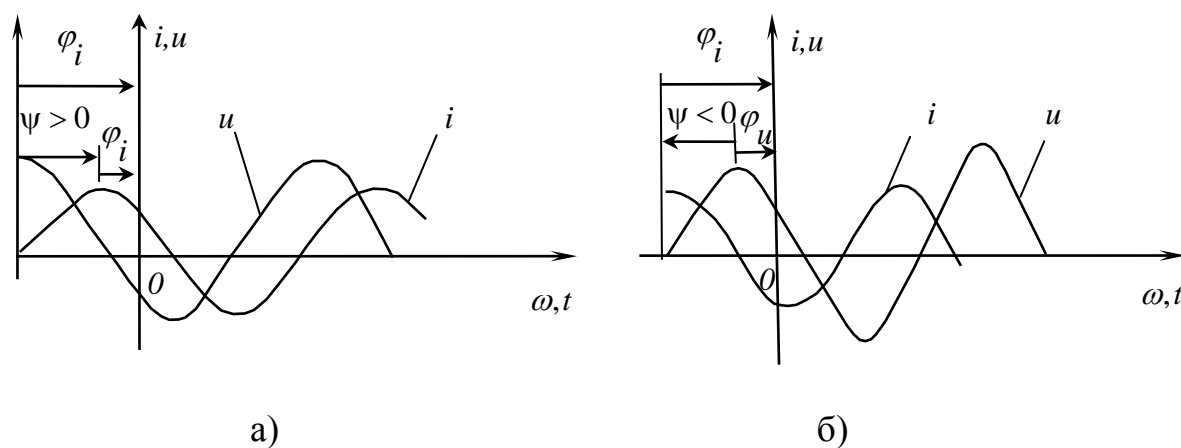


Рис. 9.4. Часові діаграми послідовного ланцюгу RLC , де: а) $x > 0$; б) $x < 0$

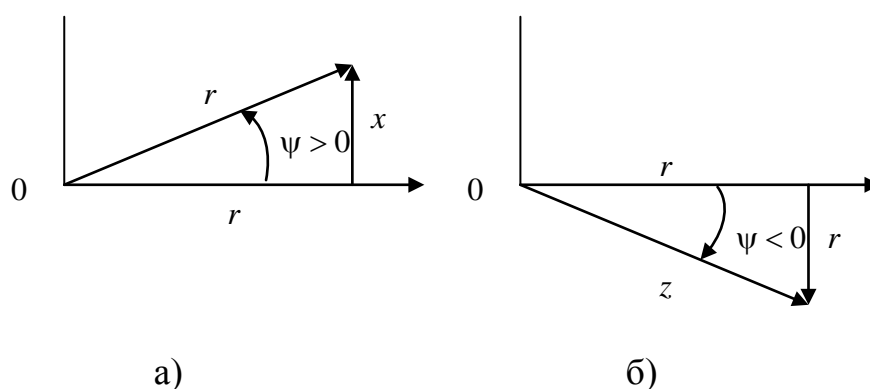


Рис. 9.5. Векторна діаграма опорів при $x > 0$ (а) та $x < 0$ (б).

Кут ψ у трикутнику напруг відліковується від катета r до гіпотенуз z , що відповідає відліку в трикутнику напруг від $U_a = rI$ до $U_p = zI$ (9.6).

Особливою характеристикою індуктивностей є поняття добротності $Q_L = \frac{X_L}{r}$, що є рівнозначним до тангенсу кута зсуву фази ψ . Чим менш опір r , тим вище за інших умов добротність індуктивності.

Якість індуктивностей у діапазонах частот від 1 кГц до 100 МГц зазвичай станове $Q_L = 50 \div 500$.

9.2.2. Електричні властивості відчутників RLC при паралельних з'єднаннях елементів ланцюгу

Паралельна схема з'єднання відчутників RLC полягає в тому, що всі елементи ланцюгу з'єднуються за принципом «початок - початок», «кінець - кінець».

Якщо паралельно з'єднаний ланцюг RLC знаходиться під напругою $u = U \cos \omega t$, то струм, який протікає через цей ланцюг згідно першого закону Кірхгофа буде:

$$i = i_r + i_L + i_C. \quad (9.17)$$

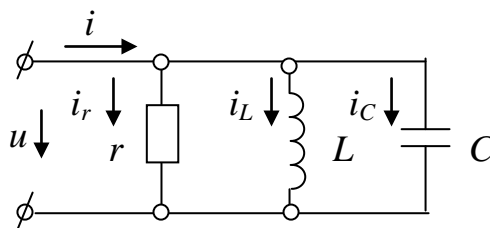


Рис. 9.6. Паралельне з'єднання опору, індуктивності та ємності

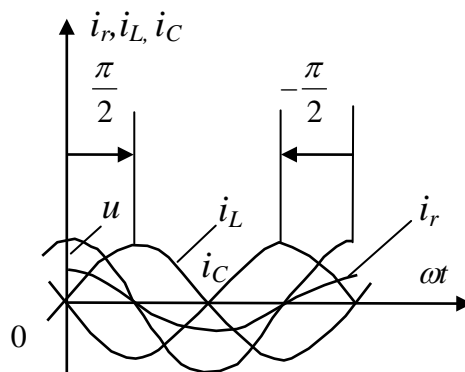


Рис. 9.7. Струми в опорах, індуктивності та ємності (з'єднаних паралельно) при гармонічній напрузі

При цьому струм i у опорі r по фазі співпадає з напругою u , у індуктивності L відстає, а у ємності C випереджує напругу на кут $\pi/2$ (рис. 9.7).

При цьому струм у ланцюгу матиме опис :

$$i = I \cos(\omega t - \varphi) = \frac{1}{r} U \cos \omega t + \frac{1}{\omega L} U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \omega C U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$\frac{1}{r} U \cos \omega t + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right) U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \quad (9.18)$$

Рівняння (9.18) являє собою тригонометричну форму запису першого закону Кірхгофа для миттєвих значень струму. Величини, які є його складовими

$g = g_L - g_C = \frac{1}{\omega L} - \omega C$ мають назву реактивної провідності ланцюгу. Залежно від знаку вона може мати індуктивний ($g > 0$) або ємнісний ($g < 0$) характер. На відміну від реактивної активна провідність $g = 1/r$ завжди позитивна.

Для знаходження I та ψ побудуємо векторну діаграму, яка відповідає залежності (9.18) (рис. 9.8).

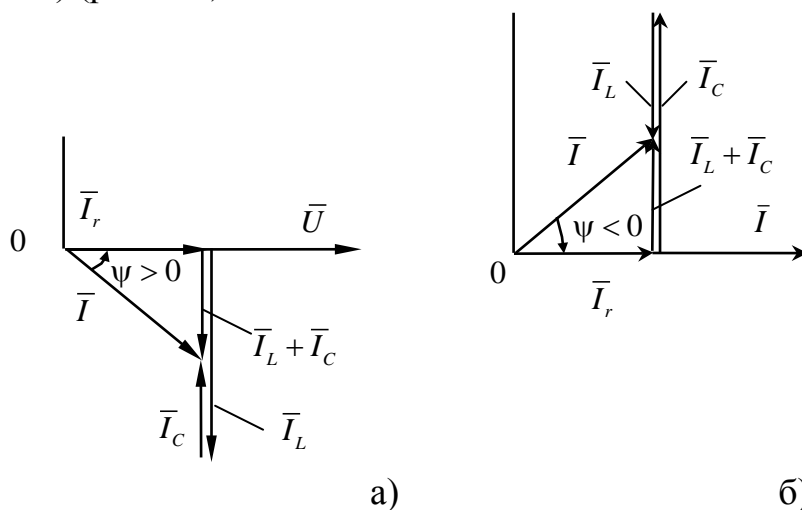


Рис. 9.8. Векторна діаграма для паралельного ланцюгу RLC при ($g > 0$) (а) та ($g < 0$) (б).

З трикутників струму (рис. 9.8) маємо наступне:

$$I = \sqrt{(gU^2) + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)^2 U^2} \quad (9.19)$$

або

$$I = yU; \quad I_m = yU_m.$$

У цьому виразі (9.19)

$$y = \sqrt{g^2 + b^2} = \sqrt{g^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)^2}$$

є повна провідність розглядаємого ланцюгу.

Кут фазового зсуву струму i відносно напруги u має вираз:

$$\psi = \arctg \frac{g}{q} = \arctg \frac{\frac{1}{\omega L} - \omega C}{\frac{1}{r}}. \quad (9.20)$$

Якщо на ланцюг діє напруга $u = U \cos(\omega t + \varphi)$, то струм визначається як:

$$i = yU_m \cos(\omega t + \varphi - \psi). \quad (9.21)$$

Кут ψ як і y у попередньому випадку відраховується на часовій діаграмі від напруги до струму, а на векторній – навпаки. Кут ψ є гострий або прямий:

$$|\psi| \leq \frac{\pi}{2}. \quad (9.22)$$

Кут ψ позитивний за індуктивного характеру ланцюга ($g > 0$) і негативний при ємнісному характері ($g < 0$). У випадку резонансу величина кута ψ наближається до нуля, при цьому $g = g_L - g_C = 0$. Цей режим має назву резонансу струмів. З виразів (9.19) та (9.21) маємо, що повна провідність має зв'язок з активною та реактивною за залежностями:

$$g = y \cos \psi; \quad b = y \sin \psi. \quad (9.23)$$

Для того, щоб отримати активну та реактивну складову струму необхідно ліву та праву частину у (9.23) помножити на діючу напругу U :

$$\begin{aligned} I_a &= gU = y \cos \psi U = I \cos \psi \\ I_p &= bU = y \sin \psi U = I \sin \psi \end{aligned} \quad (9.24)$$

З трикутників струму та рівнянь (9.24) маємо зв'язок між діючим значенням струму та його реактивної та активної складової:

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}. \quad (9.25)$$

Розділивши трикутник струмів на U , отримуємо трикутник провідностей (рис. 9.9)

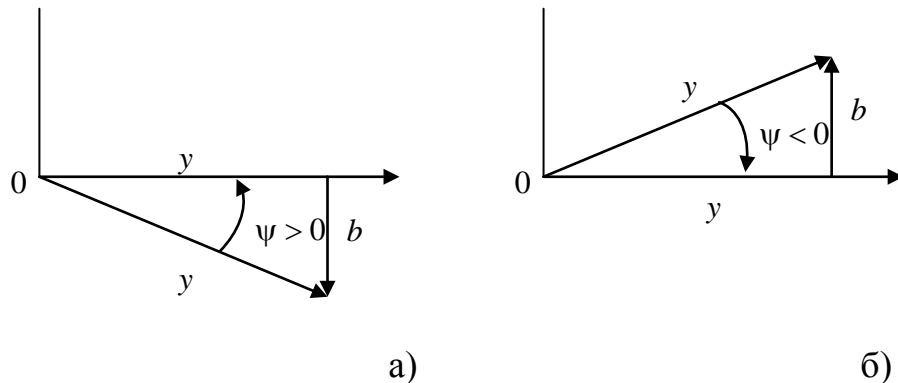


Рис. 9.9. Трикутник провідності при ($g > 0$) (а) та ($g < 0$) (б).

Для характеристики ємностей, які є з'єднанням активного та ємнісної провідності застосовується поняття якості ємності (конденсатора) $Q_C = g/q = \omega Cr$. Величина цього параметру рівнозначна тангенсу кута $|\psi|$ ємності. Зворотня величина має назву тангенса. Кута діелектричних втрат ємності $\operatorname{tg} \delta = 1/Q_C$. Кут діелектричних втрат доповнює кут $|\psi|$ до 90° , чим більше опір r , за інших різних умов, тим більше якість ємності і менший кут втрат. Якість ємностей коливається у досить широких межах. Найменша вона у електролітичних ємностей (приблизно 100), а найбільша у керамічних та слюдяних (приблизно 5000). Якість ємностей у середньому у 10 разів перевищує подібний параметр у індуктивностей.

9.3. Електричні властивості відчутників підкласу RLC при резонансі

Вище вже згадувалося, що при відповідних умовах у відчутниках підкласу RLC виникають явища резонансу. Таких основних випадків буває два. Всі інші випадки здебільшого зводяться до цих двох.

Існує два різновиди резонансу: резонанс напруг та резонанс струмів. Резонанс напруг є характерним явищем для послідовного з'єднання елементів електричного ланцюгу в той час коли резонанс струмів є характерною рисою паралельного з'єднання елементів електричного ланцюгу.

Для початку необхідно розглянути резонанс напруг. На рис. 9.10 відображено креслення послідовного електричного контуру RLC .

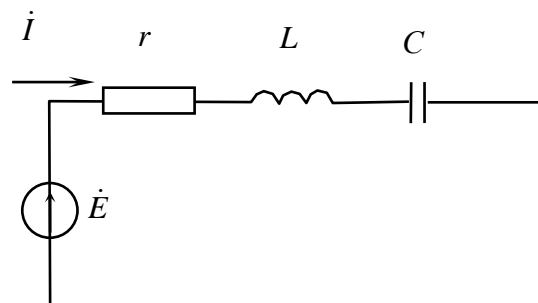


Рис. 9.10. Послідовний коливальний контур відчутника RLC .

Комплексний опір такого ланцюгу є залежним від частоти:

$$Z = r + jx = r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right). \quad (9.26)$$

Резонанс напруг відбувається при частоті ω_0 , коли $x = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$ звідкіля:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (9.27)$$

При резонансі напруг максимальні значення енергії магнетного поля індуктивності та електричного поля ємності рівні. Це легко стверджується, якщо згадати про реактивний опір лінцюгу, який складається з індуктивності та ємності є пропорційним різниці максимальних значень енергій, що накопичуються у магнетних та електричних полях:

$$x = \frac{\omega}{I^2} (W_{L\max} - W_{C\max}). \quad (9.28)$$

Умові резонансу при $x = 0$ відповідає рівність:

$$W_{L\max} = W_{C\max}. \quad (9.29)$$

Якщо зважити на те, що струм при резонансі $i = I \cos \omega_0 t$, то напруга на ємності $u = U \sin \omega_0 t$. У цьому випадку миттєві значення енергій:

$$w_L = \frac{Li^2}{2} = \frac{LI^2}{2} \cos^2 \omega_0 t \quad (9.30)$$

та

$$w_C = \frac{Cu_c^2}{2} = \frac{CU_c^2}{2} \sin^2 \omega_0 t.$$

Криві миттєвих значень w_L та w_C від часу показано на рис. 9.11.

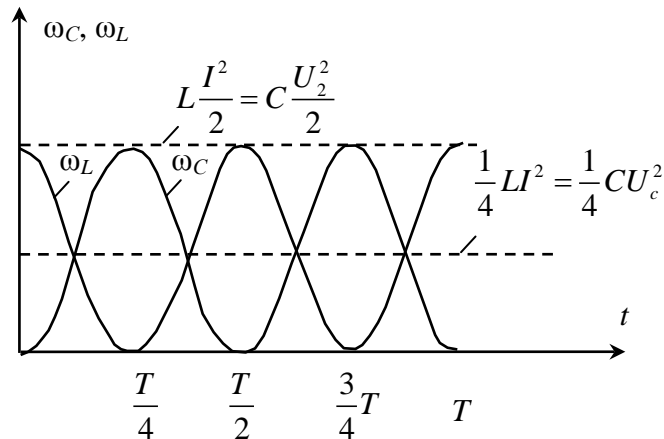


Рис. 9.11. Миттєві значення для w_L та w_C залежно від часу

Як згадувалося вище, максимальні значення електричної та магнетної енергій рівні, тобто:

$$w_L = \frac{Li_m^2}{2} = \frac{L}{2} \left(\frac{U_m}{\omega_0 L} \right)^2 = \frac{CU_m^2}{2}, \quad (9.31)$$

де U – напруга на реактивних елементах при резонансі.

При цьому w_L та w_C коливаються з подвоєною частотою навколо середнього значення $\frac{1}{4} LI^2 = \frac{1}{4} CU^2$. Отже, при резонансі відбувається

постійний перерозподіл енергій між електричним w_C та магнетним w_L полями. До того ж підсумкова енергія залишається незмінною:

$$w_L + w_C = \frac{LI^2}{2} [\cos^2 \omega_0 t + \sin^2 \omega_0 t] = \frac{LI^2}{2} = \frac{CU^2}{2}. \quad (9.32)$$

При наявності у контурі опору r вся енергія, яка надходить від джерела при резонансі витрачається саме на нього. За один період це

$$w_r = PT, \quad (9.33)$$

де P – середня потужність на контурі при резонансі, а T – період коливань.

Якість реактивних елементів контуру:

- для індуктивності:

$$Q_L = \omega \frac{\frac{1}{2} Li_m^2}{\frac{1}{2} r l_m^2} = 2\pi \frac{W_{L\max}}{PT}, \quad (9.34)$$

- для ємності:

$$Q_C = \omega \frac{\frac{1}{2} CU_m^2}{\frac{1}{2} \frac{U_m^2}{r}} = 2\pi \frac{W_{C\max}}{PT}. \quad (9.35)$$

Іноді користуються поняттям якості контуру:

$$Q = \omega_0 \frac{W_{\max}}{P}. \quad (9.36)$$

На засадах виразу (9.36) маємо можливість отримати ще одну залежність:

$$Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{1}{\omega_0 C r} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r} = \frac{\rho}{r}, \quad (9.37)$$

де $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – має назву характеристичного або хвильового опору коливального контуру.

Характеристичний опір здебільшого коливається у межах кількох сотен Ом, у той час, як активний опір вираховується одиницями Ом, тому якість має коливатись у межах $Q \approx 100 \div 400$.

Величина, зворотня якості контура, має назву згасання d :

$$d = \frac{1}{Q}. \quad (9.38)$$

Цей параметр показує наскільки швидко гаснуть коливання у контурі, якщо відключається джерело живлення.

Особливістю використання такого підкласу відчутника є увімкнення його у загальний вимірювальний прилад. При цьому у його коливальний контур додається опір навантаження.

Опір навантаження суттєво впливає на головний параметр контуру – його якість. Для визначення якості навантаженого контуру можна C і r_n замінити на послідовне, тобто ємність та «внесений» опір $r_{вн}$ (рис. 9.12, б). Користуючись тим, що $\omega_0 C r_n \gg 1$, $r_{вн} \approx \frac{1}{r_n} (\omega_0 C)^2$ та враховуючи, що $1/\omega_0 C = \rho$, отримуємо:

$$r_{вн} \approx \frac{\rho^2}{r_n}. \quad (9.39)$$

Отже, якість навантаженого контуру:

$$Q_n \approx \frac{\rho}{r + r_{вн}} = \frac{\rho}{r + \rho^2 / r_n}, \quad (9.40)$$

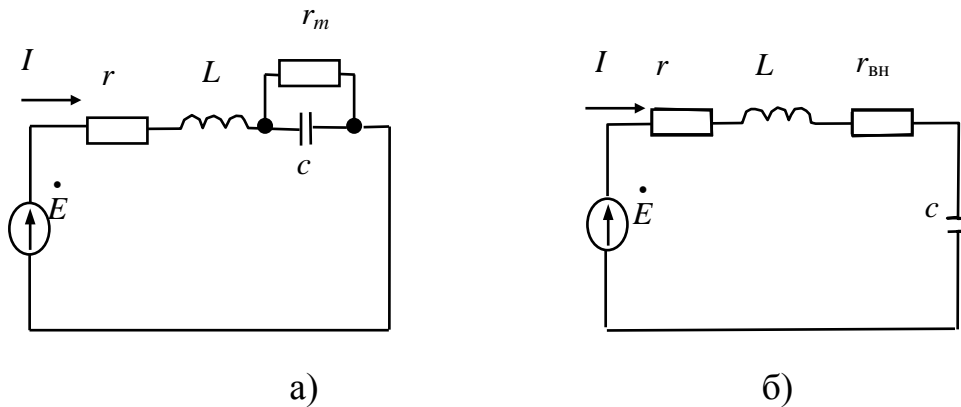


Рис. 9.12. Схема підключення навантаження до контуру.

а згасання збільшується на величину «внесеного згасання» $d_{вн} = \rho / r_n$, тобто:

$$d_n = \frac{r}{\rho} + \frac{\rho}{r_n} = d + d_{вн}. \quad (9.41)$$

При резонансі вхідний опір цього підкласу відчутника мінімальний, а струм досягає максимальної величини. При умовах резонансу напруги на реактивних елементах можуть значно перевищувати напругу джерела живлення.

Напруги на реактивних елементах визначаються як:

$$\dot{U}_{L0} = -\dot{U}_{C0} = \frac{\dot{E}}{r} j\omega_0 L = j\dot{E}Q. \quad (9.42)$$

При $Q > 1$ ці значення напруги перевищують за величиною напругу $u = E$, яка прикладена до контуру. Тому цей випадок резонансу називають резонансом напруг. Векторну діаграму для цього випадку показано на рис. 9.13.

Якщо скористуватися виразом (9.26), то можна помітити, що досягти резонансу можна двома основнимим шляхами, які здебільшого покладені у основний принцип дії цього підкласу відчутників:

- зміна параметрів L та C при фіксованій частоті ω ;
- зміна частоти ω при фіксованих параметрах L та C .

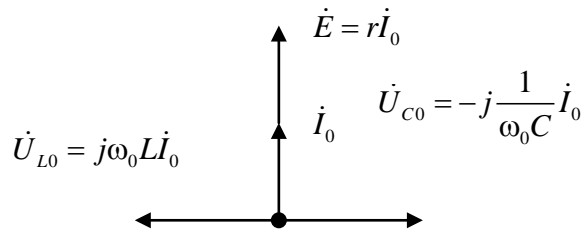


Рис. 9.13. Векторна діаграма при резонансі напруг

У загальному вигляді це відображено на рис. 9.14.

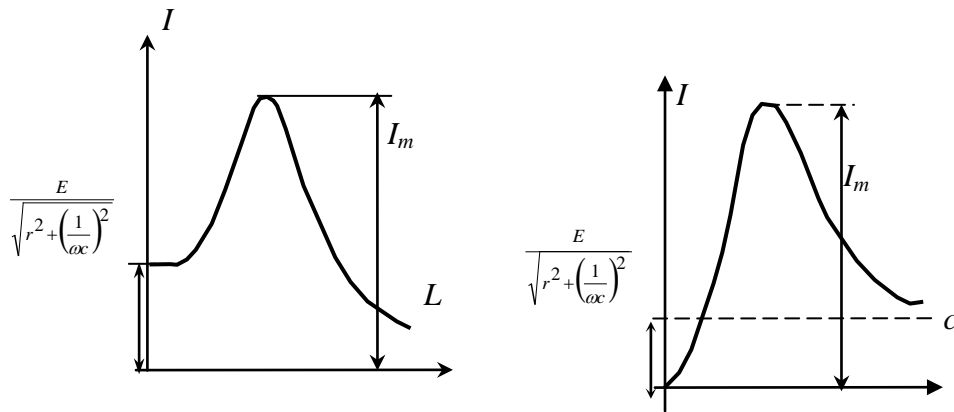


Рис. 9.14. Криві налагодження $I(L)$ та $I(C)$

В основі побудови кривих налагодження (рис. 9.14) покладено вираз:

$$I = \frac{E}{\sqrt{r^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}}. \quad (9.43)$$

9.4. АЧХ відчутників підкласу RLC

При побудові АЧХ (амплітудно-частотних характеристик) зручно користуватися відносними одиницями виміру, оскільки при цьому скорочується кількість параметрів і є можливість користуватися стандартними кривими. Наприклад, у якості аргумента замість частоти ω може бути застосованою відносна частота ω/ω_0 , тобто співвідношення плинної частоти до резонансної. Окрім того, це дуже зручно, коли використовується поняття відносного розналадження контуру.

9.4.1. АЧХ відчутників підкласу RLC при послідовному з'єднанні елементів

Для повного розуміння розгляд АЧХ послідовної схеми з'єднання почнемо із залежностей співвідношень комплексного опору z до активного опору r , його модулю та кута. Згідно (9.43) та врахуванням (9.18) та (9.40) матимо:

$$\frac{Z}{r} = 1 + j \frac{\omega_0 L}{r} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega \omega_0 LC} \right) = 1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (9.44)$$

Відповідно модуль дорівнюватиме:

$$\frac{z}{r} = \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}, \quad (9.45)$$

а кут

$$\psi = \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (9.46)$$

Залежності z/r та ψ від відносної частоти показано на рис. 9.15.

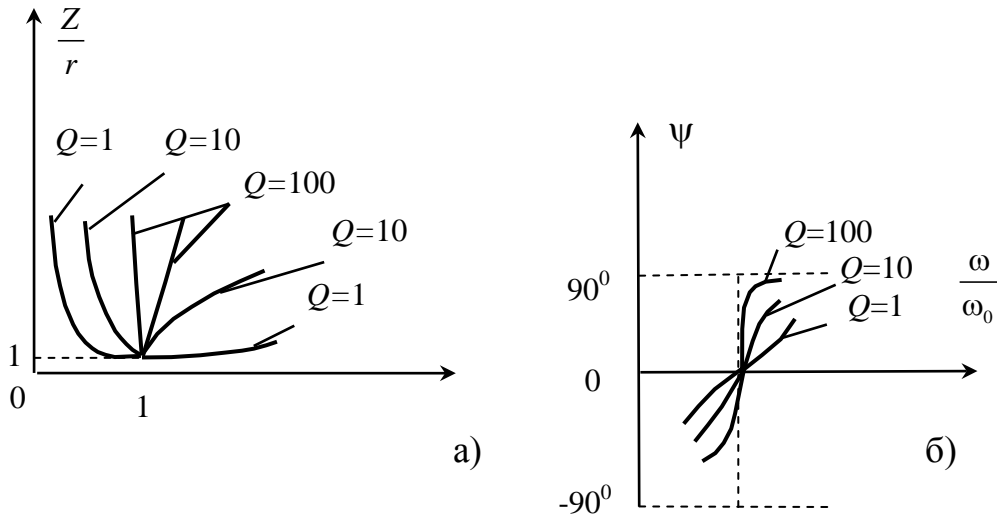


Рис. 9.15. Частотні залежності z/r (а) та ψ (б)

Кожна із залежностей проходить через точку з координатами $\omega/\omega_0 = 1$ та $I/I_0 = 1$, яка відповідає резонансу. Ряд кривих утворюється завдяки різних значень Q .

Ряд кривих ψ проходить через точку $\omega/\omega_0 = 1$ та $\psi = 0$, яка теж відповідає резонансу.

При цьому струм у резонансі:

$$\frac{\dot{I}}{\dot{I}_0} = \frac{\dot{E}}{Z} : \frac{\dot{E}}{r} = \frac{r}{Z} = \frac{1}{1 + Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{I}{I_0} e^{-j\varphi}. \quad (9.47)$$

а модуль

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}. \quad (9.48)$$

Саме ця залежність (9.48) є амплітудно-частотною характеристикою коливального контура, а залежність (9.47) - фазочастотною. У відносних одиницях залежності струму від частоти показано на рис. 9.16,а. Якщо не користуватись відносними одиницями, то характеристики матимуть вигляд як на рис. 9.16.

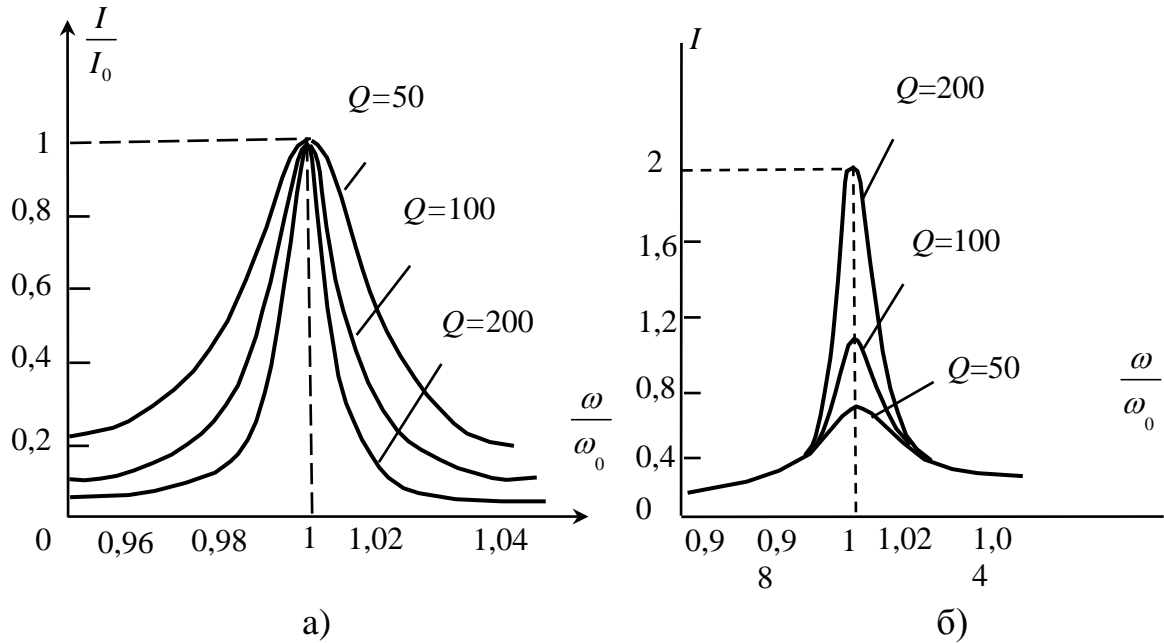


Рис. 9.16. Частотні залежності струму у відчутниках підкласу RLC

Величина $\xi = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$, яка входить до виразів (9.47) та (9.48) має назву узагальненого розлагодження контуру і при відповідних спрощеннях $\xi = x/r$, тобто співвідношення реактивного та активного опору.

Якщо розглянути вищесказане з погляду розлагодження, то можна отримати наступні залежності

$$\frac{z}{r} = \sqrt{1 + \xi^2}; \quad \frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}; \quad \psi = \arctg \xi. \quad (9.49)$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega_0 \omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}, \quad (9.50)$$

оскільки у межах крапки резонансу $\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = 2\delta$ вирази (9.47) та (9.48)

набувають вигляду:

$$\frac{z}{r} \approx \sqrt{1 + (2Q\delta)^2}; \quad \frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2Q\delta)^2}}; \quad \psi = \arctg 2Q\delta. \quad (9.51)$$

Смугу частот поблизу резонансного піку, у межах якої струм знижується до $1/\sqrt{2}=0,707$ максимального значення I_0 , є смугою пропускання контуру.

9.4.2. АЧХ підкласу RLC при паралельному з'єднанні елементів

Комплексна провідність при паралельному з'єднанні (рис. 9.17) елементів відчутника:

$$Y = g - jb = g - j\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right), \quad (9.52)$$

яка за своєю структурою аналогічна виразу, який дає опис для послідовного ланцюгу. Резонансна частота як і у попередньому випадку дорівнює:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (9.53)$$

Якість розглядаємого контуру

$$Q = \omega_0 \frac{CU_m^2}{2\frac{U^2}{2}} = \omega_0 Cr = \frac{r}{\rho}, \quad (9.54)$$

і є зворотною за величиною по величині до якості послідовного.

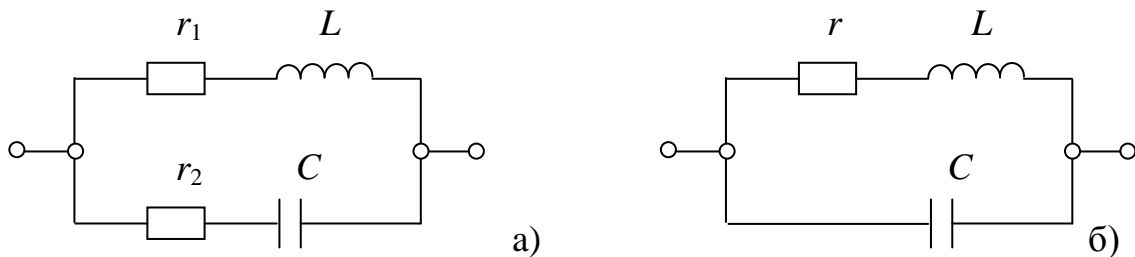


Рис. 9.17. Узагальнена схема паралельного коливального контуру

Резонансна частота такого контуру (рис.9.17) знаходиться з рівняння:

$$\omega_0 L \left(r_2^2 + \frac{1}{\omega_0^2 C^2} \right) - \frac{1}{\omega_0 C} (r_1^2 + \omega_0^2 L^2) = 0, \quad (9.55)$$

Звідкіля отримуємо

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{\frac{L}{C} - r_1^2}{\frac{L}{C} - r_2^2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{\rho^2 - r_1^2}{\rho^2 - r_2^2}}. \quad (9.56)$$

Якщо знехтувати r_1 та r_2 у (9.56), то отримуємо приблизну формулу для резонансної частоти:

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (9.57)$$

Провідність контуру при резонансі:

$$g_0 = \frac{r_1 + r_2 \omega_0^2 LC}{r_1^2 + (\omega_0 L)^2} \quad (9.58)$$

або приблизно:

$$g_0 \approx \frac{r}{(\omega_0 L)^2} = \frac{r}{\rho^2}, \quad (9.59)$$

де $r = r_1 + r_2$.

Векторна діаграма при резонансі струмів показана на рис. 9.18.

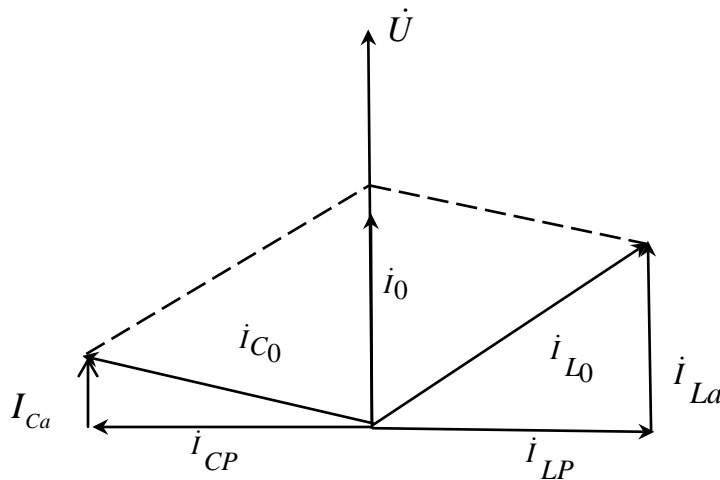


Рис. 9.18. Векторна діаграма при резонансі струмів

Якість такого контуру:

$$Q = \omega_0 \frac{W_{L\max}}{P} = \frac{\omega_0 L U_m^2}{2 z_1^2 g_0 U^2} = \frac{\omega_0 L}{z_1^2 g_0}. \quad (9.60)$$

або згідно

$$g_0 = \frac{r_1 + r_2 \omega_0^2 LC}{z_1^2}, \quad (9.61)$$

звідкіля

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r_1 + r_2 \omega_0^2 LC}, \quad (9.62)$$

Для приватного випадку (рис. 9.17, б) конструкції такого контуру резонансна частота:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \left(\frac{r}{\rho}\right)^2}, \quad (9.63)$$

а якість

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{\rho}{r}. \quad (9.63)$$

Вхідний опір такого контуру

$$Z = \frac{(r + j\omega L) \frac{1}{\omega C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\frac{L}{rC} - j\frac{1}{\omega C}}{1 + j\frac{\omega_0 L}{r}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega\omega_0 L}\right)}. \quad (9.64)$$

за умови високої якості та виконанні умов

$$\frac{L}{rC} - j\frac{1}{\omega C} \approx rQ^2; \frac{1}{\omega\omega_0 LC} \approx \frac{\omega_0}{\omega}; \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx 2\delta. \quad (9.65)$$

Отримуємо спрощену залежність для z .

$$Z \approx \frac{rQ^2}{1 + j2Q\delta}. \quad (9.67)$$

9.5. Індукційні властивості відчутників підкласу *RLC*

Індукційні властивості відчутників підкласу *RLC* [56, 57] засновані на використанні явища електромагнетної індукції. Згідно закону електромагнетної індукції, ЕРС у контурі визначається формулою $e = -d\psi/dt$, де ψ – потокозчеплення з контуром. Отже, вихідною величиною індукційного відчутника підкласу *RLC* є ЕРС, а вхідною швидкість зміни потокозчеплення.

У загальному випадку індукційний відчутник являє собою котушку з осердям, яка характеризується деяким загальним параметром Y і ЕРС в якій може індукуватися як наслідок зміни в часі зовнішнього магнетного поля, так і внаслідок зміни в часі параметра Y відчутника. Якщо відчутник знаходиться в однорідному магнетному полі з індукцією B , то в його обмотці, що має w витків, наводиться ЕРС

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -w\frac{d\Phi}{dt} = -w\left(Y\frac{\partial B}{\partial t} + B\frac{\partial Y}{\partial t}\right). \quad (9.68)$$

Узагальнений параметр відчутника $Y = \frac{S\dot{\mu}}{1 + N(\dot{\mu} - 1)} \cos \alpha$ є функцією

чотирьох часткових параметрів α , S , $\dot{\mu}$ і N , де α – кут між магнетною віссю відчутника, співпадаючою з нормаллю до площини обмотки, і вектором магнетної індукції; S – площа поперечного перерізу котушки; μ – магнетна проникність середовища в одиницях μ_0 ; N – коефіцієнт розмагнічування осердя, який визначається формою і співвідношенням розмірів осердя.

Звичайно у відчутнику змінюється один з параметрів при постійних значеннях інших, з рівняння (9.68) можна одержати п'ять часткових рівнянь перетворення індукційних перетворювачів.

При $Y = \text{const}$

$$e[B(t)] = -wS \frac{\dot{\mu}}{1 + N(\dot{\mu} - 1)} \cos \alpha \frac{dB}{dt} \quad (9.69)$$

При $B = \text{const}$

$$e[\alpha(t)] = wS \frac{\dot{\mu}}{1 + N(\dot{\mu} - 1)} \cos \alpha \frac{d\alpha}{dt} \quad (9.70)$$

$$e[S(t)] = -w \frac{\dot{\mu}}{1 + N(\dot{\mu} - 1)} \cos \alpha \frac{dS}{dt} \quad (9.71)$$

$$e[N(t)] = -wSB \frac{\dot{\mu}}{[1 + N(\dot{\mu} - 1)]^2} \frac{dN}{dt} \quad (9.72)$$

$$e[\dot{\mu}(t)] = -wS \cos \alpha \frac{1 - N}{[1 + N(\dot{\mu} - 1)]^2} \frac{d\dot{\mu}}{dt}. \quad (9.73)$$

Для відчутників без осердя рівняння перетворення істотно спрощуються і для основних видів зводяться до наступних:

а) для нерухомого відчутника в змінному магнетному полі ($B = B_m \cos \omega t$, $\alpha = 0$)

$$e = \omega wSB_m \sin \omega t, \quad (9.74)$$

б) відчутник, що обертається з частотою Ω у постійному магнетному полі з індукцією B_0

$$e = \Omega wSB_0 \sin \Omega t; \quad (9.75)$$

в) для контуру, окремі ділянки якого лінійно переміщуються у магнетному полі, змінюючи площу потоку зчеплення з ним,

$$e = \oint_l [vB] dl; \quad (9.76)$$

г) для відрізка довжиною l , що рухається однорідному магнетному полі зі швидкістю v так, що напрями векторів \mathbf{I} , \mathbf{B} і \mathbf{v} взаємно перпендикулярні,

$$e = vBl. \quad (9.77)$$

Індукційні відчутники широко застосовуються для вимірювання параметрів магнетних полів, частоти обертання, параметрів вібрації, витрат рідких речовин тощо.

9.5.1. Відчутники для вимірювання параметрів магнетних полів

Для вимірювання магнетної індукції змінного магнетного поля застосовуються відчутники із стаціонарними (нерухомими) обмотками. Функція перетворення відчутника відповідає рівнянню (9.69). Коефіцієнт перетворення, що пов'язує діюче значення індукованій ЕРС з амплітудним значенням індукції періодично симетрично змінного магнетного поля, визначається виразом

$$K_B = E / B_m = 4k_\phi f w S \cos \alpha \dot{\mu} / [1 + N(\dot{\mu} - 1)], \quad (9.78)$$

де k_ϕ – коефіцієнт форми кривої; f – частота змінного магнетного поля.

При спотвореній формі кривої звичайно вимірюють середнє значення

індукованої ЕРС $E_{cp} = E / k_{\Phi}$.

Для вимірювання індукції постійного магнетного поля можуть бути використані і відчутники з умовно стаціонарною обмоткою, і відчутники з примусовим рухом обмотки.

У відчутниках із стаціонарною обмоткою зміна магнетного потоку, що зчеплюється з витками обмотки, може відбуватися в наслідок зміни самого вимірюваного поля, наприклад при вимірюваннях магнетного поля, що викликається включенням деякого агрегату, або в наслідок одноразової зміни положення самого відчутника - видалення відчутника з магнетного поля або повороту в полі на 90^0 або 180^0 .

Вихідним сигналом такого відчутника є імпульс струму чи імпульс ЕРС, які виникають при зміні повного магнетного потоку. Зміна потоку $\Delta\psi$ пов'язана з ЕРС і струмом як

$$\Delta\psi = \int_{t_1}^{t_2} e dt = r \int_{t_1}^{t_2} i dt = rQ, \quad (9.79)$$

де r – повний опір вимірювального ланцюга з урахуванням опору відчутника;

Q – кількість електрики.

Як інтегратор здебільшого використовується балістичний гальванометр (при інтеграції струму) або магнетоелектричні, фотогальванометричні і електронні веберметри з операційними підсилювачами, що застосовуються для інтеграції ЕРС.

Індукційні відчутники для вимірювання магнетних полів у повітряному просторі здебільшого виконуються у вигляді вимірювальних котушок різної форми, початок і кінець обмотки яких знаходяться в одному місці, щоб не створювалися додаткові контури підведеними дротами.

Для вимірювання напруженості магнетного поля при дослідженні феромагнетних матеріалів використовуються плоскі вимірювальні котушки, які розташовуються на поверхні досліджуваного зразка; при цьому виміряна у повітрі напруженість поля приймається рівною напруженості поля на поверхні зразка.

Для вимірювання магнетної індукції та напруженості неоднорідних магнетних полів доцільно використовувати кульові індукційні відчутники. Магнетний потік, що зчіплюється з такою котушкою, має опис $\Phi = 4\pi r^3 w B_0 / 3$, де B_0 – індукція в центрі відчутника; r – радіус сфери; w – число витків на одиницю довжини осі zz' , яка повинна співпадати з вектором B_0 .

Для вимірювання МРС використовуються індукційні відчутники, що називаються магнетними потенціалометрами і зазвичай виконуються у вигляді рівномірної обмотки на гнучкому ізоляційному каркасі. Обмотка виконується з парним числом шарів так, щоб виходи знаходилися у середині обмотки. Магнетний потенціалометр розміщується у магнетному полі таким чином, щоб його кінці знаходилися в точках А і В, між якими вимірюється ЕРС.

Магнетний потік, що зчіплюється з витками потенціалометра, рівний

$$\psi = Sw\mu_0 \int_A^B H_x dl = Sw\mu_0 F_x. \quad (9.80)$$

Поріг чутливості засобів вимірювань із стаціонарними індукційними відчувниками визначається головним чином механічними перешкодами (вібрації, деформації та акустичні дії), які призводять до коливань відчувника і наведенню додаткової ЕРС, а також дрейфом інтегруючого вихідного визбирувача.

9.6. Відчувники підкласу *RLC* для контролю моменту торкання інструмента до деталі

Для реєстрації торкання використовується відчувник на засадах закону електромагнетної індукції (9.68), тобто наведеної ЕРС у обмотці за рахунок змінного магнетного поля, утвореного електричним струмом. При цьому використовується закон Біо-Саавара-Лапласа:

$$H = \frac{i}{2\pi r}, \quad (9.81)$$

де i – потужність центрального електричного струму;

r – відстань між центром струму та визначеною крапкою простору.

Якщо у це поле встановити електричний контур, то за законом електромагнетної індукції в ньому буде наведена електрорушійна сила e , розмір якої визначається швидкістю зміни магнетного потоку, який перетинає контур,

тобто $e = -\frac{d\Phi}{dt}$. Вимірюючи напругу ЕРС і знаючи залежність між напруженістю H та потоком Φ , є можливість визначити розміри струму i .

Робота такого відчувника досить відома у технічній та науковій літературі [107 - 110]. Здебільшого такий тип відчувника використовується при вимірюванні струму пучків елементарних часточок завдяки його великій чутливості. Цей відчувник конструкційно являє собою кільцеве або прямокутне замкнуте осердя з феромагнетного матеріалу (рис. 9.19). Поверх осердя рівномірно накладена обмотка з мідного дроту. Переріз осердя може бути як прямокутним, так і кільцевим, що залежить від конкретної необхідності при застосуванні.

Електрична схема ввімкнення відчувника до підсилювача відображена на рис. 9.19, а еквівалентна електрична схема – на рис. 9.20, де:

r – радіус осердя відчувника;

S – площа перетину осердя з феромагнетного матеріалу;

w – кількість витків дроту у обмотці відчувника;

R_n – активна частина опору навантаження;

C_n – ємність навантаження;

R_0 – активна частина опору обмотки відчувника;

L – індуктивність обмотки відчувника;

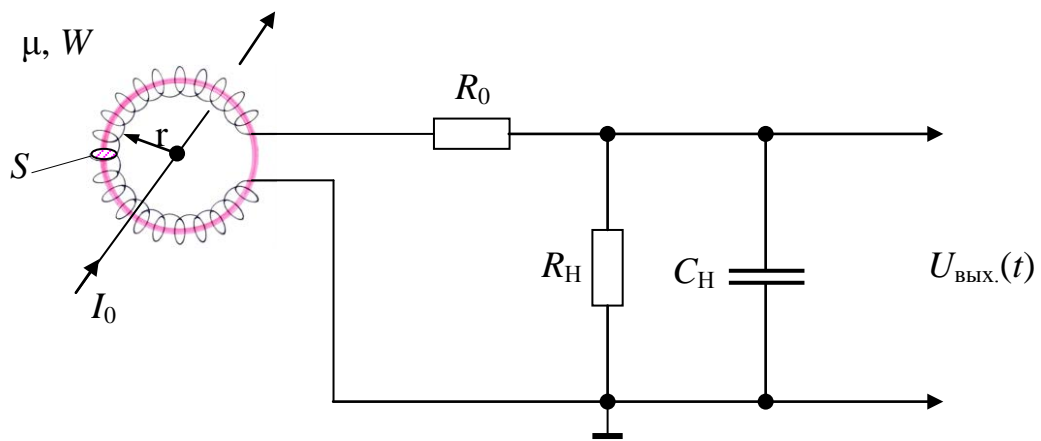


Рис. 9.19. Схема підключення відчутника

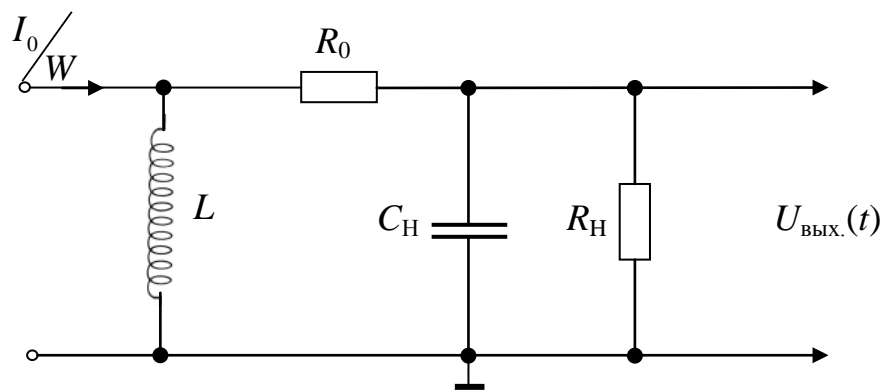


Рис. 9.20. Еквівалентна схема відчутника

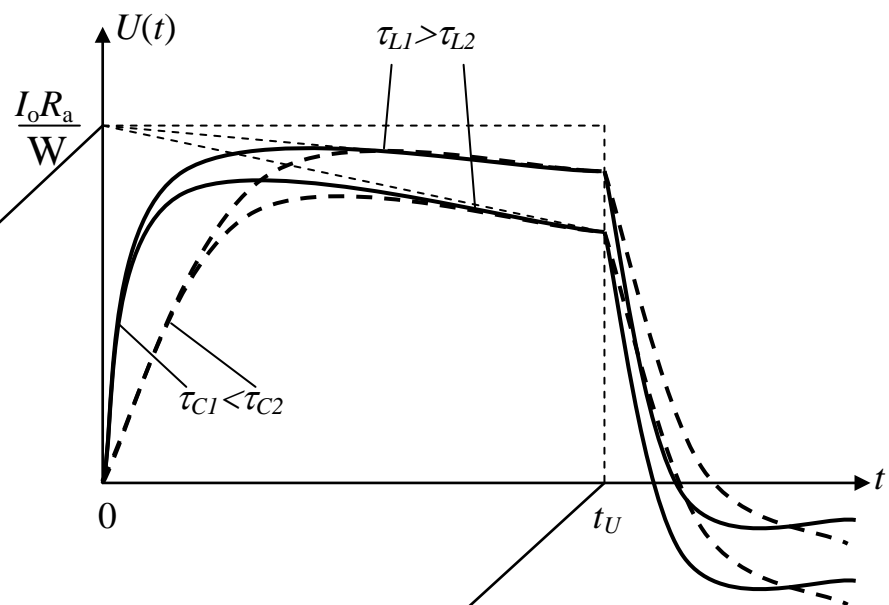


Рис. 9.21. Залежність форми імпульсів вихідної напруги від τ_C та τ_L

μ_a – магнетна проникність матеріалу осердя.

Передаточна функція відчутника має такий вигляд:

$$W(s) = \frac{U(s)}{I(s)} = \frac{k \cdot L \cdot s}{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1}, \quad (9.82)$$

$$\text{де } k = \frac{R_a}{w(R_0 + R_a)} - \text{коефіцієнт трансформації відчутника}; \quad (9.83)$$

$$L = \frac{\mu_a \mu_0 w^2 S}{2\pi r_4} - \text{індуктивність обмотки у Гн}; \quad (9.84)$$

$$T_1^2 = \frac{R_a}{R_0 + R_a} L \cdot C_H \quad (9.85)$$

$$T_2 = \frac{R_0 R_a}{R_0 + R_a} C_H + \frac{L}{R_0 + R_a} - \text{сталі часу відчутника}; \quad (9.86)$$

де r – середній радіус осердя;

R_0 – активний опір обмотки, складений у загальному випадку з активного опору обмотки та еквівалентним втратам у осерді;

R_a – активний опір навантаження;

C_H – ємність навантаження, яка є складеною з особистої ємності – C_0 та паразитної $C_{\text{пар}} = C_3 + C_{\text{мв}}$ (C_3 – ємність обмотки на землю включно з ємністю монтажу, $C_{\text{мв}}$ – міжвиткова ємність обмотки);

$\mu_0 = 0,4 \cdot 10^{-6}$ Гн/м – магнетна стала;

μ_a – початкова магнетна проникність матеріалу осердя (крива намагнічування заміняється лінійною залежністю, оскільки напруженість магнетного поля надто мала).

Передаточна функція відчутника та характер напруги на його виході є залежними від співвідношення параметрів L , C_H , R_0 , R_a . При цьому можливі різні режими роботи магнетоіндукційних відчутників струму.

У апериодичному режимі роботи, за малого опору навантаження $R_a < \frac{\rho}{2}$, де

$$\rho = \left(\frac{L}{C_H} \right)^{\frac{1}{2}} - \text{хвильовий опір відчутника, та при відповідному виборі інших}$$

параметрів вимірювача (число витків – w , початкової проникності осердя μ_a , величини $\frac{S}{2\pi r}$ та ємності навантаження – C_H) смуга частот, перепускаємих відчутником без суттєвих спотворень, досить велика, і форма імпульсів вихідної напруги відповідає формі імпульсів струму, що протікає через його середину. Звідсіля слідує, що відчутник є трансформатором струму з коефіцієнтом трансформації $n = \frac{I}{w}$, а чутливість $S_y = \frac{U_{\text{вих}}}{I}$.

Максимальна чутливість відчутника при досить гарній передачі форми може досягати 10÷15 В/А.

Передаточна функція у цьому режимі може мати такий вигляд:

$$W(s) = \frac{kLs}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (9.87)$$

де $T_1 = \tau_L = \frac{L}{R_0 + R_a}$ - стала часу обмотки,

$T_2 = \tau_c = R_a C_H$ - стала часу заряду ємності навантаження.

При дії прямокутних імпульсів струму вихідна напруга має залежність:

$$U_{\text{вих}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0 \\ U(t) & \text{при } 0 < t < t_i, \\ U(t) - U_0(t) & \text{при } t > t_i \end{cases}, \quad (9.88)$$

$$\text{де } U_{\text{вих}} = \frac{I_0 R_a}{w} \left(e^{-\frac{t_i}{\tau_L}} - e^{-\frac{t_i}{\tau_c}} \right);$$

I_0 – амплітуда прямокутного імпульсу струму;

t_i – тривалість імпульсу струму.

На рис. 9.21 показано форму імпульсів вихідної напруги для різних значень τ_L та τ_c . З рисунку видно, що чим більше τ_L і менше τ_c , тим краще форма вихідної напруги відповідає формі вхідного струму. До цього ж висновку можна дійти, розглядаючи смугу перепускання відчутника, тобто діапазону частот, котрі проходять без спотворень.

В ідеальному випадку ($\tau_c=0$, $\tau_L=\infty$), коли амплітудні та фазові спотворення відсутні на всіх частотах та імпульси вихідної напруги ідентичні імпульсам вхідного струму. Реально ці вимоги виконуються з деяким наближенням, тому про подобу та відповідність форми імпульсів можна говорити з дещо обмеженою точністю залежно від параметрів відчутника.

У коливальному режимі внаслідок збільшеного опору навантаження ($R_a > \rho/2$) відчутник являє собою резонансний контур, збуджений імпульсами струму. Коливальний контур утворюється в цьому випадку індуктивністю відчутника L та ємності навантаження.

Чутливість відчутника S у цьому режимі зростає із збільшенням якості хвильового опору контура.

$$S_0 \approx \left(\frac{\mu_a \mu_0 S}{2\pi r C_H} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{\pi R_0}{4w} - \text{для осердя з круглим перерізом}; \quad (9.89)$$

$$S_{II} \approx \left(\frac{\mu_a \mu_0 b}{2\pi r C_H} \ln \frac{d_1}{d_2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{\pi R_0}{4w} - \text{для осердя з прямокутним перерізом}; \quad (9.90)$$

де d_1 та d_2 – внутрішній та зовнішній діаметр осердя,

b – ширина осердя.

Передаточна функція у цьому випадку має такий вигляд:

$$W(s) = \frac{k \cdot L \cdot s}{T_1 s^2 + T_2 s + I}. \quad (9.91)$$

При дії прямокутного імпульсу струму:

$$U_{\text{вих}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_i \\ U_0(t) & \text{при } 0 < t < t_i \\ U_0(t) - U_0(t - t_i) & \text{при } t > t_i \end{cases} \quad (9.92)$$

де $U_{\text{вих}}(t) = \frac{I_0}{w} \rho e^{-\alpha t} \cdot \sin \omega_0 t$

$$\rho = \left(\frac{L}{C_H} \right)^{\frac{1}{2}}; \quad \alpha = \frac{R_0}{2L} + \frac{I}{2R_a C_H}.$$

Резонансна частота відчутника визначається як $\omega_0 = (LC_H)^{-\frac{1}{2}}$.

З огляду на розрахунки є можливість використання ще однієї формули, що є досить зручна для швидкої оцінки ефективності роботи відчутника:

$$U_{\text{вих}}(t) = 2 \cdot 10^{-7} \mu_a W(S/r) di/dt. \quad (9.93)$$

У цьому режимі відбувається досить значне спотворення форми сигналу, але отримується значно більша чутливість, яка може сягати від 200 до 500 В/А.

Отже, якщо не зосереджувати уваги на проміжних режимах роботи відчутника, то існує два основних, які є можливість використовувати при реєстрації торкання у металообробці, це аперіодичний та коливальний.

Аперіодичний режим роботи використовується при науково-дослідних роботах завдяки великій якості передачі параметрів вхідного сигналу.

Другий режим роботи – коливальний – використовується для реєстрації торкання, наприклад, інструмента поверхні деталі, з великою ефективністю завдяки набагато більшій чутливості і можливості отримання гарного співвідношення сигнал/шум.

9.7. Засади збільшення якісних показників відчутників підкласу *RLC*

З вище наведених формул маємо те, що для підвищення чутливості необхідно збільшення τ_L . Для цього існують наступні засоби:

1. Обрання матеріалу осердя з більшою початковою магнетною проникненістю – μ_a та малими магнетними втратами:

2. Збільшення співвідношення $\frac{S}{2\pi r} \left(\begin{array}{c} b \cdot \ln \frac{d_2}{d_1} \\ \text{або} \frac{d_2}{2\pi} \end{array} \right).$

3. Збільшення числа витків w .

4. Збільшення опору навантаження R_a .

Однаке практичні можливості збільшення τ_L обмежені з низки причин:

1. Доволі обмежений вибір матеріалу осердя, оскільки необхідні матеріали з великою початковою магнетною проникністю у частині високочастотних коливань (до 10^7 Гц). Найбільш зручними є магнетом'які матеріали з ферокераміки на засадах марганцю, нікелю, цинку та заліза, у яких $\mu_{max} = 3000 \dots 4000$ [111 - 114]. Використовувати для цих цілей холоднокатані електротехнічні сталі не вигідно з огляду не стільки на втрати на гістерезис, скільки через зниження робочої частоти. До ферокерамічних матеріалів додаються умови високої вологостійкості та стабільності μ_a у досить широкому діапазоні температур ($0 \dots 60^\circ\text{C}$). Водночас необхідно брати матеріали з досить високою механічною міцністю, оскільки деякі осердя відносно тонкі за товщиною у порівнянні із загальною геометрією

2. На розмір співвідношення $\frac{S}{2\pi r} \left(\text{або } \frac{b \cdot \ln \frac{d_2}{d_1}}{2\pi} \right)$ накладаються обмеження

конструкційного характеру, оскільки збільшення перерізу осердя призведе до збільшення габаритів відчутника. Практично внутрішній діаметр відчутника обмежений діаметром шпинделя верстата або геометрією різального інструмента. Зовнішні розміри відчутників обмежені конструкційними особливостями верстатів та зручністю користування.

Особливо жорстокі вимоги висуваються до товщини осердя відчутників, максимальне значення якої не повинно перевищувати $3 \div 5$ мм. Ця вимога виникає з тих обставин, що узагальнена товщина відчутника обмежує реальні розміри обробного інструмента, тобто його проникності в масу деталі. Всі ці вимоги висувають необхідність використання ферокерамічних матеріалів з досить високою міцністю.

3. Збільшення кількості витків обмотки, нанесеної на осердя, обмежено умовою одноповерховості, і, як наслідок, кількість витків є залежна від діаметру використовуваного дроту.

4. Наступною засадою підвищення якості відчутника є зменшення τ_c . Зменшення τ_c , яка зв'язана з ємністю навантаження C_n , обмежене паразитною ємністю C_{par} , яка у свою чергу складається з поміжвиткової ємності C_{nv} та ємності на корпус та землю C_z і вхідної ємності вимірювальної схеми C_{ex} . Окрім того для відчутників, встановлюємих на токарні верстати, додається ще ємність кабелю C_k .

Збільшення кількості витків w обмотки обмежується зростанням поміжвиткової ємності C_{nv} , що, як наслідок, призводить до зниження робочої частоти чутника і умовного зниження чутливості. На C_{nv} дуже впливає діелектрична проникність матеріалу герметичного захисту відчутника. До такого матеріалу висуваються вимоги малого значення діелектричної проникності та високої вологостійкості. Як показала практична робота у цьому

напрямку максимально ефективними є відчутники, частота яких після збирання витримується у межах на 5...10% більша за робочу частоту системи торкання. Така розбіжність пояснюється температурним дрейфом μ_a – матеріалу осердя та розмірами робочої частоти. Так для робочої частоти у 100 кГц необхідно обирати відчутник з резонансною частотою у 110 кГц, а для частоти 1 МГц частота чутника повинна становити близько 1,05 МГц. Після підключення цих відчутників до реєструючого пристрою (додається C_{ex}) максимальна чутливість підвищується, хоча робоча частота зменшується на 5÷10 % відповідно.

Так, наприклад, вплив розмірів щілини між відчутником та масою верстата утворює ємність, яка є найбільшою складовою у складі C_3 і стабілізується після розміру у 2 мм. Але використання прошарку таких розмірів призводить до невиправданого зростання розмірів відчутника.

5. На якість роботи відчутника впливає також і якість обраних матеріалів, радіоелектронних компонентів та технологія збирання. Між сталою часу відчутника τ_q , його якістю Q_q та резонансною частотою f_0 існує залежність:

$$\tau_q = \frac{Q_q}{\pi f_0}, \quad (9.94)$$

де якість відчутника Q_q є величина, яка складається з трьох основних компонент:

$$Q_q = \left(\frac{1}{Q_k} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \right)^{-1}, \quad (9.95)$$

де $Q_k = \frac{\omega L}{R_0}$ – добротність котушки;

$Q_c = \frac{R_c}{\omega L}$ – добротність магнетопроводу;

$Q_d = \frac{R_d}{\omega L}$ – добротність електричної ізоляції;

R_c – опір втрат у магнетопроводі;

R_d – опір втрат у ізоляції.

З (9.95) маємо те, що на якість відчутника суттєвим чином впливає якість застосованих радіотехнічних матеріалів. Тому для підвищення якості відчутника необхідно обирати матеріали з якомога нижчими значеннями втрат, одночасно звертаючи увагу на робочу частоту відчутника.

Діелектрик, який заповнює поміжвитковий простір, може мати суттєві домішки повітря. Тому еквівалентна діелектрична проникність $\epsilon_{екв}$ повинна враховувати конкретні об'єми самого діелектрика V та повітря V_0 :

$$\epsilon_{екв} = \epsilon \left(1 + 2 \frac{V_0}{V} \frac{1 - \epsilon}{1 + \epsilon} \right); \quad (9.96)$$

та задовольняти умові:

$$\frac{V_0 + V}{V_0 + \frac{V}{\varepsilon}} \leq \varepsilon_{\text{екв}} \leq \frac{V_0 + \varepsilon V}{V_0 + V}, \quad (9.97)$$

де ε - відносна діелектрична проникність матеріалу ізоляції [115].

Ця еквівалентна діелектрична проникність впливає на величину ємності між обмоткою та магнетопроводом, яка має опис:

$$C_{\text{екв}} = \frac{8\varepsilon_{\text{екв}} \cdot \varepsilon_0 \cdot r \cdot n \cdot p}{4a - \pi r}, \quad (9.98)$$

де ε_0 - діелектрична стала, $\varepsilon_0 = (4\pi \cdot 9 \cdot 10^{11})^{-1} = 8,85 \times 10^{-14} \text{ Ф/ст}$,

r - радіус дроту обмотки;

p - периметр одного кола обмотки;

n - кількість кіл обмотки;

a - довжина обмотки (для тороїда $a_T = \pi D_{\text{ср}}$).

6. Для конкретних розрахунків індуктивності відчутника математична залежність (9.84) є не дуже зручною, тому краще користуватись такою залежністю [112] для магнетопроводу круглого перерізу:

$$L_{\text{ч}} = \frac{\mu_a \mu_0}{4} \omega^2 \cdot D \cdot \ln \frac{D_3}{D_6}, \quad (9.99)$$

де D_3 та D_6 - відповідно зовнішній та внутрішній діаметри тору,

D - діаметр перерізу.

Для магнетопроводів прямокутного перерізу

$$L_{\text{ч}} = \mu_a \mu_0 \omega^2 \cdot h \cdot \ln \frac{D_3}{D_6}, \quad (9.100)$$

або

$$L_{\text{ч}} = \frac{\mu_a \mu_0 \omega^2 h t}{\pi D_{\text{ср}}} \quad (9.101)$$

де h, t - вісевий та радіальний розміри поперечного перерізу магнетопровода;

$D_{\text{ср}}$ - середній діаметр кільця магнетопроводу.

При використанні магнетопроводів різного перерізу перевагу слід віддавати магнетопроводам з прямокутною формою. Такий вибір пояснюється можливістю отримання більш тонкого за перерізом осердя, яке займає менше місця у приінструментальному просторі, хоча і існують втрати внаслідок підвищення паразитної ємності на масу верстата.

9.8. Конструкційні особливості відчутників підкласу *RLC*

У зв'язку з особливостями використання електромагнетних чутників виникають особливі вимоги до конструкції магнетопроводів та корпусів, що використовуються при встановленні на металообробне обладнання. При

розробці електромагнетних відчутників до металообробного обладнання необхідно враховувати наступні вимоги:

- осердя відчутника повинно як найщільніше прилягати до маси інструмента або шпинделя для отримання максимального зв'язку по електромагнетному полю;
- обмотка повинна бути розташована в один шар для отримання мінімальних розмірів;
- магнетопровід з обмоткою необхідно герметизувати від можливого попадання металевого та рідинного бруду;
- корпус повинен виконуватись з немагнетних матеріалів з низькою електропровідністю та високою вологостійкістю.

Конструкція осердя, виконаного з ферокерамічних матеріалів, зображена на рис. 9.22. З огляду на технологічні особливості конструкції ОЦ осердя виконуються у формі нерозрізного кільця, а для токарних верстатів - з двох однакових П-подібних осередь. Обмотка дротом виконується у один шар, як це зображено на рис. 9.23, та скріплюється електротехнічними лаками та епоксидними смолами холодного твердіння.

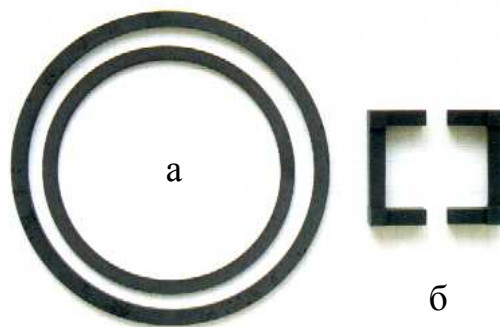


Рис. 9.22. Осердя з ферокераміки для електромагнетних відчутників, де: а – осердя для фрезерних верстатів, б – осердя для токарного інструмента



Рис. 9.23. Приклади виконання відчутників для ОЦ, де: а – осердя з обмоткою, б – ферокерамічне осердя

Попередні підсилювачі більш ефективні, коли виконані на електронних компонентах SMD та подібних технологіях (рис. 9.24). Монтаж електронної плати підсилювача для токарних верстатів виконується разом з комутатором у одному блоці, тоді як для ОЦ він може бути виконаний безпосередньо з самим відчутником у одному корпусі (рис. 9.25, б,в).

Складені у корпусах відчутники (рис.9.25) герметично залиті водотривкими сумішами холодного отвердіння. Роз'єми з'єднання відчутників повинні забезпечувати герметичність з'єднання з системою контролю, якщо це з'єднання знаходиться у безпосередній близькості до робочої зони.



Рис. 9.24. Приклади виконання попереднього підсилювача для відчутника ОЦ на мікроелектронній базі SMD

9.9. Основні принципи побудови СКТ підкласу *RLC*

На сьогодні існує три основних різновиди побудови схем контролю торкання інструмента до деталі на засадах властивостей відчутників підкласу *RLC*. Всі ці варіанти використовують у першу чергу властивості індуктивного елемента реагувати на зміну магнетного поля, у середовищі якого він знаходиться.

Ще однією особливістю застосування відчутників *RLC* є те, що їх розташування тісно пов'язано з електричним контуром, який виникає при торканні інструмента до деталі. Для отримання високоякісного сигналу необхідно, щоб цей контур був охоплений осердям відчутника.

До найбільш простого конструкційного рішення відноситься СКТ, яка використовує принцип короткозамкненого трансформатора (пат. Японії) (рис.9.26).

Принцип дії подібної конструкції наступний. Генератор змінного струму виробляє синусоїдальний сигнал, який надходить до індуктивності (відчутника) через опір R_0 . при відсутності контакту між інструментом та деталлю встановлюється якийсь обмежений струм i_0 . при цьому на баластному опорі R_0 встановлюється напруга U_B^0 , яка є крапкою відліку між торканням та неторканням. Ця напруга (U_B^0) є опорною при визначенні процесу торкання та неторкання. При торканні інструмента до деталі утворюється короткозамкнений виток, який внаслідок свого малого опору починає

споживати значний струм. Це призводить до значного зростання струму живлення від генератора Г.

Збільшення струму живлення до величини i_T вважається за реалізоване торкання. Тобто система реагує на ситуацію, коли

$$U_0 = i_0 R_B \rightarrow \text{неторкання}$$

$$U_T = i_T R_B \rightarrow \text{торкання.}$$

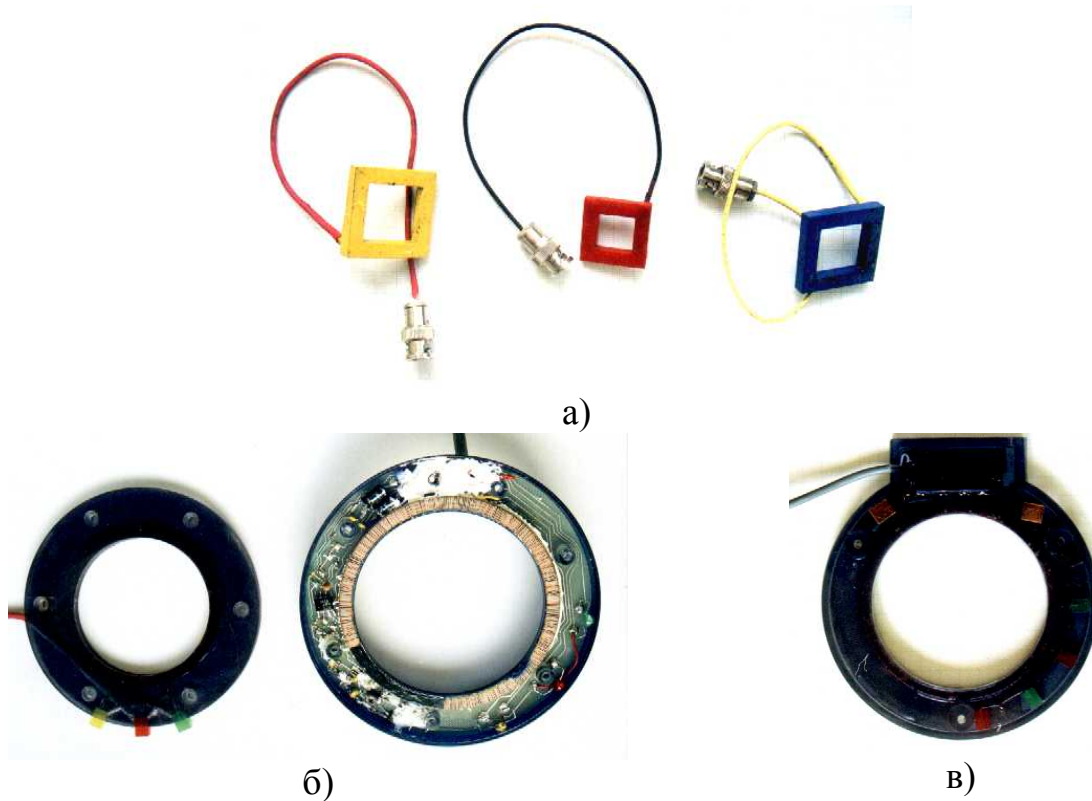


Рис.9.25. Приклад монтажу електромагнетного відчувника, де: а – для токарних верстатів, б, в – для фрезерних верстатів та ОЦ

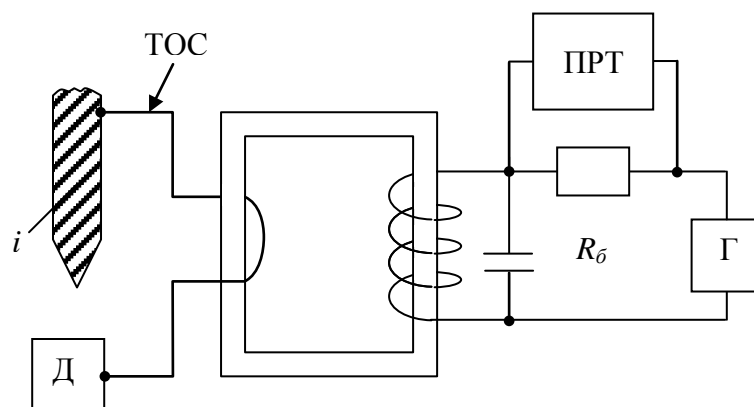


Рис. 9.26. Принцип дії відчувника RLC при використанні ефекту короткозамкненого трансформатора, де: ПРТ – прилад реєстрації торкання; Г – генератор змінного струму; R_b – баластний опір; ТОС – технологічна обробна система (верстат); i – інструмент; Д – деталь

Звісно, що за цієї ситуації завжди повинен бути опорний рівень, тобто $U_0 = i_0 R_b$. Досить простого погляду на цей принцип роботи, щоб зрозуміти, що в основі його роботи полягає стрибкоподібна зміна магнетного поля.

Наступний принцип дії полягає у передачі інформації від генератора поля до його приймача. Цей принцип дії розглянемо на засадах (пат.Японії). у цьому випадку реєстрація моменту торкання відбувається за подібним принципом, а саме зміни магнетного поля у системі ТОС. Але на відміну від попереднього замість резистора R_b використовують приймач підкласу RLC (рис. 9.27).

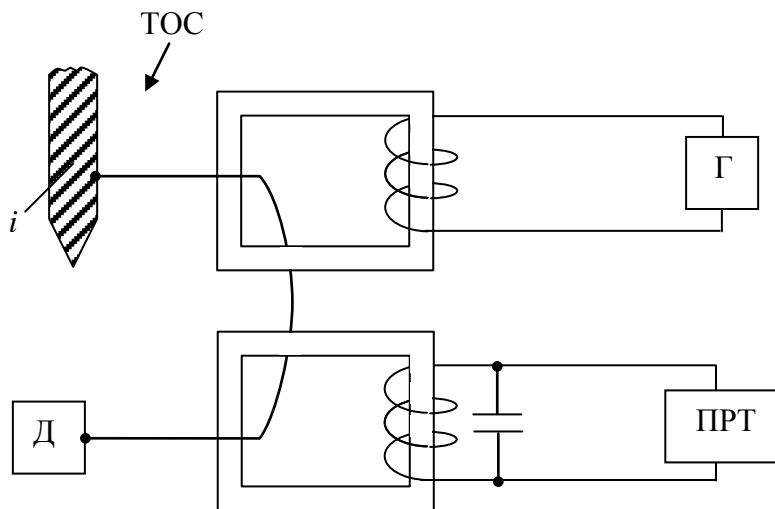


Рис. 9.27. Принцип дії відчувника підкласу RLC при передачі електромагнетного поля, де: ПРТ – прилад реєстрації торкання; Г – генератор змінного струму; R_b – баластний опір; ТОС – технологічна обробна система (верстат); i – інструмент; Д – деталь

Недоліки попередньої конструкції, а саме співвідношення сигнал/шум призвели до подальшого її удосконалення. З цією метою було введено додаткове феромагнетне осердя навантажене на ПРТ. Це надало можливість значно знизити шумову компоненту. У цьому випадку в мить контакту між інструментом та деталлю виникає струм, який утворює навколо себе електромагнетне поле. Це поле реєструється приймальною частиною прилада. Тобто знов передача інформації відбувається за рахунок стрибкоподібної зміни магнетного поля.

Аналізуючи роботу цих приладів необхідно помітити, що за їх технічних даних вони реагують на струм у контурі ТОС величиною 17 мкА і більш.

Реєстрація моменту торкання у цих приладах відбувається за однією типовою схемою (рис. 9.28). Сигнал, який надходить з чутливого елемента (опір або відчувник RLC) необхідно підсилити, а потім виділити постійну сталу. Наразі отримуємо сигнал у вигляді напівсинусоїди.

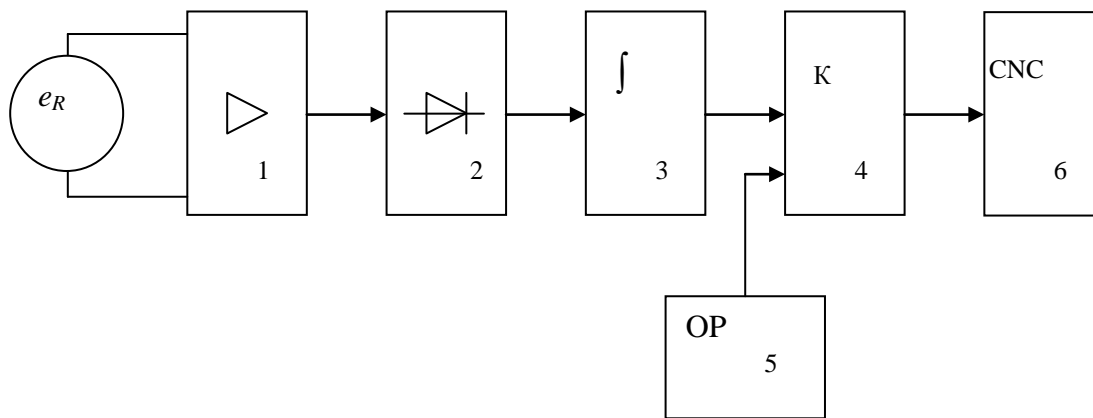


Рис. 9.28. Блок-схема вибірювача інформації про торкання, де: e_R – ЕРС відчутника, 1 – попередній підсилювач, 2 – випрямляч, 3 – інтегратор, 4 – компаратор, 5 – задавач опорного рівня, 6 - система CNC

Для того, щоб здійснити згладжування напівсинусоїдального сигналу, використовують інтегруючий ланцюг або інтегратор на ОП. Отриманий сигнал надходить до компаратора. Для того, щоб врівноважити схему необхідно у компараторі встановити опорний рівень, відносно якого вирішується питання торкання – неторкання. Для цього існує задавач опорного рівня. Компаратор навантажений на вхідні пристрої CNC.

Оскільки обидва принципи побудовані за приблизно однаковою системою, то і мають вони приблизно однакові характеристики щодо своїх переваг та недоліків.

Перший недолік – це низька чутливість до моменту торкання. За технічних даних це становить 17 мкА у ТОС.

По-друге, низька робоча частота (32625 Гц), яку може використовувати подібна система. Ця вада пояснюється тим, що джерелом магнетного поля є феромагнетне кільце, яке охоплює масу шпинделя, інструмента тощо. При таких частотах втрати на перемагнічування, гістерезис та інше призводить до того, що необхідно значно збільшувати потужність генератора, тому цей принцип знаходиться на межі своїх можливостей, занадто низька частота.

По-третє, пристрій реєстрації торкання має суттєву ваду, а саме у ланцюгу обробки присутній інтегратор, що не дає з відповідною точністю визначити час аналізу на торкання (це буде розглянуто далі).

По-четверте, відносно низьке співвідношення сигнал/шум, який станове порядку 15–20 дБ.

Наступний варіант побудови системи реєстрації торкання на засадах відчутника підкласу RLC , заснований на природньо-технічних умовах, які виникають у масі верстата. На відміну від попередніх принципів роботи цей принцип заснований на засадах того, що у масі верстата, а це є велика електромагнетна маса, виникають струми під дією зовнішніх та внутрішніх електромагнетних полів. У цьому випадку електромагнетна система верстата

може бути уявлена як сукупність контурів RLC , у кожному з яких реалізується певний електромагнетний спектр $S(\omega)$ (розд. 3).

Принцип роботи такої системи відображено на рис. 9.29.

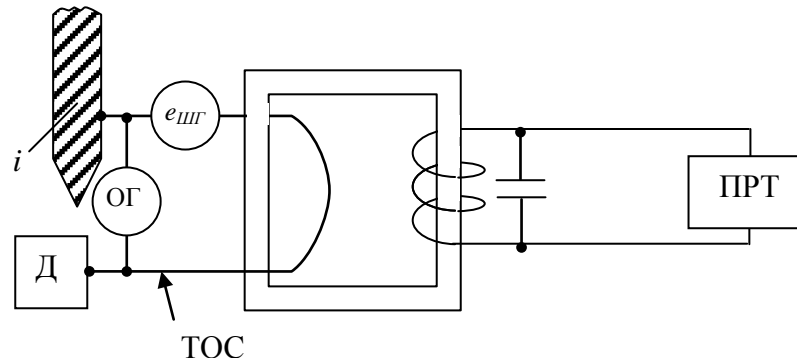


Рис. 9.29. Принцип дії відчутника підкласу RLC при роботі у зоні шумового тла, де: $e_{шг}$ – генератор природнього шуму; ОГ – опорний генератор.

У цьому випадку відчутник RLC налагоджується на конкретну гармоніку з спектру $S(\omega)$. Оскільки спектр $S(\omega)$ є досить рівномірним у межах резонансної частоти це надає можливість будувати відчутники, які мають властивості до чутливості свого розташування у електромагнетному полі. Широкий спектр $S(\omega)$ дозволяє налагоджуватися на досить високі частоти, оскільки приповерхнєве магнетне поле визначається скін-ефектом [56, 57].

Генератор природного шуму ($e_{шг}$) забезпечує надійну сталу роботу використовуваного принципу. Але існує проблема стабільності шумового тла, оскільки воно впливає на стабільність зони присутності. Для цього у систему необхідно вводити спеціальний генератор підтримки фізичного принципу роботи []. При цьому генератор створює відповідні струми у тлі верстата і, як наслідок, стабілізацію польової структури деталі. На відміну від попередніх принципів роботи при відсутності торкання шумова компонента дуже мала, фактично це шумове тло верстата. При контакті різального інструмента з деталлю виникає стрибок струму, який реєструється відчутником. На відміну від попередніх принципів роботи цей принцип відчуває стрибки у $1\div 3$ мкА. Окрім того, частота роботи такого відчутника може сягати 1 МГц, що значно вище за попередні показники.

Розташований в системі ТОС відчутник магнетного поля дозволяє вимірювати надслабкі зміни магнетних полів пов'язані з рухливою частиною ТОС. Тобто, реєструючи сигнал відчутника і водночас оцінюючи його амплітуду, є можливість орієнтовно оцінювати відстань між інструментом та деталлю і на основі цього заздалегідь приготуватись до моменту торкання, а велика швидкість розповсюдження електромагнетного поля дозволяє отримати велику швидкодію у порівнянні з іншими системами.

9.10. Побудова універсальної системи торкання для металообробного обладнання

Загальний принцип роботи системи торкання пояснена блок-схемою пристрою, яка реалізує принцип за рис. 9.29, відображена на рис. 9.31.

Процес роботи йде у два етапи.

На першому етапі при наближенні різального інструмента до деталі у щілині, утвореній між ними, виникає слабе змінне магнетне поле, котре модулює основне магнетне поле системи ТОС.

На другому етапі, коли є фізичне торкання твердих тіл (тобто РІ та деталі), відбувається стрибокове збільшення магнетного поля струмом, який виникає у випадку замикання системи ТОС. Така ситуація спостерігається у випадку, коли відстань між інструментом та деталлю менше за $0...200\text{\AA}$ (від 0 до 0,02 мкм).

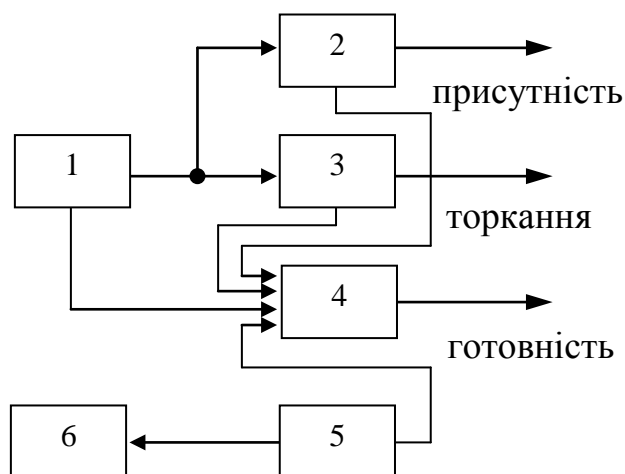


Рис. 9.31. Структурна схема електромагнетної системи контролю процесу металообробки: де: 1 – електромагнетний відчутник; 2 – канал присутності; 3 – канал торкання; 4 – канал готовності; 5 – генератор змінного струму; 6 – металообробний верстат

На рис. 9.32 надано схему побудови зони присутності для деталі циліндричної форми, закріпленої у патроні токарного верстата з підтримкою у пінолі.

Основним недоліком систем торкання є наявність динамічної похибки визначення моменту торкання. Це дуже сильно обмежує можливості реєстрації моменту торкання при контактуванні твердих тіл. Реєструвати цей момент можливо з достатньою точністю та швидкістю тільки за наявності системи попередження зустрічі твердих тіл.

Контроль процесу торкання різального інструмента та заготовки здійснюється завдяки приладнанню до системи ТОС (технологічна обробна система) відчутника електромагнетного поля, і по зміні цього поля реєструють

присутність інструмента на близький відстані від деталі, а згодом і саме торкання інструмента та деталі.

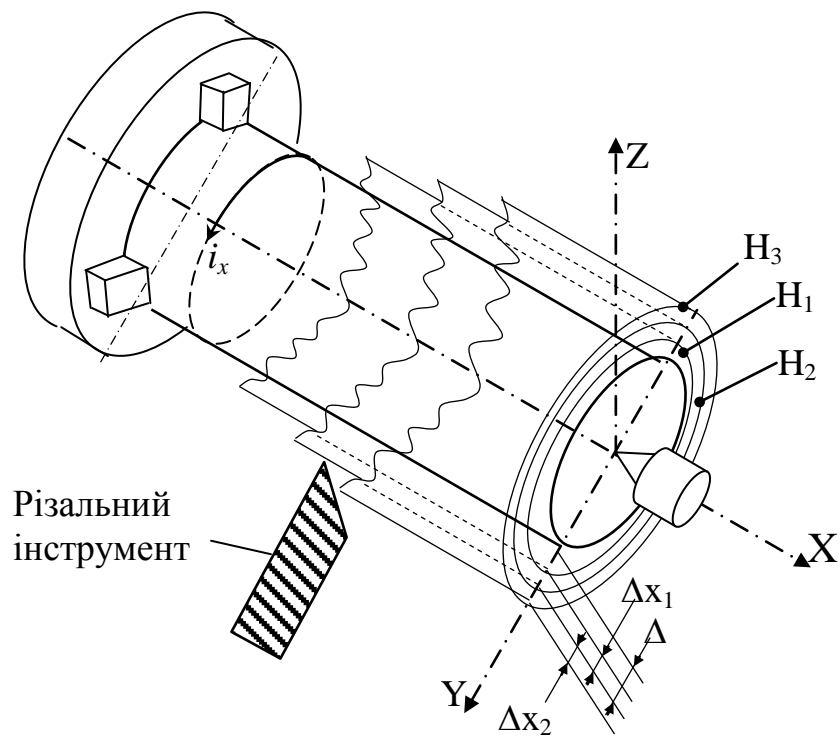


Рис.9. 32. Природня зона присутності

Розташований в системі ТОС відчутник магнетного поля дозволяє вимірювати надслабкі зміни магнетних полів пов'язані з рухливою частиною ТОС.

Тобто реєструючи сигнал відчутника і водночас оцінюючи його амплітуду є можливість орієнтовно оцінювати відстань між інструментом та деталлю і на основі цього заздалегідь приготуватись до моменту торкання, а велика швидкість розповсюдження електромагнетного поля дозволяє отримати велику швидкодію у порівнянні з іншими системами.

У зв'язку з цими обставинами прилад має два канали. Перший канал відпрацьовує сигнал “присутності”, а другий безпосередньо саме “торкання”.

9.11. Визбирувачі корисного сигналу

Першочерговою задачею при побудові СКТ є створення швидкодіючого захисту від перешкод.

Найбільш проста схема, яка це реалізує, є інтегратор. Наразі побудувати цей прилад можна за двома основними принципами: аналоговим та цифровим.

Звичайний інтегратор (рис. 9.33,а) має АЧХ, яка визначається як низькочастотний фільтр. При проходженні через нього синусоїдальної напруги \dot{U}_1 вихідна напруга визначиться як:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (9.102)$$

Модуль коефіцієнту передачі

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (9.103)$$

Графік $K=f(x)$ відображено на рис. 9.33. При дії прямокутного імпульсу (рис. 9.33,в) на виході інтегратора вихідна напруга змінюється за законом (рис.9.33,г):

$$U_2(t) = U \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (9.104)$$

Орієнтуючись на рівні, загальноприйняті у імпульсній радіоелектроніці, тобто $0,1U$; $0,5U$; $0,707U$; $0,9U$ можна отримати залежності t_ϕ та t_c від цих рівнів, тобто:

$$\left. \begin{aligned} 0,1U &= U \left(1 - e^{-\frac{t_1}{RC}} \right) \\ 0,5U &= U \left(1 - e^{-\frac{t_2}{RC}} \right) \\ 0,707U &= U \left(1 - e^{-\frac{t_3}{RC}} \right) \\ 0,9U &= U \left(1 - e^{-\frac{t_4}{RC}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (9.105)$$

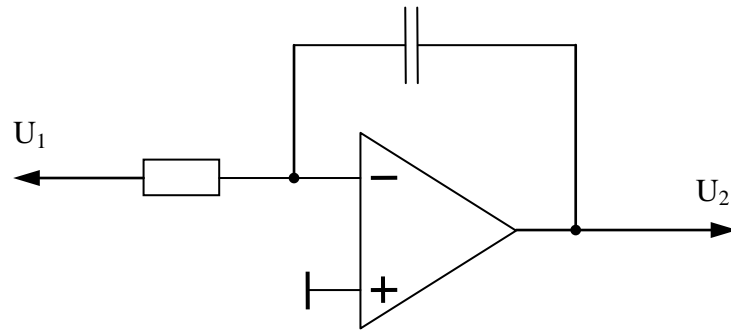
Звідкіля слідує

$$\left. \begin{aligned} t_\phi(0,1) &\approx 0; \\ t_\phi(0,5) &= -RC \ln 0,1 + RC \ln 0,5 = 1,6RC; \\ t_\phi(0,707) &= -RC \ln 0,1 + RC \ln 0,707 = 1,95RC; \\ t_\phi(0,9) &= -RC \ln 0,1 + RC \ln 0,9 = 2,2RC; \end{aligned} \right\} \quad (9.106)$$

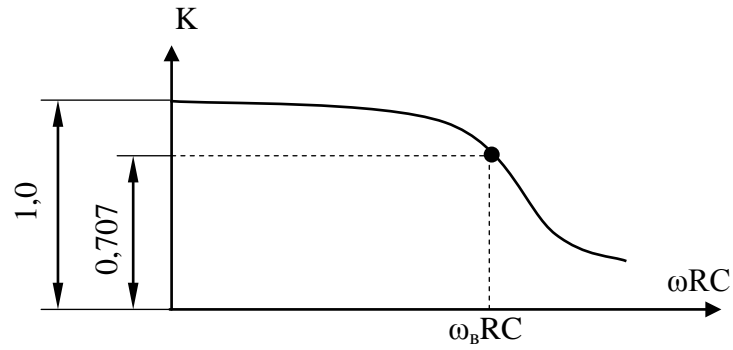
Аналогічно час спаду імпульсу t_c :

$$\left. \begin{aligned} t_c(0,1) &= 2,2RC \\ t_c(0,5) &= t_\phi(0,5) = 1,6RC \\ t_c(0,707) &= 1,07RC \\ t_c(0,9) &\approx RC \end{aligned} \right\} \quad (9.107)$$

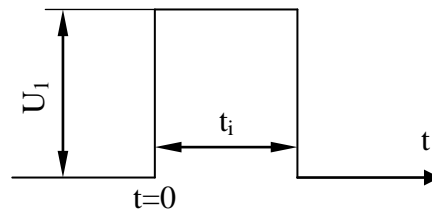
Для реєстрації торкання можуть бути обрані якісь з цих рівнів (9.105). Перевага віддається високим значенням, оскільки це підвищує перешкодозахищеність всієї системи, але пов'язано з втратою швидкодії.



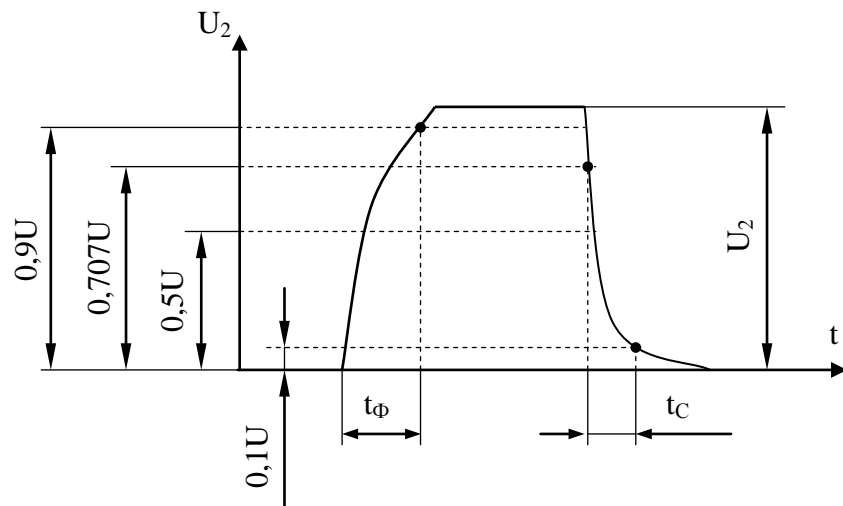
а)



б)



в)



г)

Рис.9.33. Принцип дії інтегрального аналізатора аналогового типу, де а – принципова електрична схема, б – АЧХ, в – вхідний імпульс, г – реакція інтегратора на вхідний імпульс

Якщо зважити на те, що час інтегрування рекомендовано обирати щонайменш з десятикратним запасом для отримання якісного процесу, то втрати в часі можуть бути досить суттєвими. Сигнал торкання на рис. 9.33 є ідеалізованим на відміну від реального. Реальний сигнал відчутника є синусоїдальним з модуляцією по амплітуді якістю контакту. Як наслідок, сигнал є подроблений по амплітуді з періодом слідування основної частоти відчутника. В такому випадку виникає проблема реєстрації послідовності імпульсів з нестабільною амплітудою, частина яких буде реєструватись, а частина - ні. Як наслідок це призводить до нестабільності часу визначення торкання t_m , за рахунок неможливості точного визначення часу проходження першого періоду. Окрім того, на визначення часу торкання, як було приведено вище, впливає значною мірою нахил переднього фронту, що може призвести до сильного інформаційного спотворення цієї важливої інформації.

При виході з торкання - встановлення значного рівня, наприклад, 0,9A чи 0,707A, може відбуватися захоплення до корисного сигналу модуляційних складових процесу торкання. Таке явище надто небажане, оскільки об'єкти з торкання не вийшли, а сигнал про його відсутність вже утворюється. Тому для гарантованої якості отримання вихідного сигналу необхідно обирати якомога нижчі рівні, за якими йде ідентифікація відсутності торкання. З іншого боку наявність затягнутих фронтів спаду при інтегруванні змушує піднімати ідентифікаційний рівень вище. Окрім того, низький рівень (наприклад 0,1A) потрапляє на відрізок надто похилого спаду сигналу, що взагалі не дає можливості визначити більш-менш точно час виходу з торкання. Ці протилежні вимоги можуть бути задовільнені залежно від задачі, яку виконує система торкання. Якщо необхідно просто підтримувати сам факт торкання інструмента з деталлю підчас металообробки, то вихідний рівень обирається низький близько 0,1A, що цілком задовольняє систему CNC за швидкодією. Якщо необхідно вимірювати шорсткість поверхні та її геометрію у динаміці, потрібна надвисока швидкодія на межі можливостей системи CNC. Відповідно до цього рівні повинні обиратись досить високі за визначенням “торкання” і “неторкання”. Всі ці невизначеності стосовно аналогового інтегратора разом з малосталими параметрами ускладнюють конструкцію аналізатора торкання та унеможливають отримати більш-менш певний результат.

Усіх цих недоліків значною мірою полишені цифрові інтегратори. Відсутність у прямому каналі значних інтегруючих кіл дає можливість отримувати на вході в аналізатор торкання практично не спотворений за амплітудою сигнал. Це дозволяє дуже швидко ідентифікувати процес “торкання” та “не торкання” і досить легко ідентифікувати перешкоди, котрі виникають при роботі на металообробному обладнанні. Імпульсна перешкода, котра досягає аналізатор торкання (рис. 9.34), являє собою згасаючі коливання синусоїдального вигляду за законом e^{-t} . Межа, яка розподіляє сигнал за амплітудою на “торкання” та “не торкання”, проходить по огибаючій e^{-t} .

Всі сигнали, котрі за своїми параметрами не досягають цієї огинаючої, ідентифікуються як “не торкання”, а всі вищі за неї – як “торкання”. Отже, обираючи рівень реєстрації по амплітуді та підраховуючи кількість імпульсів, які задовольняють цій вимозі, є можливість, навіть при наявності значної перешкоди, досить швидко і переконливо отримувати та ідентифікувати сигнал торкання. Процес розпізнавання проходить значно швидше та надійніше за звичайний аналоговий інтегратор.

На рис. 9.34 відображено принцип дії цифрового інтегратора при перешкоді та сигналі торкання. Сигнал торкання має огинаючу (крива 1 на рис. 9.34), яка

змінюється за законом $U \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_u}} \right)$. Якщо встановлено якийсь рівень

реєстрації сигналу, відмінний від рівня $0,1U$, то час, необхідний для визначення сигналу торкання буде визначатися кількістю періодів синусоїдального сигналу до перевищення його амплітудою рівня реєстрації. У такому випадку час, необхідний для визначення факту торкання аналізатором згідно [116, 117], дорівнює:

$$t_T = \tau_B \ln 10 k_p \cdot \sin(k_i \pi + \alpha) + (k_i - 1) T_0, \quad (9.108)$$

де τ_B – постійна часу відчутника;

$k_p = 0,1 < k_p \leq 0,9$ – коефіцієнт рівня;

k_i – черговий номер періоду, амплітуда якого перевищила рівень реєстрації;

T_0 – період резонансних коливань відчутника.

Перешкода, яка має огинаючу $Ue^{-\frac{t}{\tau_u}}$ (крива 2 на рис. 9.34), не може бути зареєстрована за таких умов, оскільки час дії перешкоди t_n в аналізаторі значно менший за час реєстрації сигналу торкання t_T , тобто:

$$t_n \ll t_T. \quad (9.109)$$

Виходячи з умов форми огинаючої перешкоди та сигналу торкання, є можливість визначити координати точки перетину цих двох кривих для визначення мінімальних значень часу торкання, амплітуди реєстрації за відомими параметрами відчутника τ_B та f_0 , тобто:

$$\begin{aligned} t_T &= \tau_B \cdot \ln 2 = \tau_B \cdot 0,695; \\ k_p &= \frac{1}{2}. \end{aligned} \quad (9.110)$$

Окрім того є можливість вивести залежність, за якою визначається параметр k_i , тобто:

$$f_0 = \frac{k_i}{\tau_B \cdot \ln 2}; \quad k_i = f_0 \cdot \tau_B \cdot \ln 2. \quad (9.111)$$

Для великих значень робочої частоти відчутника, коли на загальний час визначення факту торкання починає впливати час утворення сигналу “торкання” – $t_{фт}$, його необхідно враховувати, якщо виконується умова

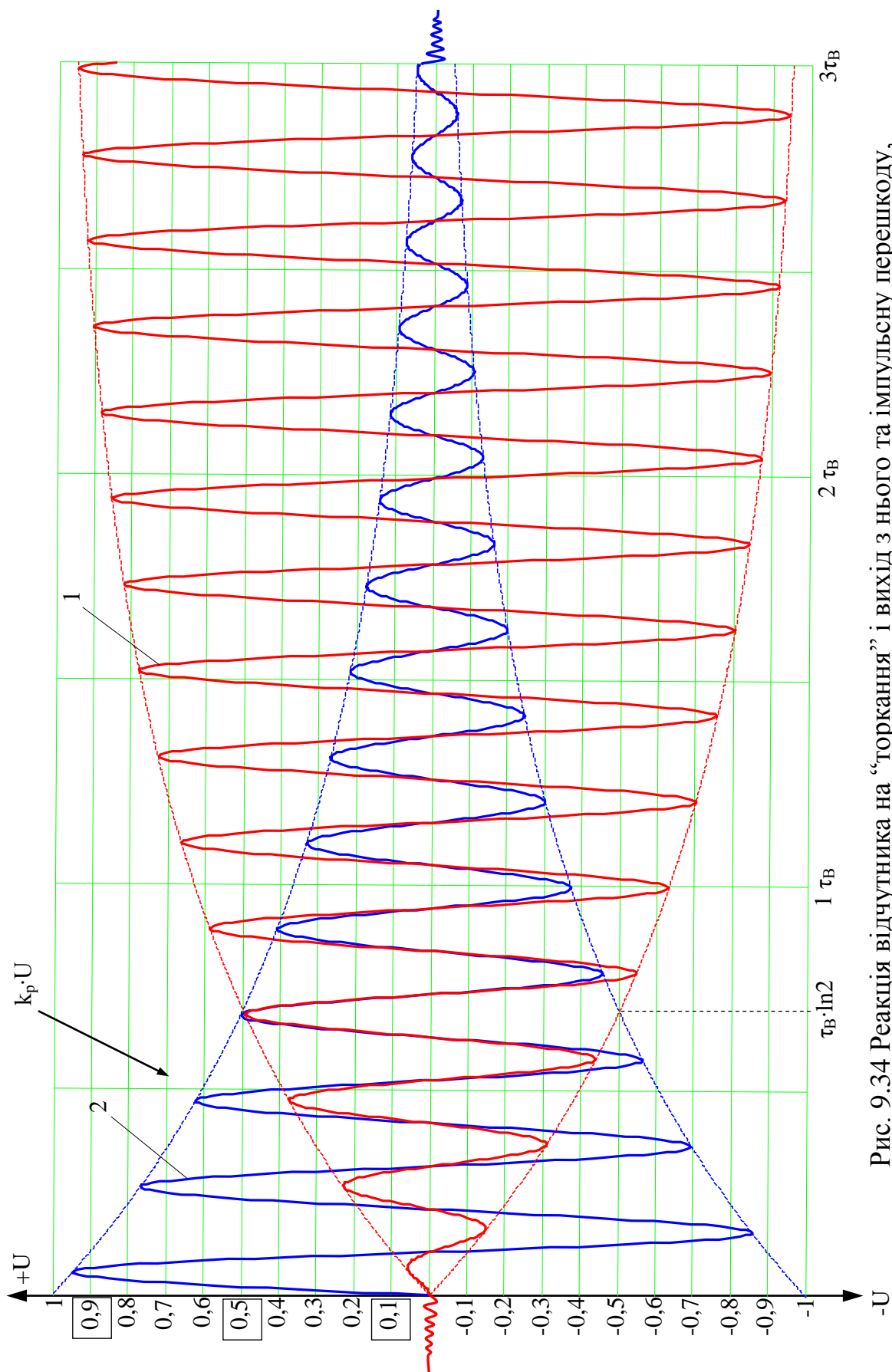


Рис. 9.34 Реакція відчутника на “торкання” і вихід з нього та імпульсну перешкоду, де 1 - сигнал торкання та його огинаюча; 2 - сигнал виходу з торкання та імпульсної перешкоди.

$t_{\text{фт}} \geq T_0/4$. Тобто у виразі (9.108) треба додавати $t_{\text{фм}}$:

$$t_T = \tau_B \ln 10 k_p \cdot \sin(k_i \pi + \alpha) + (k_i - 1)T_0 + t_{\text{фт}}. \quad (9.112)$$

Реєстрація виходу з торкання за умови перевірки наявності сигналу торкання за обраним рівнем кожний період T_0 при високій швидкодії, або кожні $k_i T_0$ при низькій швидкодії, тобто:

$$t_{\overline{T}B} = T_0 + t_{\overline{\phi T}}; \quad t_{\overline{T}H} = k_i T_0 + t_{\overline{\phi T}}. \quad (9.113)$$

Час формування $t_{\overline{\phi T}}$ враховується за тих самих умов, що і торкання.

Таким чином цифровий інтегратор дає більш якісну характеристику захищеності, ніж звичайний аналоговий. Окрім того, досить легка апаратна реалізація і простий механізм налагодження на рівень реєстрації та час $k_i T_0$.

Підсумовуючи розгляд аналізатора, є можливість на засадах вірогідності розподілу амплітуд можливих перешкод (рис. 9.35, а), визначити залежність часу аналізу від амплітуди очікуваної перешкоди рис. 9.35,б. З графіка видно, що чим менша амплітуда сигналу, тим більше часу необхідно для визначення факту торкання. Це впливає з того факту, що розрізнити корисний сигнал на тлі перешкод стає дедалі важчим.

9.12. Електромагнетний чутник торкання інструмента і деталі для верстатів з CNC

Сутність системи торкання доповнюється пристроєм, що реалізує запропонований спосіб (рис.9.36 (патент UA30120)).

Відчутник 1, вловлюючи змінне магнетне поле, генерує на своєму виході ЕРС, пропорційну його потужності.

Логарифмічний підсилювач 2 підсилює його та по зв'язковому кабелю передає на вхідний повторювач 3. Повторювач 3 розподіляє сигнал у канали сигналу “присутності” (верхній за рис.9.36) та “торкання” (нижній за рис.9.36). У каналі “присутності” сигнал надходить до амплітудного параметричного шумоподавляча 5, котрий затримує шумову компоненту сигналу. Після цього сигнал надходить до буферного підсилювача 7, котрий підсилює сигнал до необхідної величини, та додає постійний потенціал зміщення рівнем, трохи меншим за потенціал, який виробляється джерелом напруги 10. Сигнал з буферного підсилювача 7 надходить до компаратора 21, на опорний вхід якого подається напруга від джерела напруги високого рівня 9 через електронний ключ 14. Електронний ключ 14 у вихідному стані підключає джерело високої напруги 9 до опорного входу компаратора 21 і одночасно подає струм до оптронної розв'язки 13, котра формує потенціал команди “СП” (сигнал присутності - відсутній). Отже, при наявності сигналу достатньої величини на вході компаратора 21 на його виході формується послідовність імпульсів, яка надходить до логічного елементу (кон'юктор) 23, та рахівний вхід десятичного лічильника 24, та вхід скиду двійкового лічильника 30, припиняючи його роботу.

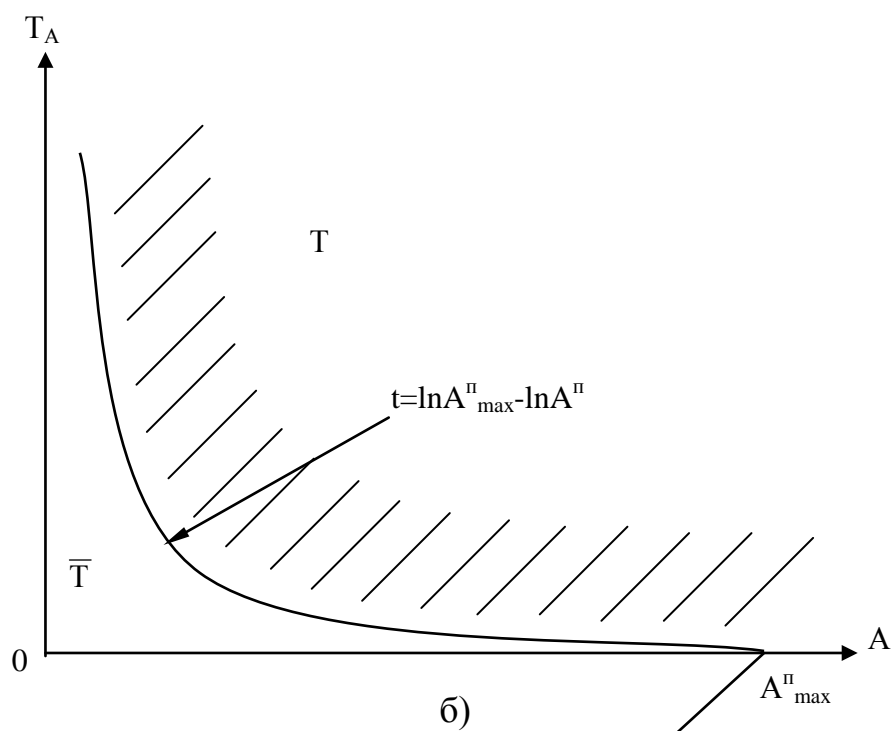
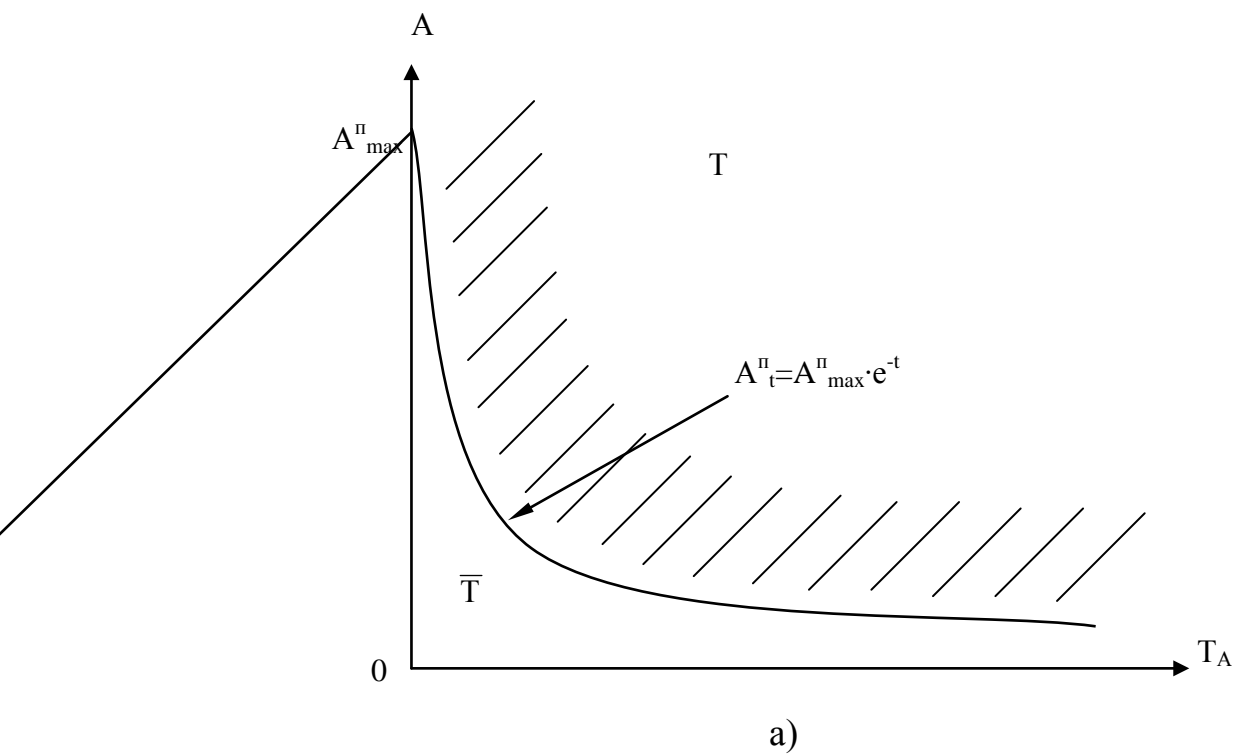


Рис.9.35. Залежність часу, необхідного для визначення факту торкання, від амплітуди перешкод, де а – залежність амплітуда-час, б – залежність час-амплітуда

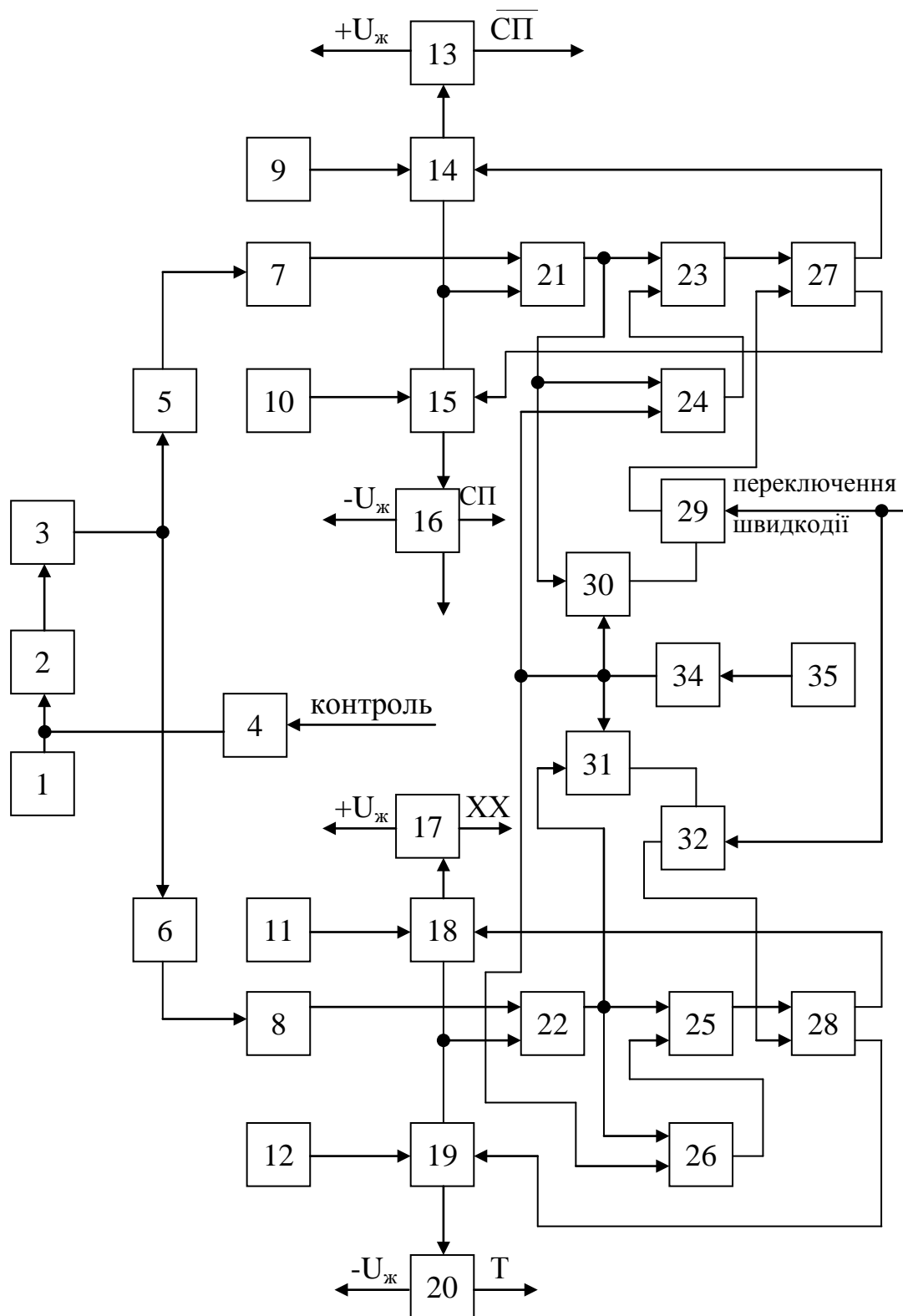


Рис. 9.36. Блок-схема системи контролю торкання інструмента поверхні деталі

Окрім того, на вхід скиду лічильника 24 надходять імпульси з лічильника подільвача 34, який утворює їх на основі сигналів генератора тактової частоти 35. Отже, коли надходить імпульсна перешкода (поодинокі або гуртова), лічильник 24 відраховує необхідну кількість імпульсів (кількість яких встановлена у рахівнику) і подає на другий вхід логічного елементу 23 сигнал високого рівня відкриваючи його. Тобто, якщо лічильник 24 був встановлений на вирахування n імпульсів, то імпульс $n+1$ проходить через логічний елемент 23, переводячи D -тригер 27 у протилежний стан. Якщо це не відбувається у встановлений термін часу, який дорівнює періоду слідування імпульсів 34, то лічильник 24 скидається ними в "0" та чекає надходження нових імпульсів. При цьому тригер 27 своїм першим виходом переводить ключ 14 у розімкнений стан, а другим відкриває електронний ключ 15. У цьому випадку джерело високої напруги 9 та оптронна розв'язка 13 відключаються, а джерело низької напруги 10, та оптронна розв'язка 16 включаються, сповіщаючи на керуючий рухом інструмента пристрій про наближення інструмента до деталі.

Одночасно імпульси з компаратора 21 надходять до двійкового лічильника 30, який відлічує імпульси з входу лічильника 34. Лічильник 30 своїм виходом навантажений на керуємий дешифратор 29, який має перемикач швидкодії системи по виходу з присутності, тобто на його виході формуються імпульси, період слідування яких залежить від наявності команди керування швидкодією. Робиться це з тією ціллю, щоб мати велику швидкодію по виходу з торкання під час вимірювання шорсткості поверхні (малий період слідування) та малу під час процесу металообробки (великий період слідування). Імпульси з виходу дешифратора 29 надходять до R -входу (встановлення в "О") тригеру 27. Але за наявності імпульсів на виході компаратору 21, вихід якого підключено до входу скиду в "О" рахівника 30, сигнали на виході дешифратора 29 зникають, не зважаючи на перехід тригера 27 у протилежний стан. Коли система CNC отримала команду СП, вона повинна сформувати команду на зменшення швидкості подачі інструмента.

Торкання інструмента та деталі призводить до того, що спрацьовує канал торкання. При цьому сигнал проходить через амплітудний параметричний подавляч та буферний підсилювач 8, котрі виконують ті самі функції, що і у каналі "присутності", але мають значно менше підсилення. Коли амплітуда сигналу на вході буферного підсилювача 8 досягає рівня, який перевищує рівень опорної напруги з джерела високої напруги 11, яка подається через електронний ключ 18 на опорний вхід компаратора 22, на його виході з'являються імпульси. Ці імпульси надходять до логічного елементу 25 (кон'юктор) та лічильника 26.

Логічний елемент 25 та лічильник 26 працюють аналогічно логічному інструменту 23 та лічильнику 24 у каналі "присутності". При цьому сигнал з виходу елементу 26 надходить до S -входу D -тригера 28, який своїми виходами переключає електронні ключі 18 та 19. Ключ 18 відключає джерело високої

напруги 11 від опорного входу компаратора 22 та оптрону розв'язку 20, яка формує сигнал Т (торкання) для системи CNC. З приходом цієї команди система CNC формує команду припинення руху інструмента. Водночас з цим імпульси, які надходять до входу скиду лічильника 31 скидають його в "О". Припиняючи надходження імпульсів скиду через керуємий дешифратор 32 до R-входу тригера 28, розблокуючи його.

При зворотньому русі інструмента, коли зникає фізичне торкання його з деталлю, амплітуда корисного сигналу стрімко падає до рівня нижче встановленого джерелом опорної напруги 12, в результаті чого на виході компаратора 22 зникають імпульси. У наслідок цього зникають імпульси на виході логічного елемента 25. За цих умов лічильник 31 розблоковується та відраховує за допомогою дешифратора 32 необхідний контрольний термін часу, після чого формує імпульси скидання в "О" на R-вхід тригера 28. D-тригер 28 знаходиться у стані фіксації торкання під час контрольного часу, оскільки щілина між інструментом та деталлю надмала, і можливі девіації рухливої частини ТОС можуть призвести до торкання. Якщо отримано надійне роз'єднання інструмента і деталі, імпульси скиду з дешифратора 32 перекидають тригер 28 до попереднього стану, фіксуючи відсутність торкання, переключаючи електронні ключі 18 та 19. При цьому на опорному вході компаратора 22 встановлюється високий рівень джерела напруги 11, оптрон 20 відключається, а оптрон 17 включається, інформуючи систему CNC про відсутність торкання командою ХХ (холостий хід). Слідуючим кроком є збільшення щілини до розмірів, коли зв'язок по каналу присутності різко падає. В цьому випадку падіння корисного сигналу нижче рівня джерела опорної напруги 10 призводить до зникнення імпульсів на виході компаратора 21, вслід за ним на виході логічного елемента 23. Одночасно з цим відкривається лічильник 30 і відраховується необхідний інтервал часу (перемикач у дешифраторі 32), після чого дешифратор 29 утворює чергу імпульсів, яка повертає D-тригер 27 до попереднього стану. Потому тригер 27 перемикає ключі 14,15, які є його навантаженням. Тригер 27 вмикає ключ 15, який відключає джерело напруги 10 від опорного входу компаратора 21 та оптрон 16, сигналізуючи про його присутність, та вмикає ключ 14, який підключає джерело живлення 9 до опорного входу компаратора 21, одночасно включаючи оптрон 13, який сповіщає про холостий хід каналу "присутності". Отже, встановлюються високі пороги на опорних виходах компараторів 21 та 22, зумовлюючи високу перешкодозахищеність.

При виконанні операції контролю CNC формує команду "контроль" на генератор контролю 4, який надсилає короткі імпульси до відчутника 1. Відчутник 1, якщо він неушкоджений, починає працювати як ланцюг ударного збудження, виробляючи на своєму виході пакет імпульсів, кількість яких повинна бути не менш ніж число n , записане у лічильниках 24 та 26. У такому разі прилад спрацьовує як при фізичному торканні, тобто пройде зміна команд " $\bar{П}$ " у " $П$ " та " $ХХ$ " (" \bar{T} ") у " T ". Якщо відчутник 1 пошкоджений, то він не

зможє сформувати $n = 1, 2, 3 \dots$ імпульсів, і зміни команд не відбудеться, що означатимє неможливість використання чутника за призначенням.

Використання пропонуємого способу в порівнянні з існуючими дає такі переваги:

- надвисоку швидкодію визначення моменту торкання;
- об'єднання властивостей різального інструмента та вимірювального;
- підвищення точності визначення моменту торкання не гірше за точність позиціювання верстата;
- забезпечення плинного контролю руйнування інструмента задля уникнення аварійних ситуацій з обладнанням;
- визначення розмірного зносу інструмента не гірше за точність позиціювання та забезпечення автоматичного позиціювання інструмента на розмір.

Реалізування запропонованого способу на багатоопераційних верстатах з CNC та автоматизованих лініях дозволяє підвищувати точність виготовлення деталей до максимальної точності, а також підвищити продуктивність у $1,5 \div 2$ рази із забезпеченням захисту верстата від надзвичайних випадків.

Окрім запропонованого способу існують і інші. Зокрема у авторській роботі [124] розглянуто спосіб у якому загальна шумова компонента постійно відсліджується спеціальним чутником електромагнетного поля. На засадах сигналу виробленого чутником шумів виробляється сигнал дінамічного спостереження за коливаннями електромагнетного поля. Таке спостереження дає можливість значно підвищити параметри швидкодії всієї системи у цілому тому, що аналіз на торкання відбувається у межах часу одного періоду робочої частоти відчутника.

9.12.1. Блок СКТ

На засадах вищезначеного принципу (рис. 9.36) було реалізовано СКТ універсального підкласу для застосування на різних типах верстатів.

Для обробки інформації, яка надходить від відчутника, та контролю за станом інструмента та всієї системи в цілому використовується центральний блок контролю торкання.

Загальний вигляд такого блоку, призначеного для роботи разом з системою керування CNC "FANUC", відображено на рис. 9.37. Функції, які виконує цей блок контролю торкання наступні:

- 1) Можливість працювати з системою CNC;
- 2) Налагодження відчутника на робочу частоту за час, не більше за 1с;
- 3) Робота на токарних верстатах та ОЦ з системами CNC;
- 4) Керування допоміжною ПНБ (розмір зони присутності);
- 5) Керування генератором струму для утворення зони присутності навколо деталі;
- 6) Контроль за станом процесу металообробки (контроль інструмента);
- 7) Контроль всієї системи в цілому;
- 8) Захист від перешкод різного типу;

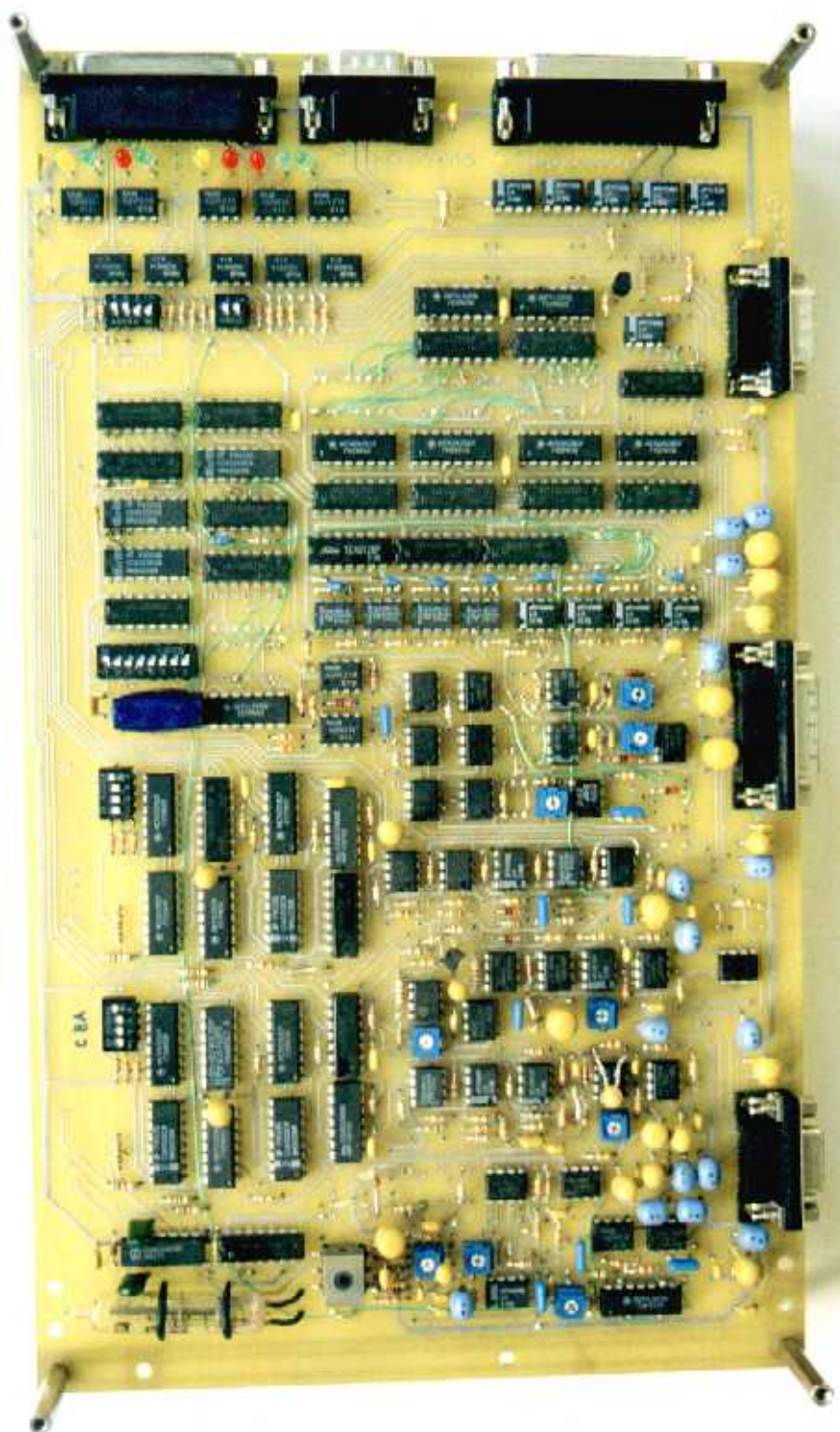


Рис.9.37. Головна електронна плата контролю торкання інструмента та деталі

9) Надходження інформації до CNC у вигляді наступних команд:

“П” – “присутність” деталі коло інструмента;

“П” – “відсутність” деталі коло інструмента;

“Т” – “торкання” інструмента до деталі;

“ХХ” – “холостий” хід або відсутність торкання.;

“Г” – “готовність” до роботи;

“RX₁” - “робочий хід - 1” - нормальна безаварійна обробка;

“RX₂” - “робочий хід - 2” - часткова втрата різальної здібності (<25%);

“RX₃” - “робочий хід - 3” - висока втрата різальної здібності (≥50%);

“RX₄” - “робочий хід - 4” - повна втрата різальної здібності або руйнація інструмента;

10) Швидкодія за параметрами за п.8:

“присутність” – 1 мс;

“торкання” - 30...100 мкс (залежно від часу контролю);

“ХХ” - від 80 мкс до 600 мс залежно від технологічних вимог;

“Г” - 1 с;

RX ₁	} від 2,5 с до 10 с залежно від поставленого технологічного завдання
RX ₂	
RX ₃	
RX ₄	

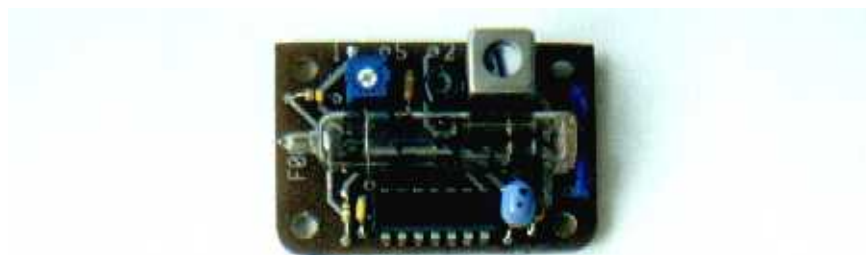
9.12.2. Генератори електромагнетного поля по підтримці фізичного принципу роботи

У основу конструкції будь-якого генератора закладено два основних блоки: блок високостабільного генератора з кварцевою стабілізацією частоти та підсилювача потужності з трансформаторним виходом. За конструкцією генератори виконуються різних ступенів складності.

Найпростіші (рис. 9.38,а) являють собою генератори синусоїдального струму без стабілізаторів вихідного струму та контролю готовності.

Більш складні за конструкцією (рис. 9.38,б) мають додаткове удосконалення у вигляді вихідних стабілізаторів та пристроїв контролю вихідного струму. Задача стабілізаторів утримувати вихідний струм у необхідних межах. Пристрій контролю являє собою чутник струму у ланцюгу живлення зони металообробки. У випадку руйнування кола живлення пристрій контролю через логічні елементи знімає команду “Готовність”.

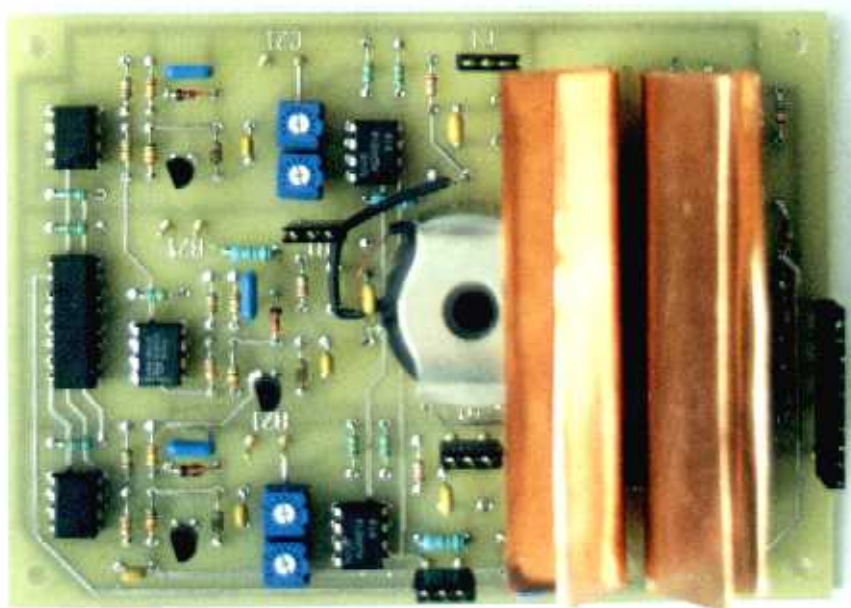
Оскільки для токарних верстатів існує досить серйозна проблема по стабілізації розмірів зони присутності разом з необхідністю керування її розмірами, а для ОЦ керуванням її розмірами користуються двома генераторами, то подальшим розвитком генераторів є багаторівневий генератор (рис. 9.38,в). Особливістю такого генератора є можливість ступенево змінювати розміри струму (256 рівнів струму) та можливість ступеневої зміни рівня



а)



б)



в)

Рис. 9.38. Генератори струму підтримки, де а – спрощений варіант, б – одноканальний з системою контролю струму, в – чотиріканальний універсального застосування

стосовно процесу металообробки (статичний та динамічний). Окрім того, вихідні кола генератора мають три вихідні лінії навантаження, які враховують практично всі розміри можливого металообробного обладнання. Тобто дозволяють керувати геометрією зони захисту. Вихідні кола всіх трьох ліній забезпечені системами контролю струму.

Окрім вище означених вузлів до системи чутника торкання необхідні додаткові прилади для забезпечення якісного процесу роботи. Першим необхідним додатком є комутатор первинних чутників, який встановлюється на револьверні головки токарних верстатів (рис. 9.39). Модуль комутатора виготовлено у сталевому корпусі, у якому встановлена світлова індикація основних сигналів системи та роз'єми для первинних перетворювачів.

Другим допоміжним комплектом є ПВГ та ПНБ, які необхідні для прив'язки координат деталі до координат верстата. Один з цих приладів (ПВГ) відображений на рис. 9.40 і являє собою типову щуп-штангу з механічною гнучкою підвіскою. Така ПВГ може встановлюватись у токарні верстати, а також і в ОЦ. При технологічних операціях прив'язки координат вона виконує функції імітатора інструмента.

9.13. Прилади контролю процесу металообробки на засадах електромагнетних явищ у зоні обробки

Відповідно до теоретичних засад побудови систем торкання, розглянутих у попередніх розділах, було розроблено серію приладів, які допомагають вирішувати різнобічні технологічні задачі металообробки. У розд. 9.12 було розглянуто універсальну систему торкання, яка залежно від комплектності може вирішувати всі технологічні задачі для цього різновиду приладів.

Оскільки принципи, покладені у основу роботи всіх приладів, майже однакові, то їм притаманна і низка однакових ознак і технологічних параметрів. Основною з них є те, що обробний інструмент має в одночас властивості вимірювального. Поєднання якостей як одного, так і другого, дає можливість виконати дуже важливу технологічну операцію – відпрацювання оптимального знімання матеріалу з поверхні виробу, що значною мірою підвищує точність виконання розміру, надає змогу захистити інструмент від перевантажень.

9.13.1. Контрольно-вимірювальні чутники реєстрації моменту торкання до деталі та присутності інструмента

В основу роботи всіх приладів покладено можливість реєстрації наявності та вимірювання електромагнетного поля індукційними відчутниками та відповідна обробка цієї інформації спеціальними пристроями – аналізаторами. За принципом використання такі прилади умовно розподіляються на три групи: ручні, напівавтоматичні, автоматичні. Одночасно згідно класифікації, запропонованій у розділі 3, вони можуть розподілятися на пасивні та активні. Так згідно цієї класифікації повноручні прилади торкання можуть бути лише

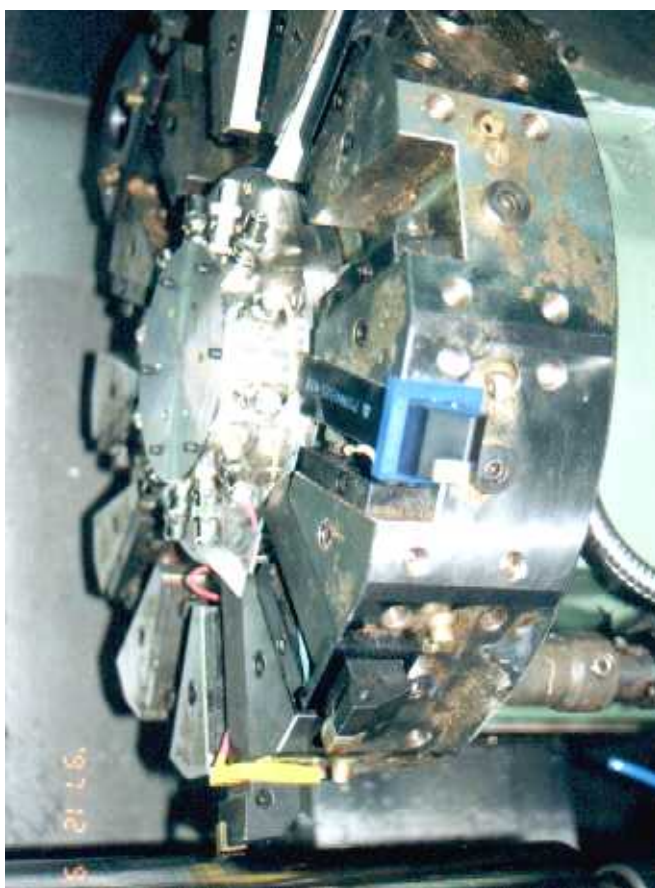


Рис. 9.39. Приклад виконання комутатора для токарного верстата



Рис. 9.40. Допоміжний прилад (ПВГ) для токарних верстатів та ОЦ

пасивні, оскільки рішення про зупинку інструмента при торканні виконує оператор.

Напівавтоматичні системи можуть бути вже тільки активні. У цьому разі не є обов'язковим зупинка інструмента при входженні у торкання, достатньо зареєструвати координату торкання. Така ситуація, наприклад, виникає при роботі на універсальних верстатах, обладнаних пристроями цифрової реєстрації координат. Прилади для використання у автоматичному режимі всі є активні.

Базові властивості приладів, які була можливість отримати на засадах різних контрольних перевірок та на різному обладнанні наступні:

- зона нечутливості 0,02 мкм (200А);
- похибка вимірювання – 0,5 кроку позиціювання обладнання;
- швидкодія “неторкання → торкання” 15 мкм (без аналізу)
 $f_o = 100$ кГц
 < 100 мкс (з аналізом)
 3...4 мкс (дослідні зразки)
 $f_o = 100$ кГц;
- швидкодія “торкання-неторкання” 15 мкс (без аналізу)
 $f_o = 100$ кГц
 від 100...10 мкс (з аналізом)
 3...4 мкс (дослідні зразки)
 $f_o = 100$ кГц;
- дальності по присутності (природня) 5...1500 мкм;
- дальності по присутності (штучна) 1,5...3500 мм;
- точність координат
 по присутності ± 100 мкм $\Delta = 1$ мм
 ± 20 мм $\Delta = 350$ мм;
- відносна швидкість зближення
 інструмента та деталі від 0 до 1,5 м/хвил;
- тепловий діапазон відчутників від -10°C до $+100^\circ\text{C}$
- вологість 100%

Для забезпечення умов виробництва була розроблена серія приладів під умовною назвою “МАЙСТЕР”. Окрім вище означених характеристик кожний з цих приладів має свої окремі властивості, які повинні і були виконувати специфічні умови замовників приладів та методику їх застосування.

Універсальні налагоджувальні комплекти “МАЙСТЕР-1”, “МАЙСТЕР-2”, “МАЙСТЕР-3” були розроблені для налагоджувальних технологічних операцій на універсальних верстатах та верстатах з CNC. Комплект, зображений на рис. 9.41, містить: реєструючий прилад, три ПНБ (типу “ХРЕСТ”, “КУБ” та “КЕЛИХ”), п'ять різновидів відчутників, три щуп-штанги різної довжини та державки до них, джерело живлення від мережі – 220 В, 50 Гц. Прилад є активного типу, але потребує попереднього налагодження оператором перед роботою. Окрім того, прилад може працювати автономно (джерело живлення батарея 6 В), що робить його дуже зручним у користуванні. “МАЙСТЕР-2”

та “МАЙСТЕР-3” відрізняються від першого тим, що мають збільшені розміри ПНБ та щуп- штанг. Окрім того, до “ МАЙСТЕР-3” додається ПВГ – прилад “МАЙСТЕР-16”. Експериментальний зразок був виконаний на ВО «Артема» під керівництвом автора.



а)



б)

Рис. 9.41. Універсальний налагоджувальний комплект “МАЙСТЕР - 1”, де
а - комплект , б - контрольно-вимірювальний прилад

“МАЙСТЕР-4” являє собою АВГ для використання на фрезерних верстатах, ОЦ, токарних верстатах з CNC. Прилад був призначений для роботи з ЧПК НЦЗЗ, 2СЧ22, тощо. Живлення приладу вистачає на 600 годин безперервної роботи (деякі модифікації до 2200 годин). АВГ має автоматичний вимикач, при установці у шпиндель верстата. Зв’язок з блоком керування виконується по радіоканалу, який має, в свою чергу, гальванічний зв’язок з системою CNC. Прилад було розроблено для АП “Росток”, де і було виготовлено дослідну партію. За допомогою приладу проводився обмір деталей типу “вісь” з наступною корекцією форми. Застосування цієї системи разом з ЧПК НЦЗЗ дозволило звузити поле допуску виготовлення деталей у три рази (рис. 9.42).

“МАЙСТЕР-5” являє собою АВГ, яка є модифікацією “МАЙСТЕР-4”. Відмінність полягає у інфрачервоній лінії зв’язку головки з блоком формування команд (рис. 9.43).

“МАЙСТЕР-6” (рис. 9.44) являє собою АВГ, яка на відміну від попередньої має спеціальну підвіску щуп-штанги. Особливість підвіски полягає у тому, що вона має гістерезисну характеристику. Наразі аварійного наїзду на деталь ця

система кріплення спрацьовує стрибкоподібно, виводячи щуп-штангу з штатного розташування.

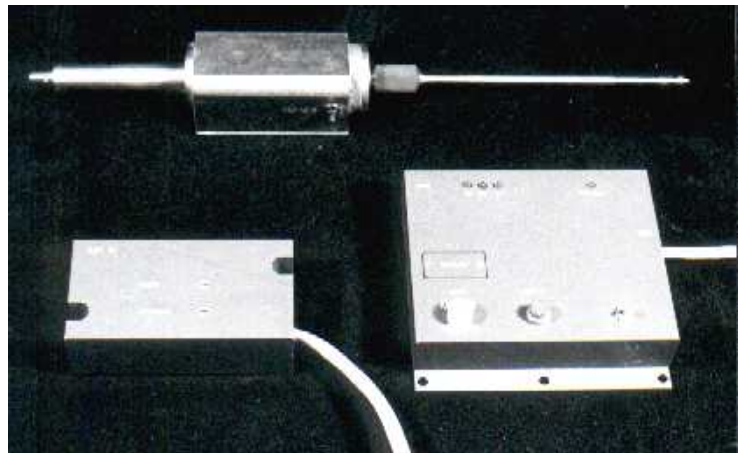


Рис. 9.42. АВГ “МАЙСТЕР - 4”

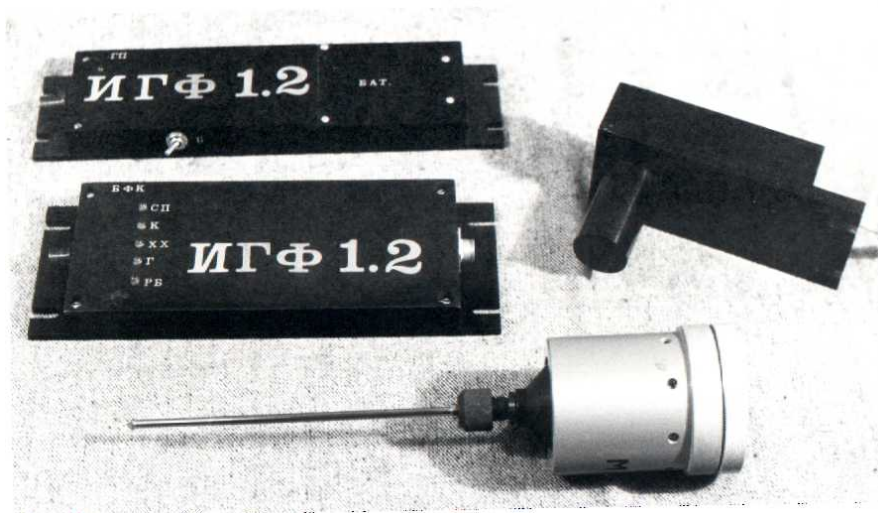


Рис. 9.43. АВГ “МАЙСТЕР – 5”

“МАЙСТЕР-7” (рис. 9.45) – АВГ, яка може працювати у режимі пошуку деталі з великою швидкістю. Однією з властивостей цієї системи є її чутливість до викривлення електромагнетних полів, які утворює навколо себе деталь, як завдяки своїй формі так і наявності різних внутрішніх дефектів. Відстань чутливості у дослідного зразка був не гірший за 150 мм.

Універсальний модуль контролю металообробки “МАЙСТЕР-9” (рис. 9.46) є двопараметричною системою контролю різального інструмента. Прилад містить два незалежні канали – акустичний та електромагнетний, що дає можливість реєструвати торкання інструмента до деталі незалежно від її

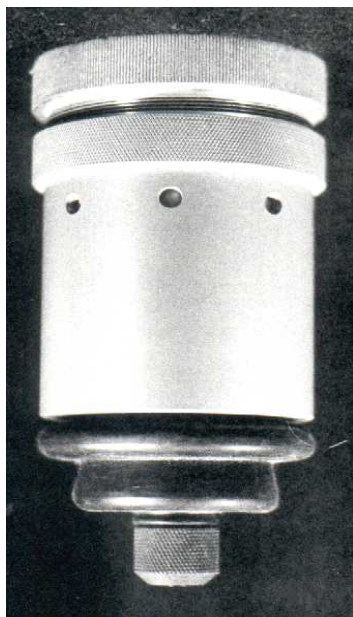


Рис. 9.44. АВГ “МАЙСТЕР – 6”



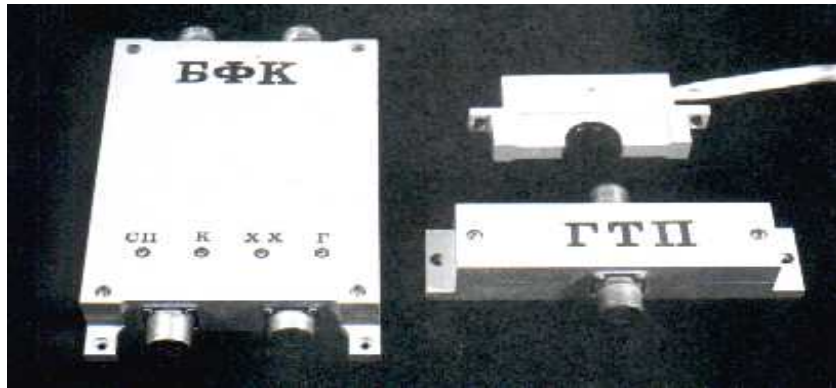
Рис. 9.45. АВГ “МАЙСТЕР – 7”



Рис. 9.46. Універсальний модуль контролю металообробки (АЧТІ)
“МАЙСТЕР - 9”

матеріалу. Зведення інформації з двох каналів надало можливості утворити нові інформаційні виходи для CNC: робочий хід (РХ) та критичні руйнівні процеси в інструменті (АВ). Прилад розроблявся для верстату ІР-220 з системою CNC “FANUC-6м” у ланцюгу ГВС. Джерело живлення - 24 В, 200 мА постійного струму від штатного джерела “FANUC-6м”. “МАЙСТЕР-10”, “МАЙСТЕР-11”, “МАЙСТЕР-12” (рис. 9.47) (АЧТІ) були розроблені для ОЦ ІР-220 та токарного верстата СТП 320ПР (Завод “Південмаш”) і виготовлені як окремі

прилади. Але практичне їх застосування показало, що більш вигідним є об'єднання властивостей цих приладів у одне ціле. Як наслідок, було утворено



новий прилад, опис якого наведений у розд. 9.12.1 (рис. 9.37).

Рис. 9.47. АЧТІ “МАЙСТЕР – 10”, “МАЙСТЕР – 11”, “МАЙСТЕР – 12”

“МАЙСТЕР-13” (рис. 9.48) являє собою однокоординатну АНБ. Прилад був розроблений для ОЦ ІР-220, працюючого у складі ГВС та вкомплектованого СНС “FANUC-6м”.

Двокоординатну АНБ “МАЙСТЕР-14” (рис. 9.49) розроблено для токарного верстата ТПК-125 разом з ЧПК Н22 та “Електроніка-60”.

Трикоординатну АНБ “МАЙСТЕР-15” (рис. 9.50) розроблено для ОЦ ІР-220, працюючого у складі ГВС. Система керування “FANUC-6м”.

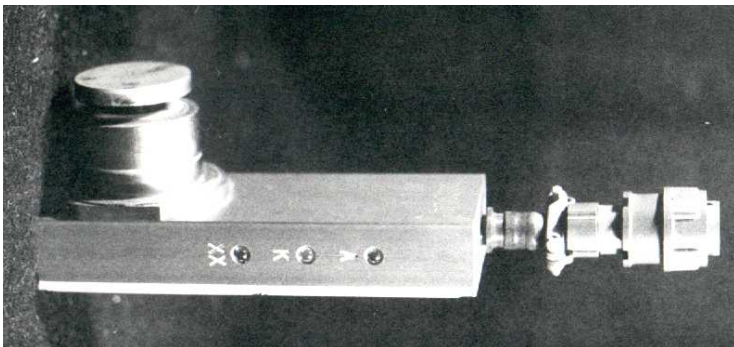


Рис. 9.48. АНБ
“МАЙСТЕР – 13”

Прилади “МАЙСТЕР-16” та “МАЙСТЕР-17” (рис. 9.51, 9.52) за функціональним призначенням є ПВГ. Різниця між приладами полягає в тому, що “МАЙСТЕР-16” має світлову індикацію наявності торкання, а “МАЙСТЕР-17” працює сумісно із “МАЙСТЕР-1”, “МАЙСТЕР-2”, “МАЙСТЕР-3”.

АЧТІ “МАЙСТЕР-18” (рис. 9.53) - це багатоканальна система контролю свердлувального інструмента. Виконує одночасний контроль на руйнацію свердл на багатошпіндельних верстатах.

АЧТІ “МАЙСТЕР-19” (рис. 9.54) розроблена для орієнтування у просторі деталей з композитів (пластику з металом). Це єдиний з усіх приладів, який має два відчутники і виконує операцію подвійного торкання, забезпечуючи

високу надійність у орієнтуванні при наявності негативно діючої брудоперешкоди.

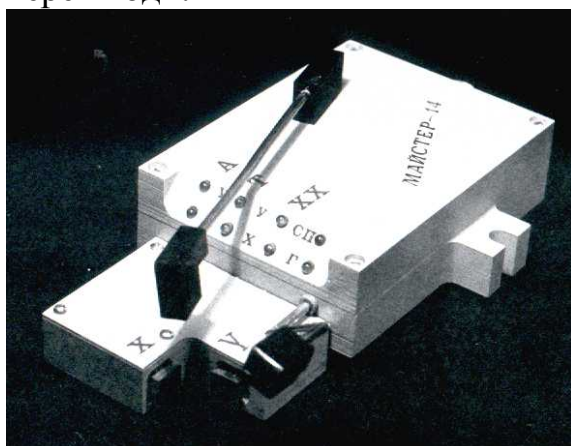


Рис. 9.49. АНБ “МАЙСТЕР – 14”



Рис. 9.50. АНБ “МАЙСТЕР – 15”



Рис. 9.51. ПВГ “МАЙСТЕР – 16”



Рис. 9.52. ПВГ “МАЙСТЕР – 17”

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Теоретичні засади технології ТОНТОР / Тимчик Г.С., Скицюк В.І., Ключко Т.Р. – К.: НТУУ «КПІ», 2007. – 234 с.
2. Коваль М. И., Игонин Г. А. Сравнительный анализ составляющих погрешности обработки на тяжелом станке с ЧПУ // Станки и инструмент. – 1979. - № 9. – С. 8 - 11.
3. Белокур И.П., Коваленко В.А. Дефектоскопия материалов и изделий. –К.: Тэхника, 1989. – 192 с.
4. Костин П.П. Физико-механические испытания металлов, сплавов и неметаллических материалов: Учеб. пособие для профессионально-технических училищ.- М.:Машиностроение, 1990. – 256 с.
5. Методы акустического контроля металлов /Н.П.Алёшин, В.Е.Белый, А.Х. Вовилкин и др/ Под ред. Н.П. Алёшина. - М.: Машиностроение, 1989. – 456 с.
6. Электромагнитные датчики механических величин /Н.Е.Конюхов, Ф.М.Медников, М.Л.Нечаевский. - М.: Машиностроение, 1987. – 256 с.
7. Технические средства диагностирования: Справочник. /В.В.Клюев, П.П. Пархоменко, В.Е. Абрамчук и др/ Под общ. ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1989. – 672 с.
8. Э.Бауман. Измерение сил электрическими методами. Перевод с нем. – М.: МИР, 1978. – 431 с.
9. Армарега И.Дж.А., Браун Р.Х. Обработка металлов резанием. Пер. с англ. В.А. Пастунова. М., Машиностроение, 1977. – 325 с.
10. Диагностика процесса металлообработки /В.А.Остафьев, В.С.Антонюк, Г.С. Тимчик, – К.:Тэхника, 1991. – С.70-90
11. Материаловедение: Учебник для высших технических учебных заведений. Б.Н.Арзамасов, И.И.Сидорин, Г.Ф.Косолапов и др.; под общ. ред. Б.Н.Арзамасова. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Машиностроение, 1986. – 384 с.
12. Лоладзе Т.Н. Прочность и износостойкость режущего инструмента. - М.: машиностроение. 1982. – С.305
13. Скицюк В.І., Махмудов К.Г., Ключко Т.Р. Технологія ТОНТОР. - К.: Техніка, 1993. – 80 с.
14. Махмудов К.Г. Контроль, диагностика и прогнозирование обработки металлов резанием по переходным процессам. Автореф. диссерт. на соиск. уч. степ. доктора техн. наук. - К. КПИ - 1994. – 30 с.
15. Г.В.Сафронкин. Датчик контроля деталей и инструмента // Приборы и системы управления. 1991 - №9 - С.36.
16. Контроль и диагностика в ГПС. Под ред. Б.И. Черпакова. Кн.7. - М.: “Высшая школа”, 1989. С.30-80.
17. Шевченко В.В. Диагностика работоспособности режущего инструмента при чистовом точении на основе электромагнитных явлений. 05.03.01. Автореф. диссерт. на соискание уч. степени канд. техн. наук. - К. КПИ – 1985. – С.16.
18. Кретинин В.П., Кретинин О.В., Денисенко А.В. О связи параметров износа инструмента и шероховатости обработанной поверхности // Вопросы повышения качества и производительности изготовления деталей машин на металлорежущих станках. - Горький. - 1974. - Т.30, вып.17. - С.14-15.

19. Васильев С.В. Использование электрических явлений при резании для коррекции режимов обработки. Метод. рекоменд. - М.: ЭНИМС, 1981. – 76 с.
20. Зелик В.П. и др. Многоканальное устройство для виброакустической диагностики металлорежущих станков // Металлорежущие станки. - К. - 1990. - 18. - С.50-54.
21. А.с. 1652805 СССР, МКИ G01B 7/00. Бесконтактный датчик положения. Р.А.Пищальников, С.П.Трубчанин - №4036868/28. Заяв. 14.03.86. Опубл. 30.05.91. Бюл.№20.
22. Скицюк В.И., Остафьев В.А., Шевченко В.В. Автоматическая настройка и поднастройка режущих инструментов на токарных станках с ЧПУ // Технология и организация производства. - 1989. – №3. – С.15-17.
23. В.А.Остафьев, В.И.Скицюк, Т.Р.Ключко. Устройство контроля состояния сверл в многошпиндельных головках // Технология и организация производства. - 1991. – №3. – С.33-35.
24. Скицюк В.І. Аналіз сучасного стану приладів контролю точності торкання інструменту з деталлю та шляхи подальшого розвитку // Сучасне машинобудування. – 2000. – №1. – С.20-30.
25. Активный контроль размеров /С.С.Волосов, М.Л.Шлейфер, В.Я.Рюмкин и др. / Под ред. С.С.Волосова. – М.: Машиностроение, 1984. – 224 с.
26. Кужидем Зб. Методы управления точностью токарной обработки на станках с ЧПУ типа CNC. 05.08.01 Автореф. диссертации на соискание уч. степ. канд. техн. наук. К. КПИ – 1987 – 16 с.
27. Пат. 4,786,220 USA МКИ В23С 7/00. CUTTING TOOL WEAR MONITOR. John M. Fildes. – 53,643. Заявл. 26.05.1987. Опубл. 10.22.1988.
28. Самбурский А.И., Новик В.К. Бесконтактные измерения параметров вращающихся объектов. (Б-ка приборостроителя). - М.: Машиностроение, 1976. – 141 с.
29. Федотов А.В., Компанейц А.Н. Применение измерительных головок на обрабатывающих центрах // Станки и инструменты. - 1989. – №4. – С.24 - 25.
30. Пономарёв Л.А., Якимович Б.А. Автоматическое базирование деталей на станках с ЧПУ // Станки и инструменты. – 1990. - №4 - С. 21-22.
31. С.N.Chu, W.T.Kwon. Monitoring and Diagnosis for Abnormal States of Machine Tools. / Journal of Korean Society of precision Engineering Vol.11 №2 Apr. 1994.
32. Скицюк В.І. Технологія ТОНТОР // Вісті українських інженерів (Ukrainian Engineering News) - 1993. – XLVIII – 4. - С.10-14.
33. Тимчик Г.С., Скицюк В.І., Ключко Т.Р. Метод контролю граничного стану різального інструмента при токарній обробці матеріалів // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. – 1999. - №2. – С.101-107.
34. Скицюк В.І., Ключко Т.Р. Технологія ТОНТОР для автоматизованого прецизійного контролю якості / Зб. Приладобудування – 96, м.Вінниця (м.Судак), Вінницький ДТУ. – Т.1. – 1996. – С.84.
35. DAISHOWA SEIKI CO., LTD. FA Dept. CATALOG №52, 53,51,63,68. 1998.
36. А.с. 1399072 СССР, МКИ В 23 Q 15/00. Устройство автоматического регулирования процесса обработки на металлорежущих станках /В.А.Остафьев, В.Л.Заковоротный, Т.Р.Ключко, Л.З.Бузик, И.М.Костра. – №3919467/31–08; Заявл. 12.04.85; Опубл. 30.05.88, Бюл. №40

37. Філософський словник / Зав. ред. М. Розенталя, П. Юдіна. – К.: Вид. політ. літ. України, 1964. – С. 154-155.
38. В. Смайт. Електростатика и электродинамика. Перев. со второго амер. издания А. В. Гапонова и М. А. Миллера. – М.: Иностран. литер., 1954. – 804 с.
39. Мизюк Л. Я. Элементы транзисторных схем измерительной аппаратуры для индуктивной электроразведки. – К.: Наукова думка, 1970. – 280 с.
40. Г. С. Тимчик, В. І. Скицюк, М. А. Вайнтрауб, Т. Р. Клочко. Чутники електромагнітного випромінювання біотехнічних об'єктів. – К.: Леся, 2004. – 64 с., іл.
41. М. Ф. Гарднер, Дж. Л. Бэрнс. Переходные процессы в линейных системах с сосредоточенными постоянными. / Пер. с англ. – М.: Изд-во физ.-мат. лит., 1961, 552 с.
42. Спектор С. А. Электрические измерения физических величин: методы измерений: Учеб. пособие для вузов. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1987. – 320 с.
43. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов. / Н. Н. Евтихеев, Я. А. Купершмидт, В. Ф. Папуловский, В. Н. Скугоров; под общ. ред. Н. Н. Евтихеева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
44. Джагулов Р. Г., Еродиев А. А. Пьезокерамические элементы в приборостроении и автоматике. – Л.: Машиностроение, Ленингр. Отд-ние, 1986. – 256 с.
45. А. Анго. Математика для электро- и радиоинженеров. Пер. с фр. Гл. ред. физ.-мат. литер. – М.: Наука, 1965. – 780 с., ил.
46. Кухаркин Е. С. Основы инженерной электрофизики. Ч. 1. Основы технической электродинамики. Под ред. П. А. Ионкина. Учеб. пособие для студентов вузов. М.: Высшая школа. – 1969. – 510 с.
47. Ремизов Л. Т. Естественные радиопомехи. – М.: Наука. 1985. – 200 с. – С. 32-39.
48. А. Мак-Доналд. Сверхвысокочастотный пробой в газах. – М.: Мир. – 212 с.
49. Волин М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Радио и связь. – 1981. – 296 с.
50. Носсель Ю. Я. Электрические поля постоянных токов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние. – 1986. – 160 с.
51. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г. С. Векслер, В. С. Недочетов, В. В. Пилинский и др. – К.: Техника. – 1990. – 167 с. – С. 22-30
52. Войтик М. С. Помехи в источниках питания с бестрансформаторным входом // Полупроводниковая электроника в технике связи. – 1983. – Вып. 23. – С. 174-177.
53. Костиков В. Г., Никитин И. Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. – М.: Радио и связь, 1986. – 200 с.
54. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. – М.: Мир, 1991. – 446 с.: ил. С. 43-45
55. Скицюк В. И., Мирзаев А. И., Махмудов К. Г. Контроль процесса резания на основе виброакустического сигнала // Вторая научно-техническая конференция советских и польских молодых ученых выпускников высших учебных заведений СССР. Киев – Вроцлав 1986. – С. 34-35.
56. Г. И. Атабеков. Основы теории цепей. – М.: Энергия, 1966. – 424 с., ил.
57. Кузмичев В. Е. Законы и формулы физики. – К.: Наук. думка, 1989. – 864 с.
58. Скицюк В. І., Клочко М. М. Фізичні засади контролю взаємодії різального інструмента з деталлю на основі вимірювання змінного струму // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія Приладобудування. – 2005. - № 29. – С. 75-84/

59. Неразрушающий контроль. Россия, 1900 - 2000 г.г.: Справочник / Под ред. Ключева В.В. - М.: Машиностроение, 2001. - 612 с.
60. Скицюк В.І., Плотников О.О., Глоба Л.С.. Спосіб та пристрій визначення градієнту точності металорізальних верстатів з ЧПК. Труды четвертой международной научно-практической конференции «Современные информационные и элетронные технологии», м. Одеса, 19 - 23 травня 2003 р. – С.353-354.
61. Лоладзе Т.Н. Прочность и износостойкость режущего инструмента. - М.: Машиностроение. 1982. – С.305.
62. Федотов А.В., Компанейц А.Н. Применение измерительных головок на обрабатывающих центрах // Станки и инструменты. 1989. – №4. – С.24 - 25.
63. Скицюк В.І. Аналіз сучасного стану приладів контролю точності торкання інструмента з деталлю та шляхи подальшого розвитку // Сучасне машинобудування. – 2000. – №1. – С.20-30.
64. Материаловедение: Учебник для ВТУЗ. Б.Н.Арзамасов, И.И.Сидорин, Г.Ф.Косолапов и др.; под общ. ред. Б.Н.Арзамасова. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Машиностроение, 1986. – 384 с.
65. Махмудов К.Г. Контроль, диагностика и прогнозирование обработки металлов резанием по переходным процессам. 05.03.01 Автореф. диссертации на соискание уч. степени д-ра техн. наук. -К.: КПИ, 1994. – 374 с.
66. Заковоротный В.Л. Исследования динамической характеристики резания при автоколебаниях инструмента. В кн. Изв. техн. науки. Ростов. Ростов. Ин-т с.-х.машиностроения, 1976. –С.37 – 44.
67. Юганов В.С. Использование низкочастотных акустических колебаний для текущего контроля процесса шлифования: Автореф. дис. на соиск. уч. степ. к.т.н. Ульянов. гос.техн. ун-т. - 1999. - 18 с.
68. Патент 2025253 Россия. МКИ В23Q 15/00. Устройство для определения момента затупления режущего инструмента. / Обабков А.И., Зубов В.К. Заявка № 4913898/08. Заявл. 25.02.91. Оpubл. 30.12.94. Бюл. № 24.
69. А.с. 1776492 СРСР МКІ В 23 В 25/06. Устройство для диагностирования состояния режущего инструмента Заявка № 4855332/08. Заявл. 27.07.90. Оpubл. 1992. Бюл. № 43.
70. А.с. СССР 1703380 МКИ В23Q 15/00. Устройство для автоматической подналадки и контроля износа режущего инструмента / Обабков А.И., Зубов В.К. , Старкова Т.С. Заявка № 4635939/08. Заявл. . Оpubл. 12.01.89.
71. А.с. 1798042 СССР. МКИ В 23 В 25/06. Устройство для определения разрушения режущего інструмента / Позднякова А.Г., Андреев В.С. Заявка № 4768842/08. Заявл. 15.12.89. Оpubл. 28.02.93. Бюл. № 8.
72. А.с. 1776492 СССР МКІ В 23 В 25/06. Устройство для диагностирования состояния режущего инструмента / Ф.И.Каган, М.Г.Кац, С.И. Костин и др.. Заявка № 4855332/08. Заявл. 07.07.90. Оpubл. 23.11.92. Бюл. № 43.
73. А.с. 921689 СССР МКІ В 23 В 25/06. Устройство для контроля выходных параметров процесса резания / Барзов А.А., Голдобин Н.Д., Кулагин А.Ю. и др. Заявка № 2993601/25-08. Заявл. 14.07.79. Оpubл. 29.09.80.

74. А.с. 1763144 СССР. МКИ В 23Q 15/00. Способ управления обработкой детали резанием / А.А.Барзов, А.А.Вдовин, С.А.Гаврилов и др. Заявка № 4883180/08. Заявл. 31.08.90. Оpubл. 23.09.92. Бюл. № 35.
75. А.с. СССР 1146175 МКИ В23Q 15/00. Способ автоматического управления процессом механической обработки и устройство для его осуществления. / Палагнюк Г.Г., Заковоротный В.Л., Савельев В.Д. и др. Заявка № 3646480/25-80. Заявл. 26.09.83. Оpubл. 1985.
76. Заявка Японії № 62-22742 МКІ В23Q 15/14. Способ и устройство регулирования скорости обработки / К.К.Мицуи хайтекку. Заявл. 56-73113. 15.05.81. Оpubл. 1988.
77. Махмудов К.Г., В.А.Остафьев, А.А.Мирзаев. Автоматизированные методы определения обрабатываемости металлов. – К.: ВИПОЛ, 1995. – 91 с.
78. Костин П.П. Физико-механические испытания металлов, сплавов и неметаллических материалов: Учеб. пособие для профессионально-технических училищ. - М.: Машиностроение, 1990. – 256 с.
79. А.с. 1734958 СССР. МКИ В 23 В 25/06. Система прогнозирования состояния режущих инструментов / Кокаровцев В.В., В.А.Остафьев, Ю.Н.Камаев и др. Заявка № 3831491/08. Заявл. 20.12.84. Оpubл. 23.05.92. Бюл. № 19.
80. Патент 21776 Україна МКІ В 23 Q 15/00. Спосіб контролю якості різального інструмента / Остаф'єв Д.В., Остаф'єв С.В. Заявка № 94107371. Заявл. 27.10.94. Оpubл. 30.04.98. Бюл. № 2.
81. Тимчик Г.С., Скицюк В.І., Клочко Т.Р. Метод контролю граничного стану різального інструмента при токарній обробці матеріалів // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. – 1999. - №2. -С.101 – 107.
82. Патент 2173838 Россия. МКИ G 01 L 1/12, G 01 N 27/72. Способ определения напряженно-деформированного состояния изделия по магнитным полям рассеяния. Оpubл. 2001.
83. Мамедов Ф.И., Дадашева Р.Б., Мамедов Д.Ф. Двухмерный индуктивный датчик для одновременного измерения двух технологических процессов // Приборы и системы. Упр. и контроль, диагност. - 2001. - № 5. – С.54-55.
84. Wu Xuezhong, Li Shengyi, Liu Xiaogui. Система контроля за работой оборудования с использованием множества датчиков // Shuju sayi yu chuli=J. Data Acquis. and Process. - 1999. -14, № 2. - С. 200-203.
85. Niu Y.M., Wong Y.S. Система контроля износа инструмента на токарных станках // Int. J. Adv. Manuf. Technol. - 1998. - 14, № 2. - С.77-84.
86. Nordmann Klaus. Контрольно-измерительная система токарного станка //Maschinenmarkt. - 1998. - 104, №1-2. - С.26-27. Nordmann GmbH und Co. KG.
87. Святский М.А. Способ повышения точности измерительной головки для станков // XXXI науч.-техн. конф. Иж. ГТУ, Ижевск, 15-17 апр., 1998: Тез. докл. Ч.1. Ижевск. -1998. -С.207-208..
88. Шмелев А.М. Диагностика состояния режущего инструмента // Прикладные задачи механической деформируемости твердого тела и прогрес.технол. в машиностроении - 1997. - С.144-147, 270. Институт машиноведения и металлургии ДВО РАН. – Владивосток.

89. Сгибнев А.В., Барзов А.А. Определение момента касания инструмента о деталь при механической обработке методом акустической эмиссии // Изв.вузов. Машиностр. - 1997. № 4-6. -С.95-97.
90. Smith Graham T. Автоматический контроль состояния режущего инструмента //Metalwork.Prod. - 1997. - 141, № 10. - С. T11, T14, T16.
91. Gong Weiguo, Obikawa Toshiyuki, Shirakashi Takahiro. Метод контроля износа инструментов. Monitoring of tool wear states in turning based on wave let analysis // JSME INT.J.C. -1997. -40, №3. -С.447-453.
92. Система измерений вибраций инструмента // Technica (Suisse). -1997. -46, №21. - С.55.
93. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – 13-е изд., исправл. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 544 с.
94. Скицюк В.І., Діордіца І.М., Науменко В.І.. Апаратурне забезпечення технологічного процесу вимірювання форми деталі з метою наступної корекції. Високі технології в машинобудуванні. Збірник наукових праць НТУ “ХПІ” – Харків – 2005. – с. 379-390.
95. Измерительные системы фирмы Mapross // Amer. Mach. -2000. -144. -№8. - С.281, 282. Mapross Corp.
96. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П.Осадчего. –М.: Машиностроение, 1979. -480 с., ил.
97. Абанин В.А., Ромашкин В.Н. Тензорезисторные датчики силы // Приборы и системы управления. -1999. -№12, -С.25-27.
98. Э. Бауман. Измерение сил электрическими методами. –М.: Мир, 1978. -384 с.
99. Беспалов В.О., Гераїмчук М.Д., Нікітін О.К. Методика оптимізації геометричних розмірів чутливих елементів вимірювальних перетворювачів сили складної форми // Вісник НТУУ «КПІ» серія ПРИЛАДОБУДУВАННЯ. - 2006. –Вип. 31. –С.79 -85.
100. Павловский М.А. Влияние погрешностей изготовления и сборки гироприборов на их точность. –К.: Изд-во Киевского университета, 1973. - 192 с.
101. Уразаев З.Ф., Монахов А.Н. Контроль точности расположения поверхностей основных деталей гироприборов. – В сб. Гироскопическое приборостроение. –М.: Машиностроение, 1963.
102. Метод контроля износа режущего инструмента при точении / Choudhury S.K., Jain V.K., Krishna S. Rama //Trans. ASME. J. Manuf. Sci. and Eng. -2001. -123, № 1, С.10-12. - Department of Mechanical Engineering, Indian Instit. of technology, Kanpur, India.
103. Заявка 1083023 ЕПВ МКИ В 23 Q 15/007. 001193663 Пріоритет 25727499 10.09.99 Японія. Система мониторинга процесса резания / Fjuishima Makoto, Otsubo Hisashi, Nakagawa Hideo. Kakino Yoshiaki, Mori Seiki Co., Ltd, Yasda Precision Tools K.K., Osaka Kiko Co., Ltd., Yamazaki Mazak Corp., Mitsubishi Denki K.K. Опубл. 14.03.01.
104. Эльясберг М.Е. К теории и расчету устойчивости процесса резания металла на станках // Станки и инструменты. -1971. -№ 11. –С.6 – 11.
105. Говорков А.Г., Купалян С.Д. Теория электромагнитного поля в упражнениях и задачах. – М.: Высшая школа, 1963. – 372 с.

106. В.М.Николаенко, В.Г.Панов, М.И.Гросман. Электрическая измерительная система для анализа распределения потенциалов и профилей поверхностей / Станки и инструменты. – №11 – 1979.
107. Заявка пат. Україна № 97126364, МПК 6 В 23 Q 17/22. Спосіб реєстрації присутності та торкання різального інструмента / В.І.Скицюк, М.В.Скицюк. Опубл. 29.12.97.
108. Арменский Е.В., Рыбин В.М. Измерение тока импульсного пучка заряженных частиц // Измерительная техника. – 1966. – №2 – с.13-17
109. Афанасьев Н.Г., Демьянов А.В. Интегратор тока пучка электронов. ПТЭ. – №2. – 1962. – с.20
110. Богданов Г.Б. Основы теории и применения ферритов в технике измерения и контроля. -М.: Советское радио, 1967. – 339 с.
111. Калашникова В.Н., Козодаев М.С. Детектор ионизированных частиц. -М.: Наука, 1966. – 408 с.
112. Индуктивные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / И.Н.Сидоров, М.Ф.Биннатов, Л.Г.Шведова. – Радио и связь. – 1992. – 288 с.: ил. С.26-27.
113. Преображенский А.А., Биплард Е.Г. Магнитные материалы и элементы: Учебник для студ. вузов по спец. “Полупроводники и диэлектрики”. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк. – 1986. – 352 с.
114. Толмасский И.С. Высокочастотные магнитные материалы. – М.: Энергия, 1968. – 72 с., ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 651).
115. Курлин М.В. и др. Электрорадиоматериалы. -Л.: Судостроение, 1969. – 339 с.
116. Пат. 4420253 США, МКИ G 01 N 21/00, g 02 b 5/14. Датчик определения износа и поломки режущего инструмента на токарном станке. Method and apparatus for detecting wear or breakage of tools and other objects / Timothy R. – №323397; Заявл. 20.11.81; Опубл. 13.12.83; НКИ 356/237, 240,73.1,407/120.
117. Общая радиотехника /М.М.Могилевский, И.Д.Анохина, Н.И.Бревда - К.: Вища шк. Головное изд-во. – 2-е изд., перераб. и доп. – 1985. – 287с. – С.215
118. Патент 6059494 США. МКИ В 23 Q 17/24. Система мониторинга состояния режущего инструмента / Susnjara Kenneth J., Thermwood Corp. Заявка 08/707863. Заявл. 9.09.96. Опубл. 9.05.00.
119. Датчики касания для координатно-измерительных машин // Mod. Mach. Shop. - 2000. – 72. -№11. -С.244-246.
120. Заявка 2298486 Велика Британія. МКИ G 01 В 21/22. Измерительный преобразователь перемещений и деформаций с использованием поверхностных акустических волн / Gray D.R. ERA Patents Limited. приоритет 95043006. Заявл. 3.03.95. Опубл. 4.09.96.
121. Ключко Т.Р., Тимчик Г.С., Ключко М.М. Розробка алгоритмів функціонування лазерних гібридних акустооптичних аналізаторів стану процесу токарної обробки металів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - Хмельницький. - 1998. -№ 4. -С. 33-37.
122. Тимчик Г.С., Ключко М.М. Метод аналізу стану динаміки процесів та об’єктів в приладобудуванні та медицині // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія Приладобудування. – 2002. -№ 24. –С.57-62.

123. Wang Zhong-min, Wang Xin-yi. Способ мониторинга износа режущего инструмента // J. Beijing Inst. Technol. - 2001. - 10, № 1. - С. 101-107.
124. Chen Xin-quan, Li Xi-lan, Deng Min. Использование акустической эмиссии для мониторинга состояния инструмента // Changsha dianli xuebao. Ziran kexue ban=J. Changsha Univ. Elect. Power. - 2001. - 16, № 1. - С. 1-3.
125. Скицюк В.І., Тимчик Г.С. Фізичні основи ближньої електромагнітної взаємодії інструмента та деталі при токарній металообробці // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2001. -№ . –С.103-105.
126. Загалеєв М.Р., Сарілов М.Ю. Диагностика РИ методом контролю термо-едс // Науч.-техн. творчество аспиp. и студ.: 27 Науч.-техн. конф. аспиp. и студ. Комсомольск-на-Амуре гос.техн.ун-та, К-на-Ам., 18-28 апр., 1997: Тез.докл. С. 8.
127. А.с. 500907 СССР МКИ 2 В23В 25/06. Способ измерения удельной термо-э.д.с. на режущих кромках инструмента / В.И.Денисенко. № 2-37342/25-8. Заявл. 26.06.74. Опубл. 30.01.76. Бюл. № 4.
128. Повышение стойкости РИ путем использования систем контроля их состояния. Ogawa Hisao // Puranto enjinia=Plant. Eng. -2001 -33, №2. - С.65-70.
129. Заявка № 51-39715 Япония. Заявка № 4-993. Заявл. 02.11.1972. Заявка № 47-109979. Опубл. 29.10.1976. Заявитель Хитати сейки К.К.

Наукове видання

Тимчик Григорій Семенович
Скицюк Володимир Іванович
Вайнтрауб Марк Абрамович
Клочко Тетяна Реджинальдівна

Відчутники контрольно-вимірювальних систем

Дизайн обкладинки
М. Клочко

В авторській редакції
Надруковано з оригінал-макету замовника

Підп. до друку 30.05.2008 р. Формат. 60 x 84 1/16. Папір офсетний. Гарнітура Times.
Спосіб друку - різнографія. Ум. друк. арк. 15. Ум. обл.-вид. арк. 23,40.
Наклад 300 прим. Зам. № .

НТУУ «КПІ» ВПІ ВПК «Політехніка»
03056, Київ, вул.. Політехнічна, 14, корп. 15
Тел./факс (044) 241 68 78