

ПРИСТРІЙ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ВІДХИЛЕНЬ ФОРМИ ДЕТАЛЕЙ ТИПУ ВТУЛОК НА БАЗІ ПРИСТРОЮ КУТОВОГО ОРІЄНТУВАННЯ

При складанні значної кількості об'єктів машино- та приладобудування доводиться мати справу з необхідністю кутового орієнтування деталей типу втулок за ключем орієнтації у вигляді бокового отвору або місцевих відхилень форми, а для ряду випадків постає необхідність контролю граничних значень таких відхилень. В [1] розглянуті основні вимоги до співвідношення конструктивних параметрів та режимів роботи пневматичних пристроїв, призначених для контролю граничних відхилень від круглості деталей типу втулок в процесі їх транспортування. Розглянуті методологічні основи перетворення орієнтуючого пристрою в контрольний.

Для збільшення чутливості таких пристроїв пропонується використовувати показану на рис. 1 конструктивну ознаку послідовного підведення живлення до фіксуючих та опорних повітряних потоків, які забезпечують кругову фіксацію втулки, якщо розмірні характеристики ключа орієнтації перевищують наперед задані величини, або неперервне провертання втулки, якщо вони знаходяться в межах допуску.

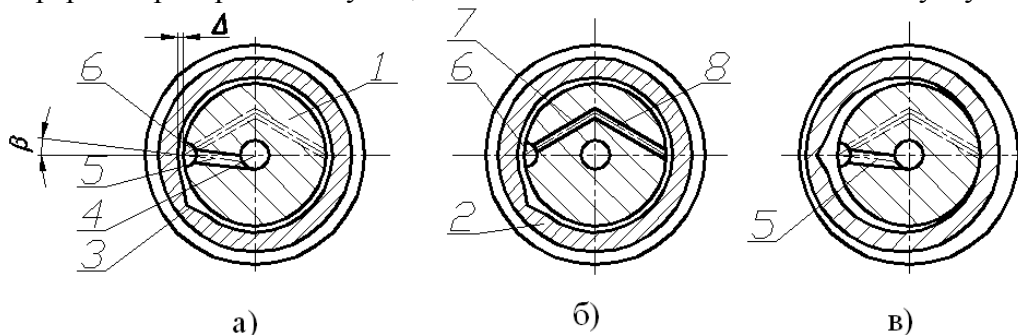


Рисунок 1

На орієнтуючий шток 1 подається контрольована втулка 2 з ключем орієнтації 3, наприклад, у формі поздовжнього паза з внутрішньої сторони втулки. В центральну порожнину 4 підводиться стиснуте повітря, яке через фіксуючий тангенціальний отвір 5, нахилений на кут β та виконаний на рівні середини висоти втулки, проходить у вертикальний боковий паз 6, направлений вверх і вниз від фіксуючого отвору 4 на віддаль, меншу за половину висоти втулки. З цього паза частина повітряного потоку виходить в атмосферу через зазор Δ (рис.1,а), а частина – через послідовні канали 7, 8, виконані у верхній і нижній частині паза 6 (рис. 1,б). Якщо ключ 3 попадає в зону вертикального паза 6, то повітряний потік із отвору 5 інтенсивно витікає через ключ 3, а в каналах 7, 8 тиск різко падає, що спричиняє суттєве зменшення опорних потоків в цих каналах і втулка фіксується в положенні, показаному на рис. 1,в. Якщо розмір ключа 3 менший заданого, втулка 2 буде провертатись під дією тангенціальних повітряних потоків

Література

1. Куцевич О. Особливості конструювання пневматичних пристроїв для контролю граничних відхилень від круглості деталей типу втулок у процесі їх транспортування / О. Куцевич, Я. Проць, А. Куцевич // Вісник Тернопільського державного технічного університету.-2007.-№1.-С. 111-121.

УДК 621.867

О. Куцевич

(Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя)

АДАПТИВНИЙ ЗАХОПЛЮВАЧ ДЕТАЛЕЙ З КРИВОЛІНІЙНИМИ ПОВЕРХНЯМИ ДЛЯ ТРАНСПОРТУЮЧОГО ПРИСТРОЮ З ФУНКЦІЯМИ РОЗМІРНОГО КОНТРОЛЮ

Питання захоплення деталей складної форми з криволінійним профілем поверхні, яка контактує з захватним органом, постає в багатьох завантажувальних та транспортуючих системах. У представленому в [1] роботизованому комплексі об'єктом захоплення та транспортування з одночасним розмірним контролем є рефлектор офсетної дзеркальної антени супутникового телебачення та зв'язку. Оскільки поверхня захоплення 1 (рис.1) відсічена з вихідного параболоїда обертання площиною, розміщеною під

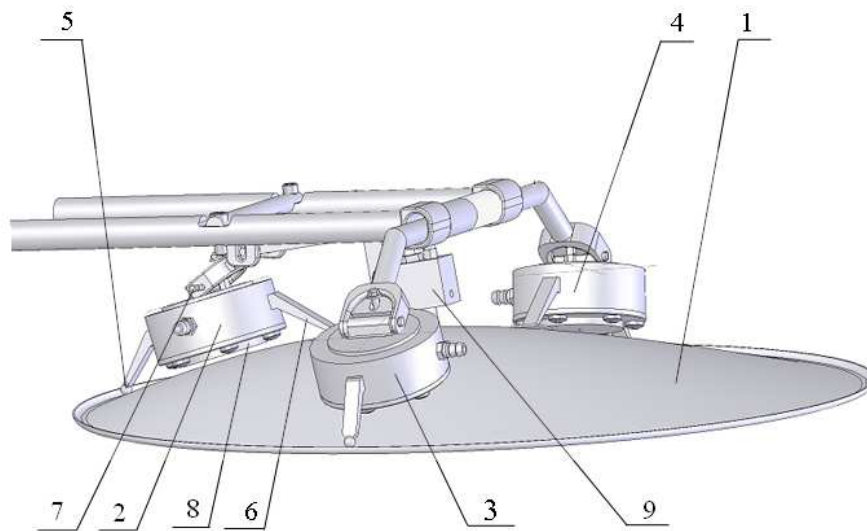


Рисунок 1

заданим, відмінним від прямого, кутом до його осі, то звернені до цієї поверхні робочі сторони захоплювачів 2, 3 і 4 будуть мати несиметричну форму, до того ж, у пари 3, 4 – відмінну від форми захоплювача 2. За упорами 5, 6 положення кожного адаптується до можливої зміни форми рефлектора, шляхом відповідного провороту корпуса відносно підвісної осі 7, однак для досягнення максимальних силових характеристик захоплювача їх робочі сторони, як, наприклад, сторона 8 для захоплювача 2, виконані складеними з окремих фрагментів, сопла яких є розгалуженнями від центрального сопла, з відповідними торцевими поверхнями, виставленими відносно зразкового рефлектора з усередненими розмірними характеристиками та зафіксовані в цьому положенні через використання кріпильних блоків з самотвердіючою масою.

При цьому пневматичний пристрій 9 типу «сопло-заслонка» залишається достатньо інформативним.

Література

1. Патент України на корисну модель №28019 UA, МПК В25J 15/00.- Роботизований технологічний комплекс / О.А. Куцевич, Я.І Проць, В.Б. Савків, А.В. Куцевич .-№и 2007 07077; Заявл.25.06.2007; Опубл. 26.11.2007.-Бюл.№19.-16 с.

ФОРМУВАННЯ ЗОБРАЖЕННЯ ЗА ЛІНІЯМИ МАКСИМАЛЬНОЇ ГУСТИНИ ЕЛЕКТРИЧНОГО СТРУМУ ДЛЯ РОЗВ'ЯЗУВАННЯ ЗАДАЧІ ЕЛЕКТРОІМПЕДАНСНОЇ ТОМОГРАФІЇ

Формування зображення в електроімпедансній томографії є нелінійною задачею. Її розв'язують лінеаризованими та ітераційними методами. Перевага ітераційних методів полягає в тому, що при їх використанні непотрібно враховувати цю нелінійність, проте вони вимагають значних затрат часових та обчислювальних ресурсів. Лінеаризованими методами можна знайти лише наближений розв'язок задачі, хоч вони забезпечують найвищу швидкість формування зображень. Підвищення точності лінеаризованих методів забезпечується шляхом врахування особливостей взаємодії електричного поля з середовищем. Найбільш поширений з лінійних методів – метод зворотного проектування вздовж криволінійних ізопотенціалів (ЗПКІ) [1]. Недолік методу ЗПКІ полягає в тому, що побудова ліній однакового потенціалу проводиться для однорідного середовища.

У доповіді наведено результат адаптації лінійного методу зворотного проектування до розв'язування нелінійної задачі електроімпедансної томографії. Пропонується використовувати метод зворотного проектування за лініями максимальної густини електричного струму (ЛМГЕС), де точки входу і виходу струму з тіла та його величина є відомими.

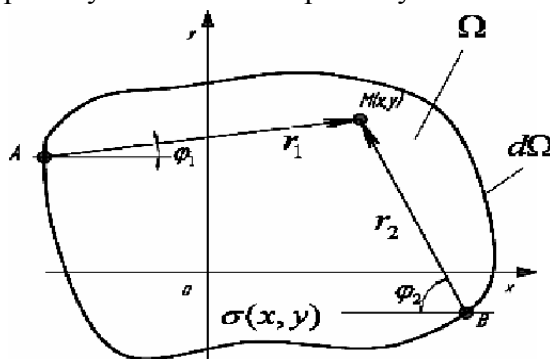


Рисунок 1

ЛМГЕС побудовано виходячи із відомостей про апріорний розподіл провідності $\sigma(x, y) \in \Omega$. Зв'язок між вектором густини електричного струму \vec{i} і функцією розподілу провідності - $\vec{i} = \sigma(x, y) \cdot \vec{E}$, \vec{E} - вектор напруженості електричного поля. Лінії максимальної густини електричного струму для відомого

розподілу $\sigma(x, y)$, при представленні зображення у вигляді моделі скінченних елементів (пікселів) розмірністю $N \times N$, будуть описуватись виразом:

$$\vec{i}(x_n, y) = \max \left\{ \frac{\sigma(x_n, y)}{4\pi\epsilon_0} \cdot \left(\frac{q \cdot |\vec{r}_1| \cos \varphi_1 - q \cdot |\vec{r}_2| \cos \varphi_2}{r^3} \right) \right\}, \quad y = 1, 2, \dots, N,$$

де n - біжучий індекс стовпця пікселів зображення.

У доповіді представлено розбиття області ЛМГЕС для кожної пари електродів, побудову зворотних проєкцій, фільтрацію проєкційних даних в частотній області та формування зображення з використанням розробленого програмного забезпечення для реалізації описаного методу.

Література:

1. Barber, D. C., Seagar, A. D., 1987. Fast reconstruction of resistance images. Clin. Phys. Physiol. Meas. 8, 47-54.

АНАЛІЗ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕНЬ ТА ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ЕРГ-СИГАЛІВ

Рання діагностика захворювань сітківки ока є однією з основних проблем сучасної офтальмології. На сьогодні, одним з широко використовуваних і теоретично обґрунтованих інструментальних методів одержання діагностичних даних є електроретинографічний метод. Він ґрунтується на реєстрації та відображенні у вигляді електроретинограм (ЕРГ – кривих) сумарної електричної активності сітківки ока як реакції на світловий імпульс (спалах).

Для створення нейросіткових класифікаторів діагностики офтальмологічних захворювань і, зокрема, нейросіткової ідентифікації електроретинограм необхідно представити вихідний сигнал $f(t)$ у вигляді вектора ознак, які характеризують захворювання.

Запропоновано методику розв’язання поставленої задачі, яка ґрунтується на застосуванні вейвлет-перетворень нестационарного ЕРГ-сигналу та можливості використання вейлет-коефіцієнтів розкладу електроретинограм як інформативних ознак для нейросіткових експериментальних систем.

Вейвлет-перетворення можна розглядати як скалярний добуток вихідного сигналу $f(t)$ та базисних функцій $\psi_{\tau,s}(t)$:

$$W(\tau, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \psi_{\tau,s}(t) dt \quad (1)$$

$$\psi_{\tau,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (2)$$

де τ - масштаб (параметр, який визначає розмір вейлету);

s - зсув (параметр, який задає часову локалізацію вейлету);

$\psi_{\tau,s}(t)$ - змасштабовані і зсунуті копії породжуючого вейлета $\psi(t)$ для заданих значень τ, s .

На відміну від класичного перетворення Фур’є, яке дозволяє встановити частотне наповнення сигналу, але не дає можливості визначити в який момент часу існує та чи інша частота, вейвлет-аналіз забезпечує частотно-часове представлення електроретинограм.

Властивості вейвлетів та реалізації в середовищі MATLAB (Wavelet Toolbox) роблять їх потужним і доступним інструментом аналізу і синтезу ЕРГ-сигналів. Властивість ортогональності дозволяє отримувати незалежну інформацію на різних масштабах, властивість нормалізації - зберігає величину інформації на різних етапах перетворень, властивість локалізації – дає можливість визначити частоти, на яких відбувається значимі для діагностики досліджувані явища тощо. Крім того, вейвлет-перетворення (1) можна вважати фільтром вихідного сигналу, що має важливе практичне застосування.

ПІД ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ НА ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

Наростання термоелектричної неоднорідності електродів термопар під дією часу і температури експлуатації веде до появи похибки неоднорідності, тобто залежності її термо-е.р.с. не тільки від різниці температур між робочим і вільними кінцями, а і від профілю температурного поля вздовж електродів. В [2] запропоновано конструкцію (рис. 1) термоелектричного перетворювача ТЕП, яка зменшує прояв цієї похибки шляхом стабілізації температурного поля вздовж електродів головної термопари ГТ з допомогою підсистем регулювання температури, куди входять додаткові термопари $T_1...T_n$ і нагрівачі $H_1...H_n$. Аналіз похибки вимірювання температури таким ТЕП показав, що для її оцінки потрібно експериментально дослідити наступні складові:

1. Від неідеальності підсистем регулювання температури, тобто “хвилі регулювання”;
2. Від впливу змін профілю зовнішнього температурного поля на розподіл температур вздовж електродів ГТ, тобто від неідеальності конструкції нагрівачів $H_1...H_n$;
3. Похибки від впливу теплового потоку останнього нагрівача H_n на температуру робочого кінця ГТ. Ця похибка є методичною для ТЕП такої конструкції.

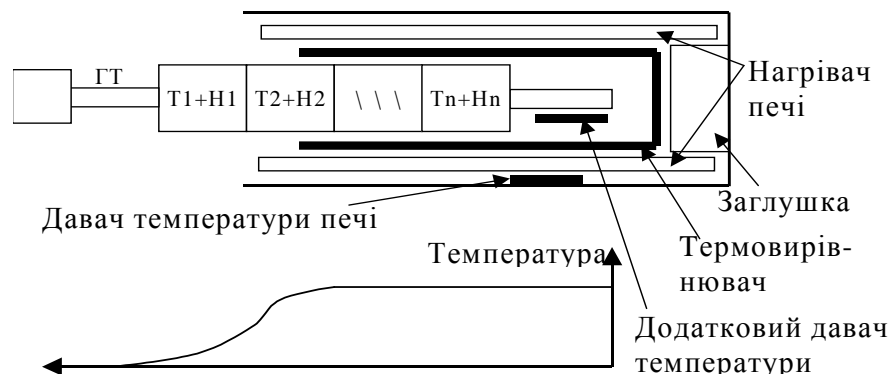


Рис. 1. Термоелектричний перетворювач в печі та профіль її температурного поля

Однак печі з керованим профілем температурного поля мають дуже складну конструкцію. Запропоновано методики дослідження перелічених похибок з допомогою печі (рис. 1), яка має лише один нагрівач і трубчатий термопарний вимірювач (її температурне поле показане внизу рис. 1). Похибку по п. 1 визначаємо як відхилення від середньої вимірної термопарами $T_1...T_n$ температури окремих нагрівачів. Похибку по п. 2 визначаємо обробкою результатів вимірювання термопар $T_1...T_n$ при зміні положення ТЕП відносно термопарного вимірювача при нормальній роботі та при вимкненому одному з нагрівачів $H_1...H_n$. Похибку по п. 3 визначаємо як різницю термо-е.р.с. ГТ при двох уставках підсистеми регулювання $T_n + H_n$: (i) при рівності температур ГТ і T_n ; (ii) при прирості температури T_n на суму похибок ГТ і T_n . Але тоді міняється потужність H_n , що веде до зміни температури робочого кінця ГТ, тому, для цього ефекту, поряд з робочим кінцем ГТ розміщується додатковий датчик температури – термометр опору.

1. О.В. Кочан, Р.В. Кочан. Термоелектричний перетворювач. Пат. України 200701855 від 22.02.2007.

ПРОБЛЕМИ ОСЦИЛОМЕТРИЧНОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ АРТЕРІАЛЬНОГО ТИСКУ

Осцилометричний метод(ОМ) визначення артеріального тиску(АТ), запропонований Е. Marey ще в 1876г., заснований на визначенні пульсових змін об'єму в кінцівці.

Спрощений алгоритм визначення АТ виходячи з даних про тиск в манжеті і амплітуді мікропульсацій тиску в тій же манжеті приведено на рисунку 1.

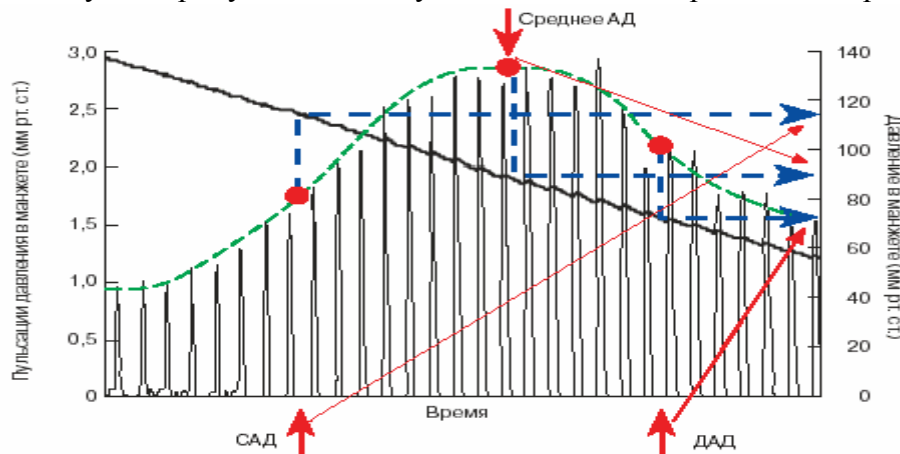


Рисунок 1 – Спрощений алгоритм визначення артеріального тиску

В процесі вимірювання АТ (рисунок 1) необхідно: 1) фіксувати момент появи мінімальних пульсацій тиску в манжеті; 2) виявити точки в яких розмах пульсацій досягає максимального і мінімального значення; 3) співвіднести набуті значення зі швидкістю зміни (збільшення або зменшення) тиску в манжеті; 4) розрахувати значення систолічного та дістолічного АТ.

Переваги, порівняно з методом тонів Короткова (рекомендовано ВОЗ 1999 р.):

- 1) стійкість до шумових навантажень, що дозволяє використовувати його в ситуаціях з високим рівнем шуму;
- 2) можливість проводити визначення АТ: а) при вираженому аускультативному провалі; б) “нескінченному тоні”; в) слабких тонах Короткова;
- 3) реєстрація рівня АТ у фазі компресії, коли відсутні місцеві порушення кровообігу, що з'являються в період випускання повітря з манжети;
- 4) менша залежність від еластичності стінки судин, що знижує частоту виявлення псевдо резистентної гіпертонії у хворих з вираженим атеросклерозним враженням периферичних артерій.

Однак вказаний метод має ряд недоліків: 1) необхідність точно контролювати тиск в манжеті; 2) нижча достовірність правильного визначення систолічного та дістолічного АТ, через інерційність вимірювальної системи (манжета, давач тиску).

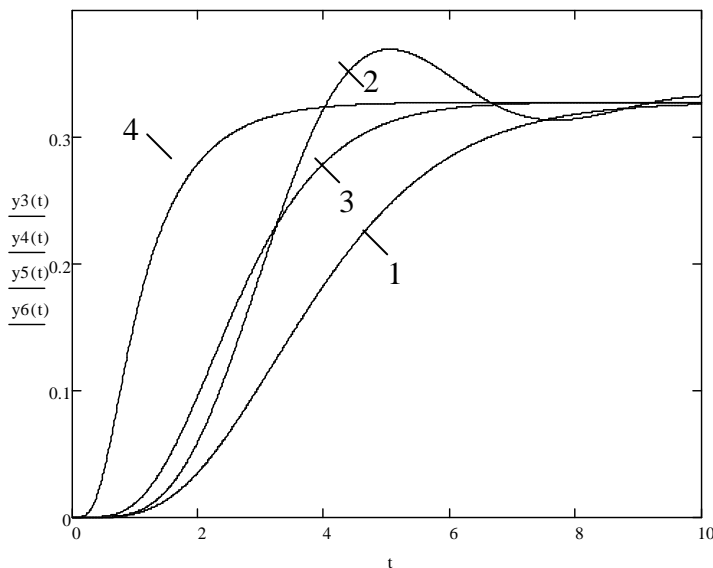
Для усунення вказаних недоліків пропонується багато-манжетна вимірювальна система із зменшеною інерційністю, що дозволить підвищити інформативність, точність та достовірність вимірювання АТ.

ВИЗНАЧЕННЯ РОЗМІЩЕННЯ НА КОМПЛЕКСНІЙ ПЛОЩИНІ КОРЕНІВ ХАРАКТЕРИСТИЧНОГО ПОЛІНОМА ВІДПОВІДНО БАЖАНИМ ПОКАЗНИКАМ ЯКОСТІ ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ ЗАМКНУТОЇ СИСТЕМИ

Пропонується метод визначення розміщення на комплексній площині коренів характеристичного многочлена, які забезпечують задані ступені стійкості η та коливності μ замкнутої системи керування. Ці показники забезпечуються розміщенням коренів характеристичного полінома для систем довільного порядку. Задане значення коливності μ забезпечується обмеженням області розміщення коренів двома променями, які направлені під кутом $\varphi = \arctan \mu$ до від'ємної дійсної півосі. Задана ступінь стійкості забезпечується обмеженням області коренів вертикальною прямою, яка проходить паралельно уявній осі на відстані η . Таким чином щоб отримати задані показники якості корені характеристичного рівняння повинні бути розміщені лівіше вертикальної прямої, розміщеної від уявної осі на відстані η і всередині сектора з кутами 2φ .

Пропонується вибирати корені на границі кола, всередині області, яка обмежена вище описаними променями і прямою η заданого ступеня стійкості.

Отримані аналітичні вирази для визначення розміщення коренів системи будь-якого порядку. Ці корені визначають коефіцієнти характеристичного полінома. Метод просто реалізується на цифровій обчислювальній машині.



На рисунку представлені перехідні характеристики замкнутої системи, які відповідають ступеню стійкості $\eta=1,25$ при виборі коренів за методом кратних коренів (крива 1) [1,2], за методом Баттерворта (крива 2) [1], за методом вибору коренів на лівій гілці гіперболи, що є апроксимацією ломаної лінії, які обмежують область з заданими показниками якості η і μ (крива 3) [3] і за запропонованим підходом (крива 4). Моделювання перехідних процесів проводилось при входній дії $x(t)=1(t)$.

З рисунку видно, що перехідний процес, отриманий запропонованим підходом, має кращу швидкодію при відсутності перерегулювання в порівнянні з перехідними процесами, які отримані відомими методами [1,2,3].

Література:

1. Кузовков Н.Т. Модальное правление и наблюдающие устройства. М.: Машиностроение, 1976. - 342 с.
2. Бессекорский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. – Изд. 4-е, перераб. и доп. СПб. Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.
3. Литвинов Н.Д. Метод расположения корней характеристического номинала, обеспечивающий заданные степень устойчивости и колебательность системы // Автоматика и телемеханика. -1995.- №6.- с.38-45.

КЕРУВАННЯ ОПОРНО-ПОВОРОТНИМ ПРИСТРОЄМ АНТЕННОЇ СИСТЕМИ НА ОСНОВІ ЛІНІЙНИХ ПРИВОДІВ

Опорно-поворотний пристрій (ОПП) – одна із найважливіших складових частин антенних систем (АС). Саме від ОПП залежить точність наведення і супроводу космічних апаратів (КА), відповідно якість і потужність отриманого сигналу що безпосередньо впливає на кількість помилок передачі даних і швидкість їх отримання.

Традиційно ОПП АС складається із двох електроприводів які спрямовують дзеркало антени по азимуту і куту місця, відповідно такі ОПП мають дві степені вільності. Також існують ОПП які мають три степені вільності (тривісні). Вони мають змогу краще, швидше і точніше провести вісь антени через зеніт. При чому виключається існування мертвих зон. Основним недоліком таких ОПП є їх надмірна вартість і високі вимоги по точності.

Використання ОПП на базі системи актуаторів дозволяє в деякій мірі спростити конструкцію і вимоги щодо механічних вузлів. Підвищити точність, швидкість наведення і супроводу КА. Проте такий спосіб вимагає складних алгоритмів обрахунку швидкостей і видовження актуаторів. Підвищується складність програмного забезпечення і електронних вузлів керування ОПП. Основний недолік таких систем полягає в неможливості досягнути малих значень кута місця.

Важливою задачею є розрахунок положення верхньої площини в просторі. Оскільки система має 6 степенів вільності, то існує безліч розв'язків які будуть задовольняти її. Знаходження найоптимальнішого з них і є основною метою.

При розрахунку були використані формули переносу і повороту системи координат в просторі, які широко використовуються в комп'ютерній графіці. Алгоритм базується на основі матричних перетворень, які зарекомендували себе своєю швидкодією і можливістю здійснення будь-якого геометричного перетворення за допомогою лише однієї матриці.

За допомогою IDE Borland Delphi7 з використанням графічних бібліотек OpenGL написана програма розрахунку і моделювання положень та швидкостей руху кожного актуатора в залежності від заданого азимуту та кута місця АС. Програма графічно відображає тривимірну модель опорно-поворотного пристрою (рисунк1) і емулює його роботу в динамічних режимах. Для керування 6 лінійними приводами ОПП АС розроблено функціональну та принципову схеми електронного блоку на основі мікроконтролера, FPGA/ПЛІС та блок-схему алгоритму роботи.

Виготовлено стенд для експериментальних досліджень системи керування.

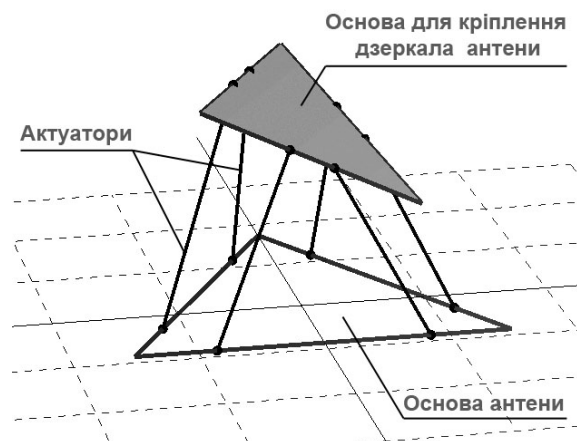


Рисунок 1 — Тривимірний моделювання опорно-поворотного пристрою антени системи.

РОЗРОБЛЕННЯ РЕАБІЛІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ ЗВУКОВИМОВИ ДЛЯ РОЗПІЗНАВАННЯ ЗВУКІВ „Р” ТА „Л” В СИСТЕМІ „ЛЮДИНА-КОМП’ЮТЕР”

Багато людей різного віку страждають від проблем, пов'язаних з неправильною вимовою звуків „Р” та „Л” (ротацізм та ламбдацізм). Щоб ліквідувати вищенаведені вади звуковимови необхідне систематичне тренування мовного апарату за допомогою комплексу фізичних вправ для зміцнення м'язів язика і щелепи, та набору слів і словосполучень, які багаторазово повторюються. Особливо важливою ця проблема є для людей з порушеннями слуху, які здатні сприймати інформацію лише на основі зорового аналізатора. В літературних джерелах не знайдено інформації про наявність комп'ютерних автоматизованих систем, які б дозволяли проводити тренування і оцінювати їх результативність. Тому, актуальною є задача розроблення реабілітаційної моделі звуковимови, придатної для тренування мовного апарату в системі „людина-комп'ютер”.

Етапи розроблення реабілітаційної моделі звуковимови для розпізнавання звуків „Р” та „Л” в системі „людина-комп'ютер” представлено так:

1. Мовний сигнал відбираємо від людини і передаємо у базу даних комп'ютера.
2. За допомогою кратномасштабного аналізу вейвлет-перетворення проводимо фонемну сегментацію мовного сигналу (слова) для виділення досліджуваного фрагменту (фонем /р/, /р'/, /л/, /л'/).
3. Виділяємо інформативні ознаки досліджуваних фонем (частоту основного тону, форманти).
4. Порівнюємо характеристики досліджуваних фонем з еталонними ознаками фонем /р/, /р'/, /л/, /л'/.
5. Виводимо результат розпізнавання.

Для здійснення фонемної сегментації мовний сигнал, оцифрований з частотою дискретизації 22 050 Гц, розбиваємо ковзаючим вікном, розміром 512 відліків на масиви з половинним перекриттям і формуємо з них єдиний масив. Отриманий масив даних розкладаємо на $j=6$ рівнів деталізації з використанням кратномасштабного вейвлет-перетворення в базисі Добеші. Для кожного j -го рівня будемо числову послідовність коефіцієнтів деталізації:

$$e_{ij} = 10 * \lg \sum_{k=0}^{n_j-1} d_{j,i+k}^2,$$

де i – номер ковзаючого вікна, $n_j = \frac{n}{2^j}$ - розмір ковзаючого вікна на j -му рівні, n - розмір вікна в початковому сигналі ($n=512$), $d_{j,i+k}$ - коефіцієнти деталізації.

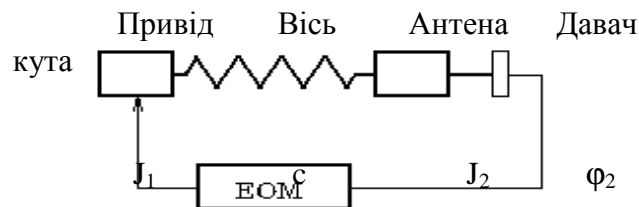
Набір коефіцієнтів деталізації, дає змогу виявити міжфонемні переходи, оскільки на міжфонемних переходах сигнал зазнає змін і, відповідно, характеризується зростанням вейвлет-коефіцієнтів.

Тому, задача фонемної сегментації слова зводиться до знаходження міжфонемних меж, на основі яких виділяються фонемні для подальшого порівняння з еталонами.

ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ КЕРУВАННЯ ПРИВОДОМ АНТЕННОЇ УСТАНОВКИ

Для наведення антени на ШСЗ та його супроводження найбільш поширеними є двох- та трьохвісні опорно - поворотні пристрої (ОПП), обладнані, як правило, електроприводом постійного струму, що встановлюється на кожну вісь. Керування системою здійснюється спеціалізованою ЕОМ, яка в реальному масштабі часу відслідковує еволюції рухомого об'єкту, зміну орбіти ШСЗ та інше. Необхідна точність слідкування може досягати одиниць і навіть долей кутових хвилин, що потребує достатньо точних датчиків та швидкодіючої ЕОМ.

У спрощеному вигляді привід разом із системою керування зображено на малюнку.



На малюнку позначено J_1 і J_2 - моменти інерції привода та конструкції осі антени, c - жорсткість з'єднувальних елементів, φ_2 - кут повороту антенної осі, який відслідковується давачем положення.

Вважаємо, що крутний момент електричного двигуна описується статичною характеристикою виду:

$$M_1 = k_i \frac{U_e - k_e \varphi_1'}{R_e}$$

Залежність керуючої напруги від різниці розрахункового та дійсного кутів, що визначається ЕОМ, є пропорційною і обчислюється за формулою

$$U_e = U_{\max} \frac{(\varphi_{2r} - \varphi_2)}{\Delta_{\max}};$$

де Δ_{\max} - величина кутового інтервалу, на якому напруга на електродвигуні зростає лінійно (т.з. зона чутливості), при більшій розбіжності між кутами напруга є постійною та рівною U_{\max} .

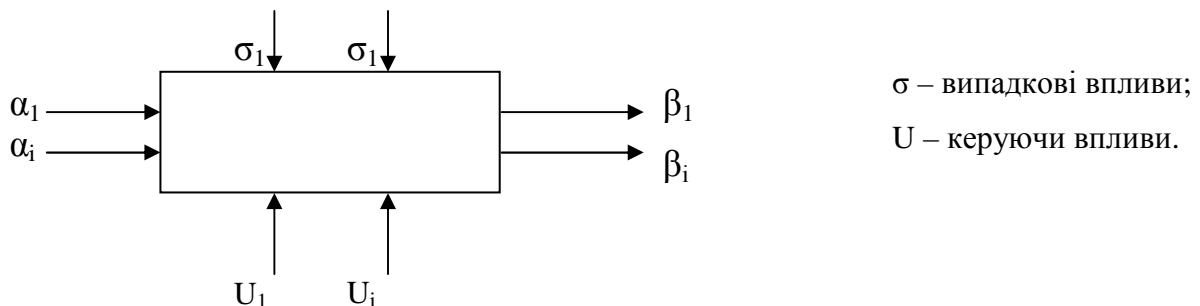
Аналіз розв'язку за методом Гурвіца показав, що система втрачає стійкість, коли не виконується нерівність

$$\frac{c}{k_i} > \frac{U_{\max}}{\Delta_{\max}}.$$

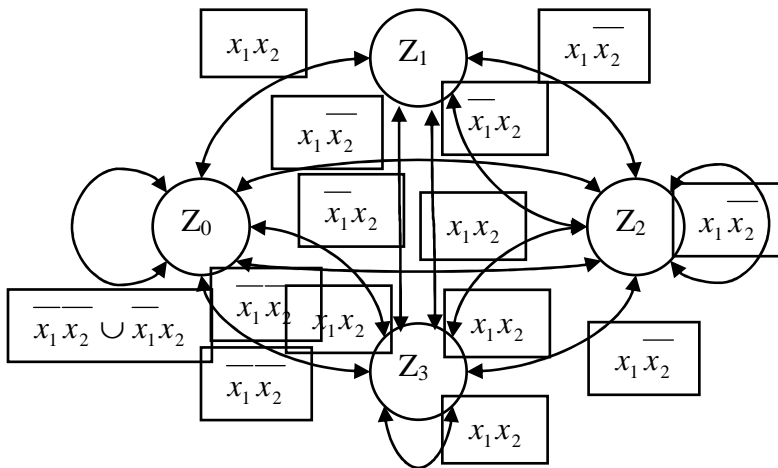
Це може бути у випадку високої чутливості системи ($\Delta_{\max} \rightarrow 0$) або малої жорсткості передаючої ланки. Як видно з нерівності, маса механізму на стійкість системи не впливає. Тому рекомендується, з метою підвищення стійкості системи керування, збільшувати зону лінійного наростання керуючої напруги Δ_{\max} .

МОДЕЛЬ КЕРУВАННЯ І ФОРМАЛІЗОВАНИЙ ОПИС ФУНКЦІЙ КЕРУВАННЯ

Дана система керування має два вихідних впливи β . Система повинна виконувати зчитування звітної інформації про стан клієнта або проводити перевірку часових параметрів в залежності від вхідних параметрів α , випадкових впливів σ та керуючих впливів U . Математичною моделлю даної системи є функція від всіх розглядуваних параметрів $Q(t) = (\alpha, \beta, U, \sigma)$;



Виходячи із технічної задачі будемо вважати, що система має два вхідних сигнали двійкового типу: $x_1 = 1$ – Запущений часовий лічильник; $x_1 = 0$ – не запущений часовий лічильник; $x_2 = 1$ – непотрібно блокувати Клієнт (є DBF-файл для програмування); $x_2 = 0$ – потрібно блокувати Клієнт . Використовуючи таблицю зміни станів та таблицю виходів побудуємо граф функціонування із вказанням вхідних значень.



Рівняння математичної моделі системи керування запишеться:

$$y_1 = \overline{x_1 x_2} \cup x_1 x_2 = x_1; \quad y_2 = \overline{x_1 x_2} \cup x_1 x_2 = x_2$$

Аналізуючи рівняння математичної моделі можна зробити висновок, що система керування є комбінаційною.

ЛІТЕРАТУРА

1. Є.Буров Комп'ютерні мережі. Львів: Бак, 1999.-468с.