

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. *Баланчук І.С.* Дослідження щодо визначення і функціонування основних складових інформаційно-технологічної платформи трансферу технологій / *І.С. Баланчук, О.А. Іванова, О.Є. Михальченко, І.Г. Кухарець* // Науково-технічна інформація. – 2014. – № 1 (59). – С. 9–15.

2. Российская сеть трансфера технологий, как составная часть национальной инновационной системы: методология, практика, перспективы [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.anrb.ru/uploads/files/RTTN.pdf>

3. *Баранова С.А., Беляев Ю.М.* Консалтинговые услуги в инновационной сфере <http://cyberleninka.ru/article/n/konsaltingovye-uslugi-v-innovatsionnoy-sfere>

4. *Беляев Ю.М.* Инновационный менеджмент: учеб. пособие. – Краснодар: Вид-во ЮИМ, 2009. 176 с.

5. *Десяк С.* Роль консалтинга в информационном обеспечении развития внешней торговли и иностранного инвестирования в Украине [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.ek-ua.com/consulting-artikel-consulting.htm>

6. *Марченко О.С.* Консалтингові ресурси як складник інноваційного потенціалу економіки [Електронний ресурс] / *О.С. Марченко* / – Режим доступу: <http://firearticles.com/economika-ukr/77-konsaltingovi-resursi-yak-skladnik-innovacijnogo-potencialu-ekonomiki-marchenko-o-s.html>

7. *Жарлінська Р.Г.* Роль маркетингу в економіці, підвищенні конкурентоспроможності підприємств [Електронний ресурс] / *Р.Г. Жарлінська, О.П. Янчик, І.С. Дубовенко.* – Режим доступу: <http://intkonf.org/zharlinska-rg-yanchik-op-dubovenko-is-rol-marketingu-v-ekonomitsi-pidvischennikonkurentospromozhnosti-pidpriemstv/>

8. *Білозубенко В.С.* Інноваційна активність і національна інноваційна система / *В.С. Білозубенко* // Торговля і ринок України: темат. зб. наук. пр. / Донецьк. нац. ун-т економіки і торгівлі ім. М. Туган-Барановського. Інвести-

ційна та інноваційна діяльність підприємства. – 2009. – Т. 2. – Вип. 28. – С. 332-340.

9. *Ілляшенко Н.С.* Механізм управління підприємством на засадах інноваційного маркетингу / *Н.С. Ілляшенко* // Механізм регулювання економіки. – 2009. – № 4. – С. 42–47.

10. *Телишевська Л.І., Майборода Т.А., Підвальна К.С.* Маркетинг інновацій як один з інструментів забезпечення конкурентоспроможності підприємства. – офіційний сайт журналу «Економіка промисловості», №4(56) – 2011. – http://econindustry.org/arhiv/html/2011/st_56_28.pdf

11. Інноваційна діяльність як об'єкт інвестування [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://pidruchniki.ws/13291208/menedzhment/innovatsiyna_diyalnist_obyekt_investuvannya

12. Венчурный капитал [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://ru.wikipedia.org/wiki/Венчурный_капитал

13. *Великий Ю.В.* Вплив венчурного підприємництва на інноваційну діяльність / *Ю.В. Великий* [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.info-prensa.com/article-562.html>

14. Українські венчурні фонди: до кого стартапам варто йти за грошима [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://ain.ua/2013/03/18/116512>

15. *Кузнєцова І.П.* Проблеми та перспективи розвитку малого інноваційного підприємництва в Україні / *І.П. Кузнєцова* // Економіка і прогнозування. – 2003. – № 4. – С. 115–122.

16. *Тимошенко І.А.* Розвиток бізнес-планування інноваційних проектів [Електронний ресурс] / *І.А. Тимошенко.* – Режим доступу: <http://masters.donntu.edu.ua/2012/iem/timoshenko/diss/indexu.htm>

17. *Косенко С.* Принципи та джерела авторського права [Електронний ресурс] / *С. Косенко.* – Режим доступу: <http://www.justinian.com.ua/article.php?id=2191>

УДК 621.9

СИСТЕМНИЙ СИНТЕЗ АЛГОРИТМУ ЗАПАСУ СТІЙКОСТІ ОСІ ОБЕРТАННЯ ВАЛА ПО МОДУЛЮ І ФАЗІ



**В.О. Тарасов, докт. техн. наук,
Т.М. Назаренко,
Л.О. Злочевська**

Упровадження сучасних технологій у виробництво потребує безперервного під-

вищення точності виготовлення виробів і їхніх елементів. А точність верстатів істотно

залежить від стійкості системи стабілізації радіального положення осі обертання вала суперпрецизійної аеростатичної шпindelної опори, яка впливає на всі критерії працездатності машин і механізмів, енергетичну ефективність, матеріалоемність, надійність і довговічність.

Метою статті є розробка методики побудови динамічної моделі, яка має забезпечувати запас стійкості по модулю і фазі системи стабілізації радіального положення осі обертання вала суперпрецизійної аеростатичної шпindelної опори.

Виклад основного матеріалу. Стійкість системи стабілізації радіального положення осі обертання вала суперпрецизійної аеростатичної шпindelної опори є важливим чинником. Отже, для того, щоб з'ясувати, чи буде стійкою дана система стабілізації, необхідно одержати рівняння динаміки системи. Це рівняння, що зв'язує між собою вхідний вплив $\theta(t) = \alpha(t) - \beta(t)$ і вихідну величину системи $\beta(t)$, можна знайти з передавальної функції замкнутої системи щодо заданого впливу [1]:

$$K_s(p) = \frac{\beta(p)}{\alpha(p)} = \frac{K_p(p)}{1 + K_{o.c.}(p)K_p(p)}$$

Враховуючи, що $K_p(p) = \frac{D(p)}{F(p)}$, де $D(p)$ і

$F(p)$ – поліноми від p чисельника й знаменника $K_p(p)$, $K_s(p) = \frac{\beta(p)}{\alpha(p)} = \frac{D(p)}{F(p) + K_{o.c.}(p)D(p)}$. Звідси маємо рівняння динаміки замкнутої системи:

$$[F(p) + K_{o.c.}D(p)]\beta(p) = D(p)\alpha(p)$$

Для одержання динамічної моделі системи її елементи замінюються відповідними динамічними ланками. З'єднання ланок має відповідати з'єднанню елементів системи, які замінюються цими ланками (рис. 1).

Алгоритмічна схема як схема динамічної моделі системи відображає її динамічні властивості. Вона, по суті, є графічним зображенням системи рівнянь динаміки елементів, записаних в операційній формі (у вигляді передавальних функцій). Для визначення, якою динамічною ланкою слід зображувати той чи інший елемент системи на алгоритмічній схемі, складаються рівняння динаміки цього елемента.

1. Рівняння динаміки диференціально-го підсилювача. Цей підсилювач виконує функції елемента порівняння і підсилювача сигналу неузгодженості.

Як елемент порівняння підсилювач описується алгебраїчним виразом $\theta(n) = U_{on.X}(n) - U_{вим.X}(n)$, де $U_{on.X}(n)$ – величина

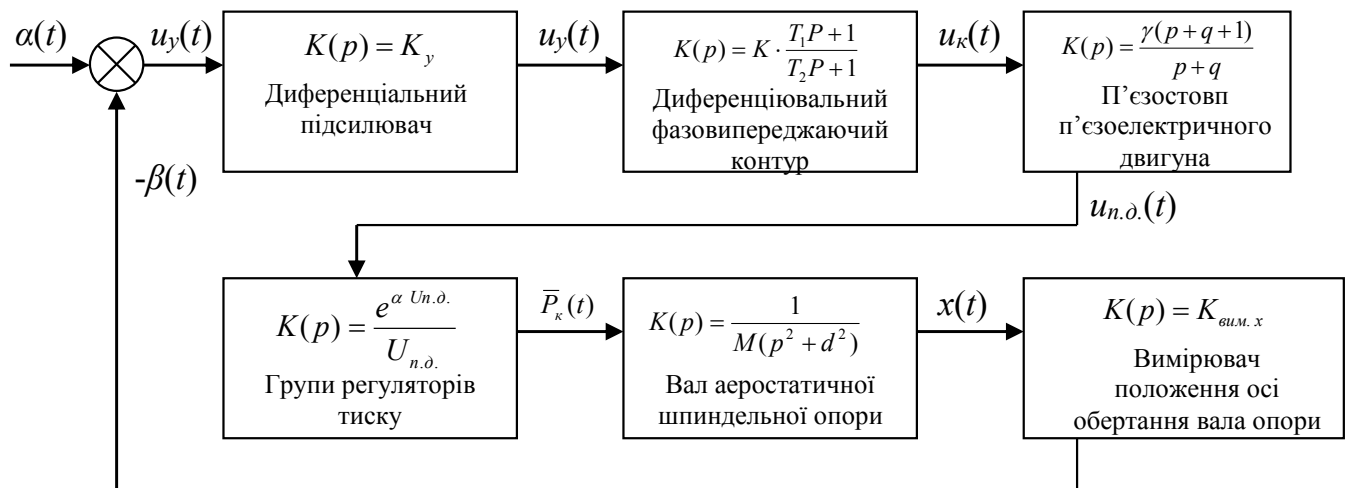


Рис. 1. Алгоритмічна схема динамічної моделі системи радіальної стабілізації положення осі обертання вала суперпрецизійної аеростатичної шпindelної опори

опорної напруги, що відповідає незміщеному положенню осі обертання вала по осі X ; $U_{вих.X}(n)$ – величина напруги на виході вимірювача величини зазору на n -й дискреті стабілізації.

Як підсилювач сигналу неузгодженості $\theta(t)$ диференціальний підсилювач описується рівнянням $U_{вих}(t) = k_y \theta(t)$, де k_y – коефіцієнт підсилення.

В операційній формі це рівняння має вигляд: $U_{вих}(p) = k_y \theta(p)$. Звідси визначається передавальна функція ланки $K(p) = \frac{U_{вих}(p)}{\Theta(p)} = k_y$, тобто передавальна функція чисельно дорівнює коефіцієнту підсилення.

2. Рівняння динаміки фазовипереджувального RC-контурі постійного струму. Випередження по фазі сигналів керування, яке необхідне для корекції динамічних властивостей системи стабілізації, досягається за допомогою диференціального фазовипереджувального RC-контурі (рис. 2).

Під корекцією системи стабілізації розуміється зміна її динамічних властивостей з метою забезпечення необхідного запасу стійкості, підвищення динамічної точності й показників якості перехідного процесу. Для замкнутих систем стабілізації необхідність введення корекції пояснюється тим, що умови досягнення високої точності в сталому і перехідному режимах мають суперечливий характер. У цих системах для зменшення помилки в сталому динамічному режимі необ-

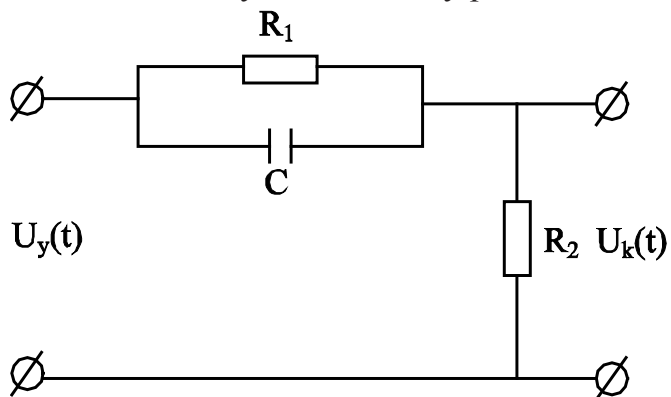


Рис. 2. Диференціальний фазовипереджувальний RC-контур

хідно підвищувати коефіцієнт підсилення K_p системи в розімкненому стані. Зі збільшенням K_p зменшується запас стійкості системи, отже, погіршується перехідний процес. Можливо, що система стабілізації стане нестійкою раніше, ніж удасться одержати необхідний коефіцієнт підсилення.

Для визначення передавальної функції RC-контурі складемо рівняння для вхідної й вихідної напруги цього контурі:

$$U_{ex}(t) = i(t) \frac{\frac{1}{j\omega C} R_1}{\frac{1}{j\omega C} + R_1} + i(t) R_2; \quad U_{вих}(t) = i(t) R_2,$$

де $U_{ex}(t) = U_y(t)$.

Зобразимо це рівняння в операційній формі:

$$U_{ex}(p) = I(p) \frac{\frac{1}{Cp} R_1}{\frac{1}{Cp} + R_1} + I(p) R_2 \quad (1)$$

$$U_{вих}(p) = I(p) R_2 \quad (2)$$

Підставивши вираз для $I(p)$ з (2) у рівняння (1), отримаємо:

$$U_{ex}(p) = \left(\frac{R_1}{R_2 + CpR_1R_2} + 1 \right) U_{вих}(p).$$

Після перетворення:

$$U_{ex}(p) = \frac{R_1 + R_2 + R_1R_2Cp}{R_2 + R_1R_2Cp} U_{вих}(p),$$

звідси передавальна функція RC-контурі

$$K(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{ex}(p)} = k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, \quad (3)$$

де $T_1 = R_1 C$ – стала контурі по похідній;

$k = R_2 / (R_1 + R_2)$ – коефіцієнт підсилення контурі по сигнальній складовій;

$T_1 = kT_2$ – стала часу відставання.

Оскільки $k < 1$, то $T_2 < T_1$. Із (3) можна визначити зображення перехідної функції контуру $H(p)$, підставивши $U_{ex}(p) = 1/p$,

$$H(p) = k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1} \cdot \frac{1}{p}.$$

Крива перехідної функції контуру $h(t)$ зображена на рис. 3.

Комплексна перехідна функція контуру

$$k(j\omega) = k \frac{T_1 j\omega + 1}{T_2 j\omega + 1}. \quad (4)$$

Логарифмічна амплітудна характеристика RC-контуру $L(W)$ будується згідно з виразом:

$$L(W) = 20 \lg k + 20 \lg \sqrt{T_1^2 \omega^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{T_2^2 \omega^2 + 1},$$

а логарифмічна фазочастотна характеристика $\Psi(\omega)$ – на підставі формули:

$$\Psi(\omega) = \arctg \omega T_1 + \arctg \omega T_2. \quad (5)$$

Як видно з виразів (4) і (5), член $(T_1 j\omega + 1)$ спричиняє випередження, рівне $\arctg \omega T_1$, а член $(T_2 j\omega + 1)$ визначає запізнювання, рівне $\arctg \omega T_2$. Випередження можливе у випадку, якщо стала часу випередження T_1 більша за сталу часу відставання T_2 . Оскільки в диференціальному контурі ця умова виконується,

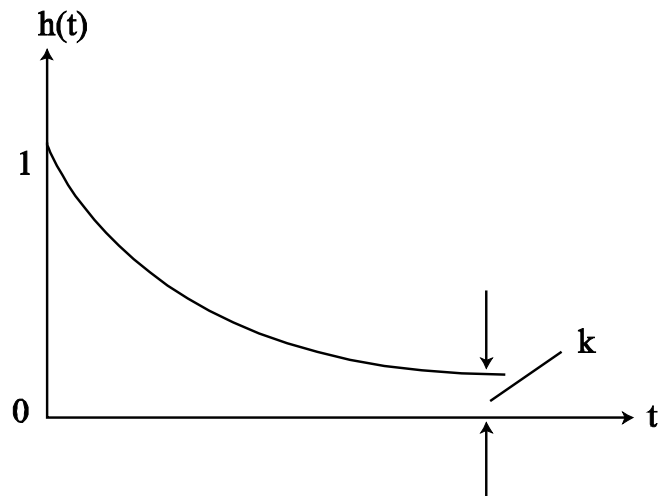


Рис. 3. Перехідна функція

останній створює випередження по фазі сигналу керування в певній смузі частот. Для визначення залежності між параметрами контуру і частотою ω_m , при якій контур створює максимальний кут випередження, необхідно похідну $d\Psi(\omega)/d\omega$ прирівняти до нуля і з отриманого рівняння визначити ω_m , тобто:

$$\frac{d\Psi(\omega)}{d\omega} = \frac{T_1}{1 + (\omega_m T_1)^2} - \frac{T_2}{1 + (\omega_m T_2)^2} = 0.$$

Звідси

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} = \sqrt{\omega_1 \omega_2} = \frac{1}{\sqrt{T_1^2 k}} = \frac{1}{T_1 \sqrt{k}}.$$

Максимальне значення кута випередження Ψ_{\max} знайдемо, підставивши значення ω_m у (5):

$$\Psi_{\max} = \arctg \sqrt{\frac{T_1}{T_2}} - \arctg \sqrt{\frac{T_2}{T_1}}.$$

Отже, для одержання більшого значення максимального кута випередження необхідно, щоб сталі часу T_1 і T_2 якнайбільше відрізнялися одна від одної. З огляду на те, що T_1 і T_2 зв'язані через коефіцієнт підсилення контуру відношенням $T_1/T_2 = 1/k$, вираз для Ψ_{\max} можна записати як:

$$\Psi_{\max} = \arctg \frac{1}{\sqrt{k}} - \arctg \sqrt{k}.$$

Іншими словами, для одержання більшого кута випередження слід зменшувати коефіцієнт підсилення RC-контуру.

3. Рівняння динаміки п'єзостовпа п'єзоелектричного двигуна аеростатичного регулятора тиску по напрузі. П'єзоелектричний двигун забезпечує регулювання площі прохідного перерізу підвідного каналу жиклера подачі газу в зазор аеростатичного регулятора тиску й, отже, керування тиском регулятора на вал опори. П'єзостовп п'єзоелектричного двигуна складається з n п'єзоелектричних дисків, електричну схему

якого зображено на рис. 4, де R_δ й C_δ – відповідно опір і ємність диска.

Еквівалентну електричну схему п'єзостовпа п'єзоелектричного двигуна для побудови його передавальної функції по напрузі зображено на рис. 5, де опір п'єзостовпа $R_{n.c.} = R_\delta/n$; ємність $C_{n.c.} = nC_\delta$; $R_{вих.к.}$ – вихідний опір диференціального фазовипереджувального RC-контур, $U_{вих.к.}$ – напруга на виході RC-контур.

Позначимо: $R_{вих.к.} = R_1$; $R_{n.c.} = R_2$; $C_{n.c.} = C$. Прийемо, що на n -й дискреті стабілізації радіального положення осі обертання вала амплітуда сигналу неузгодженості $\theta(n)$ стала. Отже, сигнал неузгодженості $U_{вх.}(t) = U_k(t)$ можна замінити джерелом постійної ЕРС E . Виберемо позитивні напрямки струмів i_1, i_2, i_3 в гілках згідно з рис. 5. Позитивні напрямки для напруг збігаються з напрямками струмів.

Відповідно до законів Кірхгофа $U_c = i_2 R_2$; $i_1 R_1 + U_c = E$; $i_1 = i_2 + i_3$.

Знайдемо вимушені значення струмів. У схемі діє джерело постійної ЕРС. Для постійного струму ємність являє собою розрив ланцюга. Тому $i_{3np.} = 0$; $i_{1np.} = i_{2np.} = E / (R_1 + R_2)$. Вимушена напруга на ємності дорівнює вимушеній напрузі на опорі R_2 , тобто $U_{c np.} = U_{R_2 np.} = ER_2 / (R_1 + R_2)$. Напруга на ємності зображається у вигляді суми вимушеної й вільної напруг

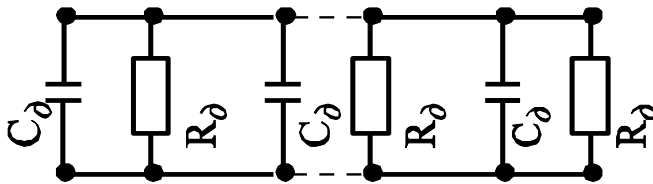


Рис. 4. Еквівалентна електрична схема п'єзостовпа

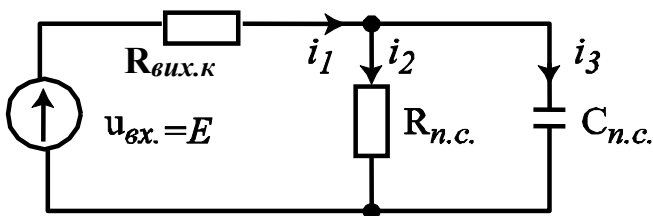


Рис. 5. Еквівалентна електрична схема стовпа п'єзоелектричного двигуна

$$U_c(t) = U_{Cnp.} + U_{Ccv.}(t). \quad (6)$$

Система рівнянь для вільних струмів має вигляд:

$$\begin{aligned} i_{1cv.} - i_{2cv.} - i_{3cv.} &= 0; \\ R_1 i_{1cv.} + R_2 i_{2cv.} &= 0; \\ R_2 i_{2cv.} - \frac{1}{C} \int i_{3cv.} dt &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

У системі (7) згідно з методом алгебраїзації рівнянь для вільних струмів [2] $\frac{1}{C} \int i_{3cv.} dt$ замінюється на $i_{3cv.}/Cq$: $R_2 i_{2cv.} - \frac{i_{3cv.}}{Cq} = 0$. Визначник системи (7) має вигляд

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & -1 & -1 \\ R_1 & R_2 & 0 \\ 0 & R_2 & -\frac{i_{3cv.}}{Cq} \end{vmatrix}.$$

Рівняння $\Delta = 0$ є характеристичним. Після розкриття цього рівняння маємо

$$qR_1 R_2 C + R_1 + R_2 = 0. \quad (8)$$

З (8) знаходимо

$$-q = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C}. \quad (9)$$

Рішення для вільної напруги береться у вигляді Ae^{-qt} , де $A = U_{cv.}(0_+)$ – стала інтегрування. Згідно з (6)

$$U_{Ccv.}(0_+) = U_c(0_+) - U_{Cnp.}(0_+).$$

До надходження сигналу неузгодженості $\theta(n)$ $U_c(0) = 0$. За другим законом комутації напруга на ємності $U_c(0_+) = 0$, у момент надходження сигналу неузгодженості також дорівнює нулю. Тому $U_{Cnp.}(0_+) = U_{Cnp.}$. Отже, $A = -ER_2 / (R_1 + R_2)$. З (8) і (9) стала інтегрування

$$A = -\frac{ER_2}{R_1 + R_2} e^{-qt}$$

Напруга на ємності, а отже, і на п'єзостовпі п'єзоелектричного двигуна визначається з виразу:

$$U_C(t) = U_{n.c.}(t) = U_{Cnp.} + U_{Ccv.} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} (1 - e^{-qt})$$

Повернемося до початкових позначень:

$$U_{n.c.}(t) = U_{ax.} \frac{R_{n.c.}}{R_{вих.к} + R_{n.c.}} (1 - e^{-qt}) \quad (10)$$

Позначимо $\gamma = R_{n.c.} / (R_{вих.к} + R_{n.c.})$, де γ – коефіцієнт передачі по сигнальній складовій. Зобразимо (10) в операційній формі

$$U_{n.c.}(p) = U_{ax.}(p) \gamma \left(1 - \frac{1}{p+q} \right)$$

Передавальна функція п'єзостовпа п'єзоелектричного двигуна по напрузі

$$K(p) = \frac{U_{n.c.}(p)}{U_{ax.}(p)} = \frac{\gamma(p+q-1)}{p+q}$$

4. Рівняння динаміки груп регуляторів тиску, установлених по одній осі систем координат $X^B O^B Y^B$ або $X^T O^T Y^T$ в перерізах по Б–Б і Г–Г опори. В опорі по кожній осі систем координат $X^B O^B Y^B$ і $X^T O^T Y^T$ встановлено по дві групи паралельно підключених до диференціального RC-контурі аеростатичних регуляторів тиску. До того ж обидві групи регуляторів підключені в протифазі до одного RC-контурі. Як динамічна ланка системи стабілізації аеростатичний регулятор тиску можна зобразити у вигляді двох послідовно з'єднаних ланок, а саме: п'єзоелектричного двигуна переміщення регулювальної голки; жиклера подачі газу в зазор аеростатичного регулятора тиску.

Величина переміщення регулювальної голки l_u визначається напругою на п'єзоелектричному двигуні: $l_u = f(U_{n.d.})$. Діаметр d прохідного перерізу жиклера, а отже,

і тиск газу на його виході визначається величиною переміщення регулювальної голки. Величина стабілізуючого тиску \bar{P}_k на вал опори по одній осі координат визначається тиском \bar{P}_d на виході жиклерів регуляторів тиску цих двох груп регуляторів.

Рівняння динаміки груп, паралельно підключених до RC-контурі регуляторів тиску, визначимо експериментально. Уявімо ці групи у вигляді однієї ланки, вхідною величиною якої є напруга на п'єзоелектричних двигунах

$U_{n.d.}(t)$, а вихідною – стабілізуючий тиск \bar{P}_k на вал опори. Передавальну функцію ланки побудуємо в такий спосіб. На групи регуляторів тиску, установлених по осях X^B і X^T систем координат $X^B O^B Y^B$ і $X^T O^T Y^T$, подаються напруги $U_{n.d.}(i) = U_{n.d.поч.} \pm i\Delta U$ ($i = 1, 2, 3, \dots$), де $U_{n.d.поч.}$ – початкове значення напруги на п'єзодвигуні, що відповідає середньому значенню тиску $\bar{P}_{dcp.}$ на виході жиклера. На кожному i -му кроці зміни напруги на п'єзодвигунах вимірюється величина зміщення вала $l_x(i)$ по осях X^B і X^T .

Розраховується величина тиску $\bar{P}_k(i)$ груп регуляторів тиску $\bar{P}_k(i) = \frac{cl_x(i)}{2}$, де c – жорсткість радіальної аеростатичної опори. Виконані виміри складають таблицю.

Як відомо [3], піднімальна сила аероста-

$U_{n.d.}(i)$	$U_{n.d.}(1)$	$U_{n.d.}(2)$	$U_{n.d.}(3)$...	$U_{n.d.}(I)$
$\bar{P}_k(i)$	$\bar{P}_k(1)$	$\bar{P}_k(2)$	$\bar{P}_k(3)$...	$\bar{P}_k(I)$

тичної опори в разі зміни діаметрів підвідних каналів жиклерів у діапазоні, що відповідає перепаду тиску на їхніх виходах $0,528 < p_d/p_s < 1$, являє собою монотонно зростаючу криву. Це дає змогу апроксимувати функціональну залежність $\bar{P}_k = f(U_{n.d.})$ експонентою. Згідно з методом найменших квадратів

$$\sum_{i=1}^I \left[\bar{P}_k(i) - e^{\alpha U_{n.d.}(i)} \right]^2 = \min \quad (11)$$

Для визначення коефіцієнта α похідна по

α від (11) прирівнюється до нуля

$$\sum_{i=1}^I 2 \left[\bar{P}_k(i) - e^{\alpha U_{n.d.}(i)} \right] (-U_{n.d.}(i) e^{\alpha U_{n.d.}(i)}) = 0 .$$

Звідси

$$\sum_{i=1}^I e^{2\alpha U_{n.d.}(i)} U_{n.d.}(i) = \sum_{i=1}^I \bar{P}_k(i) e^{\alpha U_{n.d.}(i)} U_{n.d.}(i) .$$

Отже,

$$e^{2\alpha U_{n.d.}(i)} = \bar{P}_k(i) e^{\alpha U_{n.d.}(i)}$$

або

$$\alpha = \frac{\ln \bar{P}_k(i)}{U_{n.d.}(i)} .$$

Вираз для розрахунку компенсуючого тиску на вал опори має вигляд:

$$\bar{P}_k(t) = e^{\alpha U_{n.d.}(t)} .$$

Для фіксованого моменту часу й заданої величини сигналу неузгодженості $\theta(t) = \text{const } \bar{P}_k$ – стала величина. З урахуванням цього передавальна функція групи регуляторів тиску має вигляд:

$$K(p) = \frac{\bar{P}_k(p)}{U_{n.d.}(p)} = \frac{e^{\alpha U_{n.d.}}}{U_{n.d.}} = K_1 .$$

5. Рівняння динаміки руху вала суперпрецизійної аеростатичної шпиндельної опори. Отже, вал опори обертається в газівому шарі аеростатичної шпиндельної опори з двома лініями наддування. По обидва боки радіальної аеростатичної опори виконані компенсатори радіального зміщення осі обертання вала. Кожний компенсатор включає датчики величин зазорів, установлені в перерізах по А–А й В–В опори по осях систем координат $X^A O^A Y^A$, $X_1^A O_1^A Y_1^A$ і $X^B O^B Y^B$, $X_1^B O_1^B Y_1^B$, які забезпечують вимір координат осі обертання вала в цих перерізах. У перерізах по Б–Б і Г–Г кожного компенсатора по осях систем коор-

динат $X^B O^B Y^B$ і $X^T O^T Y^T$ установлені по чотири групи регуляторів тиску, що забезпечують компенсацію радіального навантаження по осях цих систем координат (рис. 6).

Для рішення завдання вал шпиндельної опори зобразимо у вигляді двох дисків, без перекосу насаджених на жорсткий стрижень у площинах установки регуляторів тиску, сполучений з віссю обертання вала опори [4; 5]. Коефіцієнт пружності стрижня s прийемо рівним жорсткості радіальної аеростатичної опори. Визначення ексцентриситетів дисків здійснюється в такій послідовності:

1) розраховується координата Z центра ваги S вала опори в площині системи координат XOY (див. рис. 6);

2) знімається тиск наддування з аеростатичних регуляторів тиску. Обертання вала задається з номінальною швидкістю $\bar{\omega}$. У перерізах опори по А–А й В–В вимірюється величина зміщення осі обертання вала опори під впливом динамічного навантаження;

3) розраховується величина зміщення осі обертання вала опори в площині, що проходить через центр ваги S вала. Нехай величина зміщення m_2 осі обертання в перерізі по В–В опори більше величини зміщення m_1 цієї осі в перерізі по А–А. Тоді величина зміщення осі обертання в площині центра ваги вала $m = \frac{m_2 - m_1}{l'_1 - l'_2} l'_2$;

4) розраховується головний вектор сил інерції вала $\bar{V} : \bar{V} = cm$, де c – жорсткість радіальної аеростатичної опори;

5) розраховуються сили інерції \bar{V}_1 і \bar{V}_2 дисків 19 і 20 (див. рис. 6), під впливом яких зміщення осі обертання вала в перерізах по Б–Б і Г–Г дорівнює зміщенню осі обертання в цих перерізах під впливом головного моменту сил інерції:

$$\bar{V}_1 = \frac{\bar{V}}{l_1 + l_2} l_2 ; \bar{V}_2 = \bar{V} - \bar{V}_1 ;$$

6) розраховуються ексцентриситети дисків

e_1 і e_2 , що відповідають силам інерції \bar{V}_1 і \bar{V}_2 й масам дисків M_1 і M_2 . Попередньо замінимо масу M вала опори в центрі ваги вала C масами дисків у їхніх центрах ваги C_1 і C_2 :

$$M_1 = \frac{M}{l_1 + l_2} l_2; \quad M_2 = \frac{M}{l_1 + l_2} l_1.$$

Модулі сил інерції \bar{V}_1 та \bar{V}_2 дисків розраховуються за формулою:

$$V_{1(2)} = Me\sqrt{\varepsilon^2 + \bar{\omega}^4},$$

де ε – кутове прискорення диска; $\bar{\omega}$ – кутова швидкість диска.

Оскільки рух вала опори відбувається рівномірно, то $\varepsilon = 0$, тоді модуль сили інерції диска $\bar{V} = Me\bar{\omega}^2$. Звідси

$$e_1 = \frac{\bar{V}_1}{M_1 \bar{\omega}^2}; \quad e_2 = \frac{\bar{V}_2}{M_2 \bar{\omega}^2}.$$

Для визначення динаміки обертання вала аеростатичної шпindelної опори досить розглянути динаміку плоского руху одного з двох зв'язаних між собою дисків по одній координаті. Нехай у початковий момент дискам було надано кутову швидкість $\bar{\omega}$. Диски посаджені на стрижень без перекосу, тому варто застосувати диференціальні рівняння плоского руху твердого тіла. У площині симетрії диска 19 уведемо систему координат XOY (див. рис. 6). Її початок сумістимо з незміщеною віссю обертання вала опори, а вісь Z направимо по цій осі обертання; C_1 – центр ваги диска; $AC_1 = e_1$ – ексцентриситет диска; $OA = r$ – зміщення осі обертання вала опори в площині симетрії диска під впливом частини некомпенсованого навантаження $\bar{P} = \bar{P}_{def.} + \bar{P}_{1\,риз.} + \bar{V}_1$, де $\bar{P}_{def.}$ – сила тиску на вал через деформацію поля тиску в газовому шарі радіальної аеростатичної опори; $\bar{P}_{1\,риз.}$ – складова сили різання, віднесена до площини

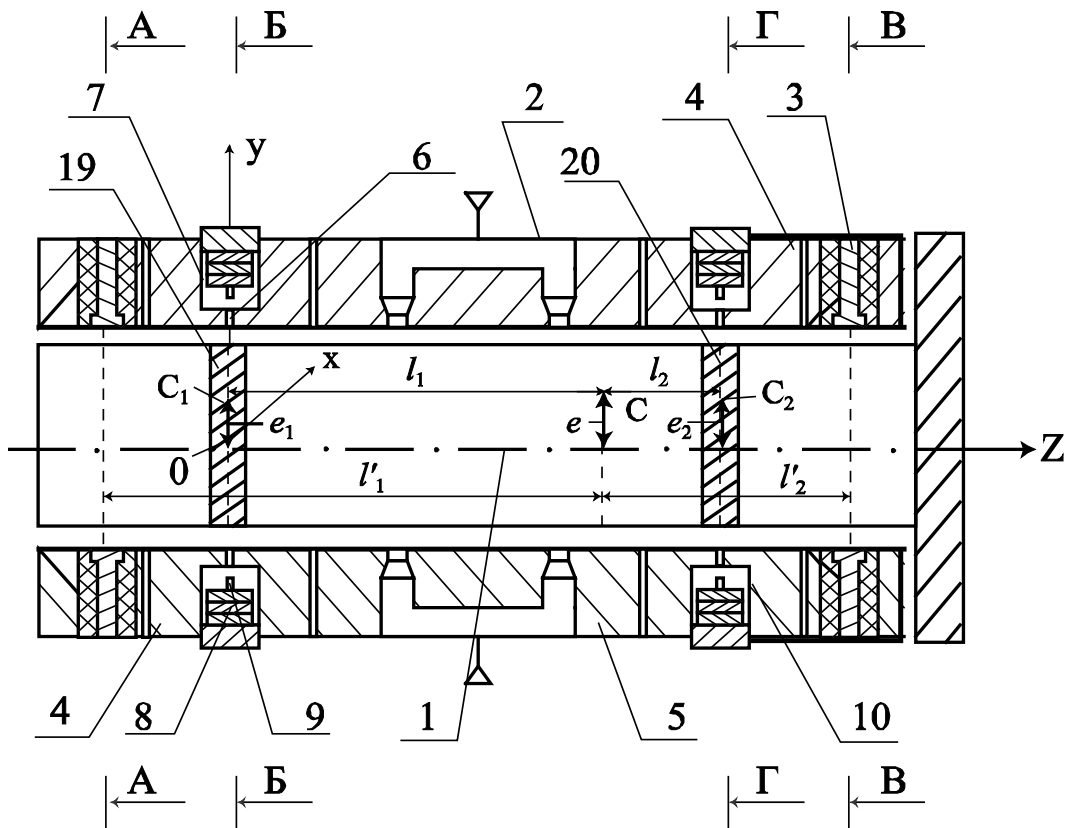


Рис. 6. Еквівалентна схема аеростатичної шпindelної опори для визначення динаміки обертання вала

симетрії диска 19 (визначається з рівнянь статики) (рис. 7); φ – кут між віссю X і прямою OC_1 . Диференціальне рівняння плоского руху диска: $M\ddot{X}_{C1} = -P_{kx} - X_A c$, $M\ddot{Y}_{C1} = -P_{ky} - Y_A c$, де X_A і Y_A – координати зміщеної осі обертання диска (вала опори) через неповну компенсацію радіального навантаження; X_{C1} і Y_{C1} – координати центра ваги диска; \bar{P}_{kx} і \bar{P}_{ky} – складові тиски компенсатора радіального навантаження по осях системи координат XOY .

Як видно з рис. 7, має місце така залежність між координатами точок A і C_1 :

$$X_{C1} = X_A + e_1 \cos \varphi; Y_{C1} = Y_A + e_1 \sin \varphi. \text{ Отже:}$$

$$\ddot{X}_{C1} = \ddot{X}_A - e_1 \ddot{\varphi} \sin \varphi - e_1 \dot{\varphi}^2 \cos \varphi;$$

$$\ddot{Y}_{C1} = \ddot{Y}_A + e_1 \ddot{\varphi} \cos \varphi - e_1 \dot{\varphi}^2 \sin \varphi.$$

Підставивши значення \ddot{X}_{C1} і \ddot{Y}_{C1} у вихідні диференціальні рівняння й прийнявши $\varphi = 0$, обмежимося розглядом динаміки обертання вала осі X (рис. 8):

$$M\ddot{X}_A(t) + cX_A(t) = Me_1 \bar{\omega}^2 - \bar{P}_k X(t) \text{ або}$$

$$M\ddot{X}_A(t) + cX_A(t) = \bar{V}_1 - \bar{P}_k X(t) = \bar{P}_x(t),$$

де $\bar{P}_x(t)$ – тиск на вал опори, рівний різниці

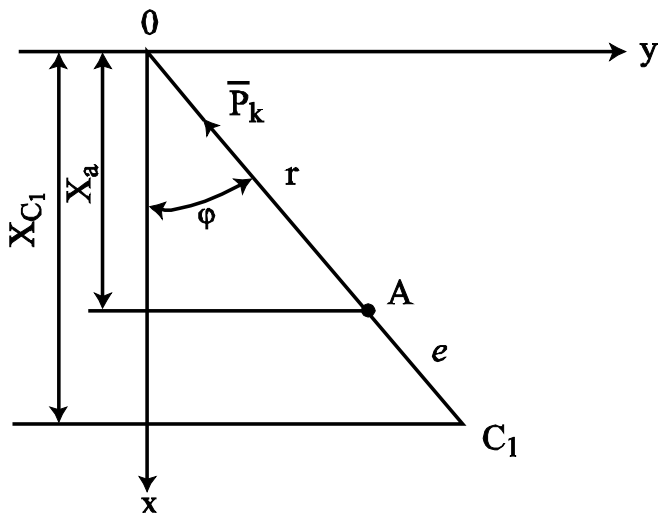


Рис. 7. Динаміка руху осі обертання вала аеростатичної шпindelьної опори

між силою інерції \bar{V}_1 диску й тиском компенсатора по осі X .

$$\text{Звідси } \ddot{X}_A(t) + \frac{c}{M} X_A(t) = \frac{\bar{P}_x(t)}{M}.$$

В операційній формі

$$X_A(p)(p^2 + d^2) = \frac{\bar{P}_x(p)}{M}, \text{ де } d^2 = \frac{c}{M}.$$

Передавальна функція динаміки руху вала $K_6(p)$ аеростатичної шпindelьної опори має вигляд:

$$K_6(p) = \frac{X_A(p)}{P_x(p)} = \frac{1}{M(p^2 + d^2)}.$$

6. Рівняння динаміки вимірника величини зміщення осі обертання вала по координаті X . Це рівняння має вигляд:

$$\beta(t) = K_{\text{вим.}} X_{\text{ex.}}(t); \beta(p) = K_{\text{вим.}} X_{\text{ex.}}(p).$$

Звідси передавальна функція вимірника

$$K_{\text{вим.}}(p) = K_{\text{o.c.}}(p) = \frac{\beta(p)}{X_{\text{ex.}}(p)} = K_{\text{вим.}} = K_2.$$

Як відомо [1], передавальна функція послідовно з'єднаних ланок розімкненої системи дорівнює добутку передавальних функцій ланок, що входять у це з'єднання:

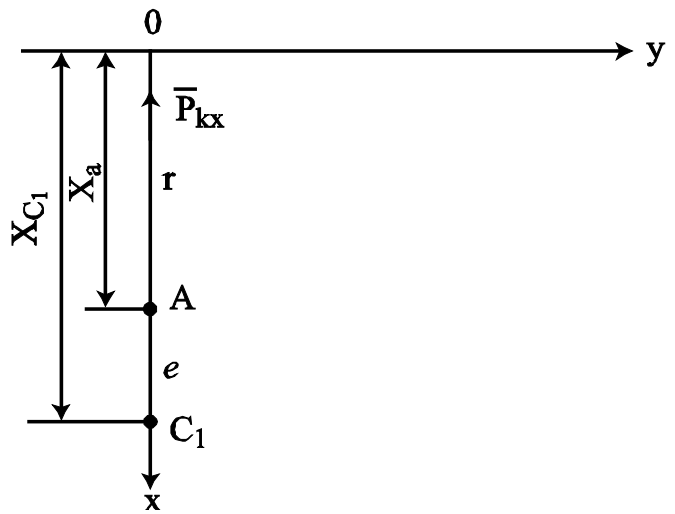


Рис. 8. Динаміка руху осі обертання вала аеростатичної опори по осі X

$$K_p(p) = K_y K \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1} \times \frac{\gamma(p+q-1)}{p+q} \times K_1 \frac{1}{M(p^2 + d^2)}. \quad (12)$$

Зведемо (12) до виду

$$K_p(p) = \frac{b_0 p^2 + b_1 p + b_2}{f_0 p^4 + f_1 p^3 + f_2 p^2 + f_3 p + f_4} = \frac{D(p)}{F(p)}.$$

Передавальна функція замкнутої системи щодо заданого впливу має вигляд:

$$K_s(p) = \frac{\beta(p)}{\alpha(p)} = \frac{D(p)}{D(p)k_{o.c.}F(p)} =$$

$$= \frac{b_0 p^2 + b_1 p + b_2}{K_2 f_0 p^4 + K_2 f_1 p^3 + (K_2 f_2 + b_0) p^2 + (K_2 f_3 + b_1) p + (K_2 f_4 + b_2) + b_2}.$$

Для відповіді на питання, чи буде стійкою система стабілізації радіального положення вала опори, необхідно знайти рішення лінеаризованого диференціального рівняння цієї замкнутої системи стабілізації

$$[K_2 f_0 p^4 + K_2 f_1 p^3 + (K_2 f_2 + b_0) p^2 + (K_2 f_3 + b_1) p + (K_2 f_4 + b_2)] \beta(p) = (b_0 p^2 + b_1 p + b_2) \alpha(p).$$

Повне рішення рівняння зображується сумою змущеної $\beta_g(t)$ й перехідної $\beta_n(t)$ складових $\beta(t) = \beta_g(t) + \beta_n(t)$.

Змущена складова являє собою частинний розв'язок рівняння і є корисною складовою керованої величини. Перехідна складова є рішенням однорідного диференціального рівняння й має місце в перехідному режимі. Ця складова являє собою помилку системи в перехідному режимі (відхилення від рівноважного стану) і тому є небажаною складовою керованої величини. Очевидно, що система буде стійкою, якщо перехідна складова $\beta_n(t)$ із часом згасає, тобто, $\lim_{t \rightarrow \infty} \beta_n(t) = 0$.

Таким чином, для визначення стійкості необхідно виявити тільки характер зміни перехідної складової, тобто досить дослідити однорідне рівняння замкнутої системи

$$[K_2 f_0 p^4 + K_2 f_1 p^3 + (K_2 f_2 + b_0) p^2 + (K_2 f_3 + b_1) p + (K_2 f_4 + b_2)] \beta(p) = 0. \quad (13)$$

Перехідна складова (рішення однорідного рівняння) у випадку некратних коренів зображується як

$$\beta_n(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + \dots + A_n e^{p_n t} = \sum A_i e^{p_i t}, \quad (14)$$

де A_i – початкове значення i -ої компоненти перехідної складової;

p_i – i -й корінь характеристичного однорідного рівняння замкнутої системи

$$K_2 f_0 p^4 + K_2 f_1 p^3 + (K_2 f_2 + b_0) p^2 + (K_2 f_3 + b_1) p + (K_2 f_4 + b_2) = 0. \quad (15)$$

Щоб система була стійкою, рішення (14) має задовольняти вимозі $\lim_{t \rightarrow \infty} \beta_n(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^n A_i e^{p_i t} = 0$.

З (14) видно, що згасання $\beta_n(t)$, тобто стійкість системи, залежить від значень коренів p_1, p_2, \dots, p_n характеристичного рівняння замкнутої системи (13). Нехай серед них буде S дійсних коренів і $(n-S)$ – комплексно-спряжених. Тоді рішення (14) можна записати так:

$$\beta_n(t) = \sum_{k=1}^S A_k e^{p_k t} + \sum_{i=1}^{n-S} A_i e^{\alpha_i t} \sin(\omega_i t + \varphi_i). \quad (16)$$

Якщо всі дійсні корені від'ємні ($p_k < 0$), то кожна складова першої суми в (16) являє собою згасаючу експоненту. Тому $\lim_{t \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^n A_i e^{p_i t} = 0$.

Якщо дійсні частини α_i всіх комплексних коренів від'ємні, то кожний доданок другої суми також є згасаюче коливання. Тому

$\lim_{t \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^{n-S} A_i e^{\alpha_i t} \sin(\omega_i t + \varphi_i) = 0$. Звідси: якщо всі дійсні корені і всі дійсні частини комплексних коренів від'ємні, то й система буде стійкою, тобто, $\lim_{t \rightarrow \infty} \beta_n(t) = 0$.

Якщо хоча б один із дійсних коренів або дійсна частина пари комплексних коренів виявиться додатною, то система буде нестійкою. Якщо дійсна частина хоча б одного кореня дорівнює нулю, а дійсні частини решти коренів від'ємні, то система перебуває на межі стійкості. Корені характеристичного рівняння замкнутої системи, як видно з (15), не залежать ні від заданого впливу, ні від початкових умов, а визначаються тільки співвідношенням коефіцієнтів лівої частини рівняння, тобто параметрами самої системи (сталими часу, коефіцієнтами підсилення тощо).

Запас стійкості по модулю й фазі системи стабілізації радіального положення осі обертання вала суперпрецизійної аеростатичної шпindel'ної опори. В основі методики визначення запасу стійкості по модулю й фазі лежить амплітудно-фазовий критерій стійкості Найквіста – Михайлова: система автоматичного керування, стійка в розімкненому стані, буде стійкою в замкнутому стані, якщо амплітудно-фазова частотна характеристика (АФЧХ) розімкненої системи не охоплює точку на комплексній площині з координатами $(-1, j0)$. Передавальна функція системи стабілізації в розімкненому стані в комплексній формі має вигляд:

$$K_p(j\omega) = \frac{(b_2 - \omega b_0) + j\omega b_1}{(f_0\omega^4 - f_2\omega^2 + f_4) + j(f_3\omega - f_1\omega^3)}.$$

Модуль комплексної передавальної функції

$$N(\omega) = \frac{\sqrt{(b_2 - \omega b_0)^2 + \omega^2 b_1^2}}{\sqrt{(f_0\omega^4 - f_2\omega^2 + f_4)^2 + (f_3\omega - f_1\omega^3)^2}}, \quad (17)$$

а її аргумент

$$\Psi(\omega) = \arctg \frac{\omega b_1}{b_2 - \omega b_0} - \arctg \frac{f_3\omega - f_1\omega^3}{f_0\omega^4 - f_2\omega^2 + f_4}. \quad (18)$$

Фізичний зміст амплітудно-фазового критерію стійкості для систем, стійких у розімкненому стані, такий: запізнювання, внесені п'єзостовпом регулятора тиску, зі збільшенням частоти збільшується. Через це коливання на виході розімкненої системи відстають по фазі щодо вхідних. На частоті ω_n коливання вихідної величини $\beta(t)$ почнуть відставати від коливань вихідної величини $\theta(t)$ на 180° . У разі замикання системи коливання на виході негативного зворотного зв'язку на цій частоті співпадуть по фазі з коливаннями на вході системи. У замкнутій системі на частоті ω_n негативний зворотний зв'язок перетвориться в позитивний.

Якщо на частоті ω_n модуль $N(\omega_n)$ комплексної передавальної функції розімкненої системи дорівнює або більший за одиницю, то при замиканні системи в ній виникнуть відповідно або незатухаючі, або зростаючі коливання, тобто система буде нестійкою.

Якщо модуль $N(\omega_n) < 1$, тобто якщо під час проходження через прямий канал системи сигнал послаблюється, то коливання на виході системи може згаснути. Система в цьому випадку – стійка.

З (18) визначається частота ω_n . Підставивши ω_n у (17), визначимо $N(\omega_n)$. Під коефіцієнтом запасу по модулю (амплітуді) розуміють співвідношення $\sigma = 1/N(\omega_n)$. Коефіцієнт σ показує, у скільки разів можна збільшити модуль $N(\omega_n)$ комплексна передавальна функція (КПФ) розімкненої системи, щоб замкнута система прийшла до межі стійкості.

Для характеристики ступеня стійкості системи недостатньо знати тільки запас стійкості по модулю. АФЧХ може перетинати дійсну вісь далеко від критичної точки, отже, система має великий запас стійкості по модулю σ , але потім АФЧХ може близько підійти до цієї точки. Останнє свідчить про малу стійкість

цієї системи. Для більш повної характеристики системи слід визначити запас стійкості по фазі.

Для цього зобразимо коло одиничного радіуса (рис. 9) із центром на початку координат. Частота в точці її перетину з АФЧХ – частота зрізу системи. Модуль $N(\omega_c) = 1$, тобто на частоті ω_c виконується умова самозбудження системи по амплітуді. Змінимо коефіцієнт системи так, щоб система перейшла до порогу стійкості (АФЧХ II). При цьому вектор $K(j\omega_c)$ одиничної довжини повернеться за годинниковою стрілкою на кут γ до збігу з від'ємною дійсною віссю. Кут γ між вектором КПФ і від'ємною дійсною віссю є запасом

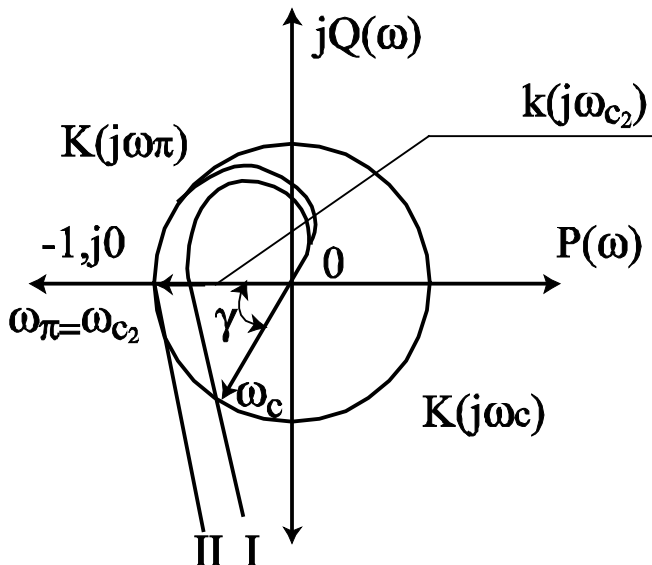


Рис. 9. Запас стійкості по фазі системи стабілізації радіального положення осі обертання вала

стійкості по фазі.

Таким чином, запас стійкості по фазі характеризує відмінність фазового кута $\Psi(\omega_c)$ АФЧХ розімкненої системи на частоті ω_c від критичного значення кута $\Psi(\omega_n) = 180^\circ$, при якому задовольняється фазова умова самозбудження системи стабілізації. Звичайно забезпечується запас стійкості по фазі $\gamma = 30^\circ - 45^\circ$. За такого значення γ можливі зміни параметрів системи не призводять до втрати її стійкості.

Висновки

Викладені методики розрахунків стійкості по модулю і фазі системи стабілізації радіального положення осі обертання вала аеростатичної шпindelної опори можуть застосовуватись для будь-яких агрегатів, де використовуються обертальні механізми пристрою.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. – [2-е изд., перераб. и доп.] – К.: Вища шк., 1989. – 431 с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа, 1996. – 638 с.
3. Шейнберг С.А. Опоры скольжения с газовой смазкой. – М.: Машиностроение, 1979. – 328 с.
4. Пат. 70106 А Україна, МПК В23В 19/00. Прецизійна шпindelна опора / Тарасов В.О., Зіненко В.М. – Заявл. 26.12.2003; опубл. 15.09.2004. Бюл. № 9/2004.
5. Тарасов В.А. Технология устойчивости системы стабилизации радиального положения оси вращения вала суперпрецизионной аэростатической шпindelной опоры / В.А. Тарасов, В.Н. Зіненко, Ю.И. Бурляй // Автоматизация виробничих процесів. – 2004. – № 2 (19). – С. 167–172.



Охорона навколишнього середовища
БЕЗВІДХОДНА ТЕХНОЛОГІЯ РОЗМІРНОГО ТРАВЛЕННЯ АЛЮМІНІЄВИХ СПЛАВІВ З РЕГЕНЕРАЦІЄЮ ТРАВІЛЬНОГО РОЗЧИНУ

Призначення. Для запобігання забрудненню

ТРАНСФЕР ТЕХНОЛОГІЙ

ню навколишнього природного середовища висококонцентрованими лужними відпрацьованими технологічними розчинами; раціонального використання природних ресурсів..

Галузь застосування – підприємства машино- й авіабудування.