АВТОМАТИКА РАННЬОГО ВИЯВЛЕННЯ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ

Лекція 6

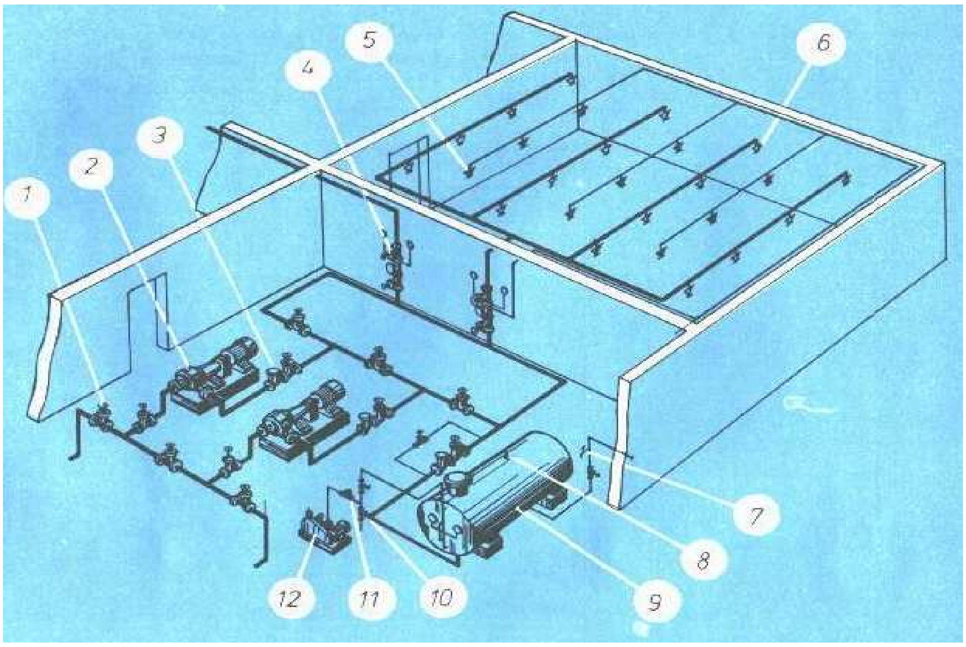
ЯКІСТЬ УПРАВЛІННЯ. ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ПРОЦЕСУ УПРАВЛІННЯ В ДИНАМІЧНОМУ ТА СТАЛОМУ РЕЖИМІ. ЗАКОНИ РЕГУЛЮВАННЯ

Зміст лекції:

Вступ
1. Математична оцінка якості АС.
1.1. Математична оцінка статичної точності АС.
1.2. Математична оцінка динамічної точності АС.
2. Поняття закону регулювання.
3. Вплив властивостей ОР на структуру регулятора.
4. Застосування КП для формування складних законів регулювання.
5. Реалізація ПІ - закону за допомогою СП.
6. Реалізація ПІ - закону за допомогою ИОС.
7. Реалізація ПІ закону за допомогою ланки, що форсує.
8. Застосування КП для компенсації инерционности елементів АС.
9. Застосування КП для підвищення стійкості АС.

Вступ

В шостій лекції, на прикладі АУВПГ, було показане як математично оцінити їх сумісну роботу у складі АУВПГ. Сьогодні розглянемо, як оцінити роботу АУВПГ.



1. *Математична оцінка якості АС.*

Оцінка якості (аналіз) АС проводиться з метою вивчення статичних чи динамічних властивостей системи. На основі аналізу формулюються вимоги до конкретних елементів АС.

Критерії статичної точності АС. Статична точність оцінюється по величині помилки регулювання на сталих режимах. Розрізняють:

ε_f- помилка регулювання при дії зовнішнього збурювання f;

ε_h - помилка регулювання при дії сигналу перенастроювання h.

Критерії динамічної точності АС:

t_r- час перехідного процесу;

$\bar{\sigma}_{max}$ - максимальний відносний заброс РП у перехідному процесі.

1.1. Математична оцінка статичної точності АС.

Для математичної оцінки статичної точності АС використають теорему граничного співвідношення теорії перетворення Лапласа.

Нехай функція комплексної змінної F(p) є зображенням функції дійсної змінної f(t). Тоді якщо межа дійсної функції існує, то вона дорівнює:

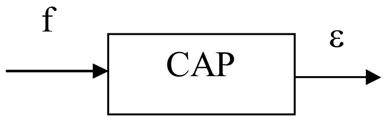
$$\bar{f}(\infty) = \lim_{t \to \infty} (f(t)) = \lim_{p \to 0} p \cdot F(p) .$$

Якщо $\varepsilon(p)-$ зображення відносного відхилення $\bar{\varepsilon}(t)-$, то можна записати:

$$\bar{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \to 0} p \cdot \varepsilon(p) \qquad (1)$$

де: $\bar{\varepsilon}(\infty)$ – величина помилки регулювання на сталому режимі.

Структурну схему САР при дії ЗЗ можна представити у вигляді:



Тоді по визначенню передатної функції можна записати:

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{f(p)} \Rightarrow \varepsilon = W_{\varepsilon/f} \cdot f \qquad (2)$$

Запишемо (1) з урахування (2):

$$\bar{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \to 0} p \cdot W_{\varepsilon/f} \cdot f$$

Якщо: $\bar{\varepsilon}(\infty) = 0$ - система **астатична**.

$\bar{\varepsilon}(\infty) \neq 0$ - система **статична**.

Порядок астатизму – порядок сигналу ЗЗ, що АС парирує без помилки.

<u>АС буде астатичною першого порядку</u>, якщо вона парирує без помилки тільки східчастий одиничний сигнал. Східчастому одиничному сигналу ЗЗ відповідає зображення:

$$\overline{f}(p) = 1(p) \Rightarrow f(p) = \frac{1}{p},$$

отже: $$\overline{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \to 0} p \cdot W_{\varepsilon}^{f}(p) \cdot \frac{1}{p}.$$

<u>Висновок:</u> помилка дорівнює нулю, якщо чисельник передатної функції $W_{\varepsilon/f}$ містить загальний множник p.

<u>АС буде астатичною другого порядку</u>, якщо вона парирує без помилки східчастий одиничний сигнал швидкості.

<u>Висновок:</u> помилка дорівнює нулю, якщо чисельник передатної функції $W_{\varepsilon/f}$ містить загальний множник p^2.

По аналогії:

<u>АС буде астатичною третього порядку</u>, якщо вона парирує без помилки східчастий одиничний сигнал прискорення. Це можливо, якщо чисельник передатної функції $W_{\varepsilon/f}$ містить загальний множник p^3.

Східчастому одиничному сигналу прискорення ЗЗ відповідає зображення:

$$\ddot{\overline{f}}(t) = 1(t) \Rightarrow f(p) = \frac{1}{p^3};$$

отже $$\overline{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \to 0} p \cdot W_{\varepsilon}^{f}(p) \cdot \frac{1}{p^3}$$

<u>ВИСНОВОК:</u> порядок астатизму АС визначається порядком загального множника p^n у чисельниКП передатної функції $W_{\varepsilon/f}$.

1.2. Математична оцінка динамічної точності АС.

Аналітично визначити динамічні показники якості t_r і $\overline{\sigma}_{\max}$ можна після визначення перехідної функції. Однак якщо порядок АС вище 3-го аналітичне визначення динамічних показників якості виявляється трудомістким.

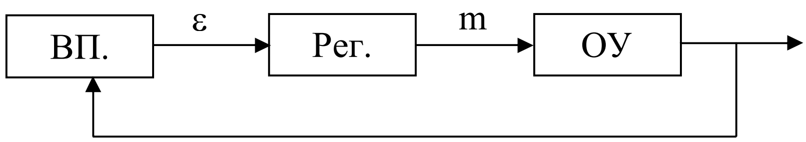
У таких випадках застосовують чисельні методи оцінки якості динамічних процесів, при яких по математичних моделях АС розраховують перехідну характеристику, а потім за графіком визначають динамічні критерії якості. Можуть застосовуватися непрямі методи оцінки якості динамічних процесів:

- метод стандартних коефіцієнтів. Якість перехідних процесів оцінюється по співвідношенню коефіцієнтів характеристичного рівняння.
- метод частотних характеристик. Якість перехідних процесів оцінюється по виду і характерних точках ЛЧХ.

З **розвитком** обчислювальної техніки на перше місце висуваються **чисельні** методи оцінки якості динамічних процесів.

2. Поняття закону регулювання.

Якість процесу регулювання (статична й динамічна точність) визначається тим, як регулятор у процесі усунення неузгодженості впливає на РФ.



Тобто, яка математичний зв'язок РФ із сигналом неузгодженості.

<u>**Законом регулювання називається**</u> математичний зв'язок регулюючого фактора $\overline{m}$ із сигналом неузгодженості $\overline{\varepsilon}$ в процесі регулювання.

Закон регулювання не тільки визначає властивості АС, але і **структуру** регулятора. Чим складніше закон регулювання, тим більш складні елементи включаються до складу регулятора.

<u>**А) Пропорційний закон регулювання (П-закон)**</u>

$$\overline{m} = K_П \overline{\varepsilon}$$ – ідеальний регулятор.

$$T_П \dot{\overline{m}} + \overline{m} = K_П \overline{\varepsilon}$$ – реальний регулятор.

РФ пропорційний помилці регулювання. Велика помилка - великий регулюючий вплив, мала помилка - малий вплив. Це один з найпростіших і найбільш розповсюджених законів регулювання. Однак, з аналізу математичного вираження закону видно, що зміна РФ можлива тільки при наявності помилки. Так, якщо для парування збурювання **f(t)** необхідна зміна РФ на величину **m(t)**, то цього можна домогтися тільки при наявності помилки регулювання $\bar{\varepsilon}(t) = \frac{m(t)}{K_p}$

Для зменшення помилки при парируванні заданого збурювання **f(t)** необхідно збільшувати коефіцієнт підсилення регулятора K_p.

Б) Інтегруючий закон регулювання (I - закон)

$$T_c \dot{\bar{m}} = \bar{\varepsilon} \qquad \text{або} \qquad m(t) = \int_0^t \frac{1}{T_c} \varepsilon(t)\,dt.$$

Для цього закону швидкість зміни РФ пропорційна помилці регулювання **ε(t)**. Чим більше помилка, тим більше швидкість зміни РФ. З аналізу математичного вираження закону видно, що РФ перестане змінюватися тільки в тому випадКП, якщо помилка регулювання дорівнює нулю:

$$\dot{\bar{m}}(t) = 0 \qquad \text{тільки якщо} \qquad \bar{\varepsilon}(t) = 0.$$

Тобто регулятор нарощує вплив до повного усунення помилки регулювання.

В) Пропорційно інтегруючий закон регулювання (ПІ - закон)

$$m(t) = K_П \varepsilon(t) + K_И \int_0^t \varepsilon(t)\,dt$$

Цей закон регулювання містить як пропорційну, так і інтегруючу складову. Параметри регулятора вибирають так:

- на початковому етапі регулювання працює П-складова, забезпечуючи швидке усунення помилки;
- на кінцевому етапі працює І-складова, забезпечуючи нарощування впливу до повного усунення помилки.

Г) Ускладнені закони регулювання

При управлінні складним об'єктом може знадобитися управління, що може «передбачати» розвиток подій, тобто випереджувати по фазі самі події. Такими властивостями володіють складові диференцюючого закону регулювання.

$$m(t) = K_П \varepsilon(t) + K_И \int_0^t \varepsilon(t)dt + K_Д \dot{\varepsilon}(t).$$

В Д-законі враховується інформація про швидкість зміни помилки регулювання $\dot{\varepsilon}(t)$. З'являється додатковий регулюючий вплив, що прискорює процес усунення помилки, якщо $\dot{\varepsilon}(t) \rangle 0$, і забезпечує додаткове гальмування процесу, якщо $\dot{\varepsilon}(t) \langle 0$.

На практиці можуть застосовуватися і більш складні закони регулювання, що забезпечують подвійне інтегрування помилки:

$$m(t) = K_{П}\varepsilon(t) + K_{И}\int_0^t \int_0^t \varepsilon(t)dt + K_{Д}\dot{\varepsilon}(t)$$ - ПІ^{2}Д закон регулювання,

чи, що враховує зміну прискорення помилки:

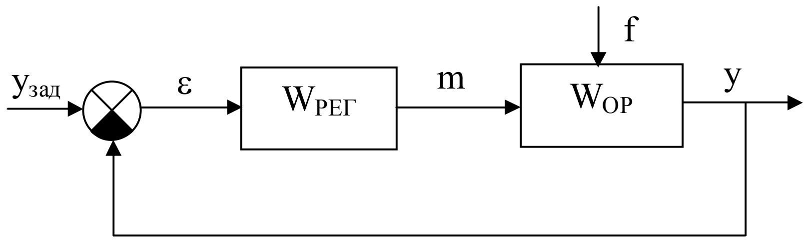
$$m(t) = K_{П}\varepsilon(t) + K_{И}\int_0^t \varepsilon(t)dt + K_{Д1}\dot{\varepsilon}(t) + K_{Д2}\ddot{\varepsilon}(t)$$ -ПІДД^2 закон регулювання.

Вибір закону регулювання повинний бути обґрунтованим і відповідати поставленим задачам. Ускладнення закону приводить до застосування додаткових елементів у регуляторі, додаткових витратам енергії, збільшенню вартості і зниженню надійності.

3. Вплив властивостей ОР на структуру регулятора.

Структура регулятора визначаються не тільки вимогами до якості регулювання, але й властивості самого об'єкта. Як ми вже відзначали, однієї з основних завдань автоматики є забезпечення стійкості процесу регулювання. Досліджуємо структуру регулятора, що забезпечує стійке керування різними об'єктами.

Загальна функціональна схема замкнутої АС має вигляд:



Характеристичне рівняння замкнутої САР:

$$1 + W_{РАЗ}(p) = 0 \Rightarrow 1 + W_{РЕГ}(p) \cdot W_{ОР}(p) = 0 .$$

Представимо передатну функцію ОУ у виді: $W(p) = \dfrac{A(p)}{L(p)}$.

Тоді характеристичне рівняння буде:

$$1 + W_{РЕГ}(p) \cdot \frac{A(p)}{L(p)} = L(p) + W_{РЕГ}(p) \cdot A(p) .$$

Замкнута АС буде структурно стійкою, якщо передатна функція регулятора містить необхідні компоненти стійкості.

Приклад: нехай передатна функція ОУ являє собою хитливу динамічну ланКП 3-го порядКП.

$$W(p) = \frac{1}{Tp^3}\ .$$

Характеристичне рівняння замкнутої САР:

$$1 + W_{РЕГ} \cdot \frac{1}{Tp^3} = 0 \Rightarrow Tp^3 + W_{РЕГ} = 0\ .$$

Характеристичне рівняння системи третього порядКП в загальному виді:

$$a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0$$

Відповідно до критерію Гурвиця АС 3-го порядку стійка, якщо при позитивних коефіцієнтах характеристичного рівняння добуток середніх коефіцієнтів рівняння більше добутку крайніх. Таким чином, для стійкого керування передатна функція регулятора повинна містити усі відсутні компоненти характеристичного рівняння загального виду:

$$W_{РЕГ}(p) = \frac{m(p)}{\varepsilon(p)} = a_1 p^2 + a_2 p + a_3\,.$$

Отже: $$\overline{m} = a_1 \overline{\ddot{\varepsilon}} + a_2 \overline{\dot{\varepsilon}} + a_3 \overline{\varepsilon}\ .$$

Закон регулювання Д^{2}ДП.

Крім того, параметри регулятора повинні бути ув'язані з параметрами ОУ.

4. Застосування КП для формування складних законів регулювання.

Найпростіші закони регулювання мають істотні недоліки. П -закон регулювання володіє статизмом вже в силу своєї природи. И - закон має низькі динамічні можливості. Тому на практиці застосовують більше складні закони керування ПІ, ПИД й ін.

1. Застосування П- складової закону регулювання забезпечує високі динамічні властивості (висока швидкодія) АС, тому що формує надлишковий регулюючий вплив на початковому етапі і його попереднє зменшення на кінцевому етапі регулювання.

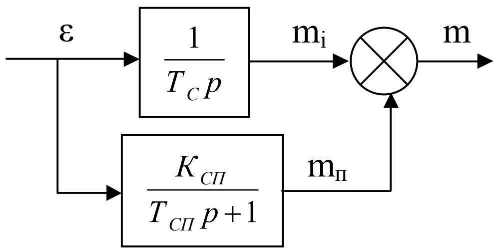
2. Застосування І- складової закону регулювання забезпечує гарні статичні показники АС, тому що формує нарощування регулюючого впливу при наявності сигналу неузгодженості. Ніж більше високий порядок астатизму потрібно забезпечити, тим більше високий порядок інтегруючої складової потрібно включати в закон регулювання

3. Застосування Д- складової закону регулювання дозволяє підвищити стійкість АС і поліпшити динамічні властивості АС. Ніж менш стійкий об'єкт, тим більше високу похідну варто вводити в закон регулювання.

Для формування складних законів регулювання необхідне застосування спеціальних коригувальних пристроїв.

5. Реалізація ПІ - закону за допомогою СП.

Розглянемо можливість застосування інерційної позиційної ланки як коригувального пристрою. Розглянемо регулятор, що включає паралельне з'єднання ідеальної інтегруючої та інерційної позиційної ланок:



Передаточна функція регулятора визначає закон регулювання.

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_C p} + \frac{K_{СП}}{T_{СП} + 1}$$

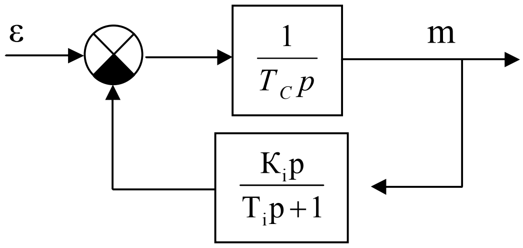
У випадку несуттєвої інерційності статичної приставки $T_{СП}$=>0, те

$$m = K_{СП}\,\varepsilon + \frac{1}{T_C\,p}\varepsilon ;\Rightarrow \overline{m} = K_{СП}\,\overline{\varepsilon} + \int_0^t \overline{\varepsilon} dt = \overline{m}_П + \overline{m}_И \,,$$

закон регулювання пропорційно інтегруючий.

6. Реалізація ПІ - закону за допомогою ІЗЗ.

Розглянемо можливість застосування реального ланки, що диференціює, як коригувальний пристрій. Ланка, що диференціює, виробляє сигнал пропорційний швидкості вхідного сигналу, і в автоматиці його називають ізодромом. Розглянемо регулятор, що включає зустрічно-паралельне з'єднання ідеальної інтегруючої та реальної дифференцюючої ланок. Тому що ізодром включений у зворотний зв'язок, то вона називається ізодромним (гнучким) зворотним зв'язком:



Передаточна функція регулятора визначає закон регулювання.

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{\dfrac{1}{T_C p}}{1 + \dfrac{1}{T_C p}\cdot\dfrac{K_i p}{T_i p + 1}} = \frac{T_i p + 1}{T_C p \cdot (T_i p + 1) + K_i p}$$

У випадку застосування швидкодіючого інтегруючої ланки T_C=>0, те

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{T_i}{K_i} + \frac{1}{K_i p}$$

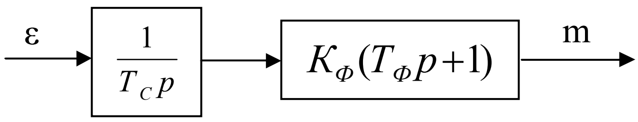
$$m = \frac{T_i}{K_i}\varepsilon + \frac{1}{K_i p}\varepsilon; \Rightarrow \overline{m} = \frac{T_i}{K_i}\overline{\varepsilon} + \frac{1}{K_i}\int_0^t \overline{\varepsilon}\,dt = \overline{m}_П + \overline{m}_i,$$

закон регулювання пропорційно інтегруючий.

7. Реалізація ПІ закону за допомогою ланки, що форсує.

7.1. Послідовне включення ланки, що форсує.

Розглянемо регулятор, що включає послідовне з'єднання ідеальної інтегрую-чої та форсуючої ланок.



Передатна функція регулятора визначає закон регулювання.

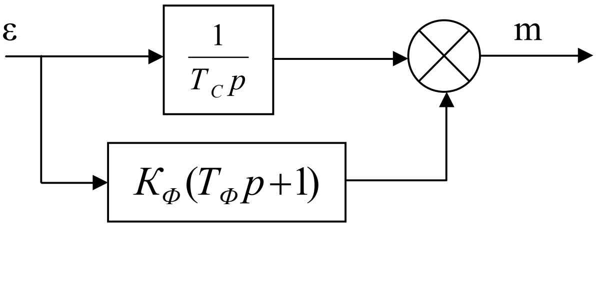
$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_C p}\cdot K_Ф(T_Ф p + 1), \qquad W_{m/\varepsilon} = \frac{K_Ф T_Ф}{T_C} + \frac{K_Ф}{T_C p}.$$

$$m = \frac{K_Ф T_Ф}{T_C}\varepsilon + \frac{K_Ф}{T_C p}\varepsilon; \Rightarrow \overline{m} = \frac{K_Ф T_Ф}{T_C}\overline{\varepsilon} + \frac{K_Ф}{T_C}\int_0^t \overline{\varepsilon}\,dt = \overline{m}_П + \overline{m}_i,$$

закон регулювання пропорційно інтегруючий.

7.2. Паралельне включення ланки, що форсує.

Розглянемо регулятор, що включає паралельне з'єднання ідеальної інтегрую-чої та форсуючої ланок.

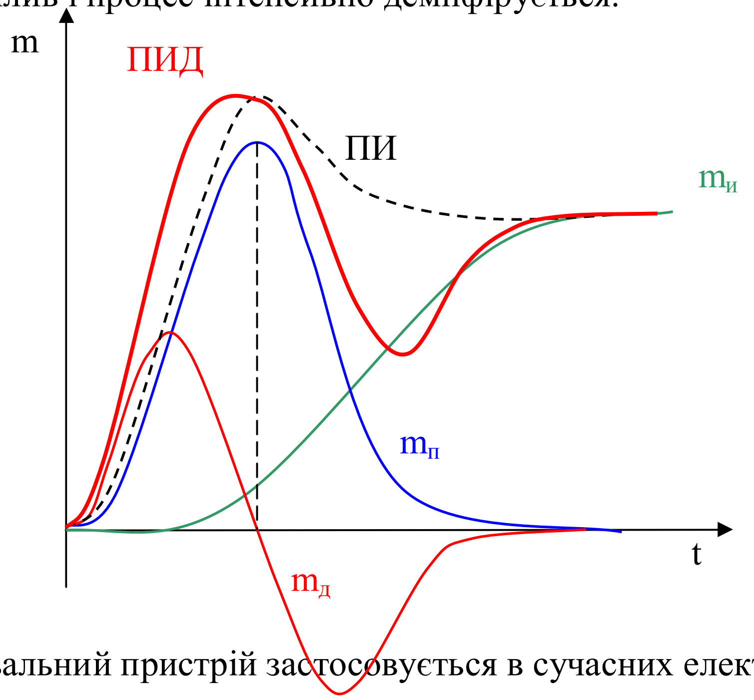


Передаточна функція регулятора: $W_{m/\varepsilon} = \dfrac{1}{T_C p} + K_\Phi (T_\Phi p + 1)$.

$$m = K_\Phi \varepsilon + \frac{1}{T_C p}\varepsilon + K_\Phi T_\Phi p\varepsilon; \Rightarrow \overline{m} = K_\Phi \overline{\varepsilon} + \frac{K_\Phi}{T_C}\int_0^t \overline{\varepsilon} dt + K_\Phi T_\Phi \dot{\overline{\varepsilon}} = \overline{m}_П + \overline{m}_i + \overline{m}_Д,$$

закон регулювання: пропорційний інтегруючий диференцюючий.

ПИД- закон дозволяє одержати кращу швидкодію АС за інших рівних умов. Тому що на початковому етапі регулювання, коли помилка наростає $\dot{\varepsilon} > 0$, регулятор формує додатковий регулюючий вплив $\overline{m}_Д$. При цьому, чим швидше наростає помилка, тим більший вплив формує регулятор. На кінцевому етапі регулювання, коли величина помилки починає зменшуватися $\dot{\varepsilon} < 0$, регулятор формує додатковий гальмуючий вплив і процес інтенсивно демпфірується.



Такий коригувальний пристрій застосовується в сучасних електронних АС.

8. Застосування КП для компенсації інерційності елементів АС.

Раніше ми думали, що датчики регульованих параметрів в АС являють собою ідеальну позиційну ланку. Реальні датчики володіють інерційністю й у деяких випадках цієї інерційністю не можна зневажити. Очевидно, чим повільніше працює датчик, тим пізніше формується сигнал керування й тим гірше динамічні можливості АС. Так, наприклад, вимір температури газів авіаційних ГТД здійснюється за допомогою термопар. Динаміка термопари описується рівнянням інерційної позиційної ланки.

$$W_T(p) = \frac{K_T}{T_T p + 1}$$

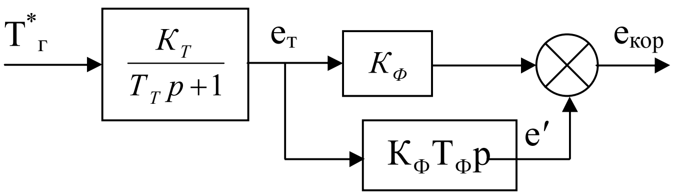
Постійна часу термопари становить $T_т$=1…2с. Отже, тільки час виміру температури газів буде становити 3...6с при вимозі вчасно регулювання температури газів 2...4с. Така вимога є нездійсненним при звичайному підході. Однак застосування КП дозволяє істотно знизити інерційність виміру фізичних величин і забезпечити задані динамічні вимоги АС у цілому.

8.1. Застосування КП для компенсації інерційності термопари.

Розглянемо можливість зменшення інерційності термопари за допомогою КП. Установимо послідовно з термопарою ланка, що форсує.

$$W_{КУ}(p) = K_Ф(T_Ф p + 1)$$

Функціональну схему такого з'єднання представимо у вигляді:

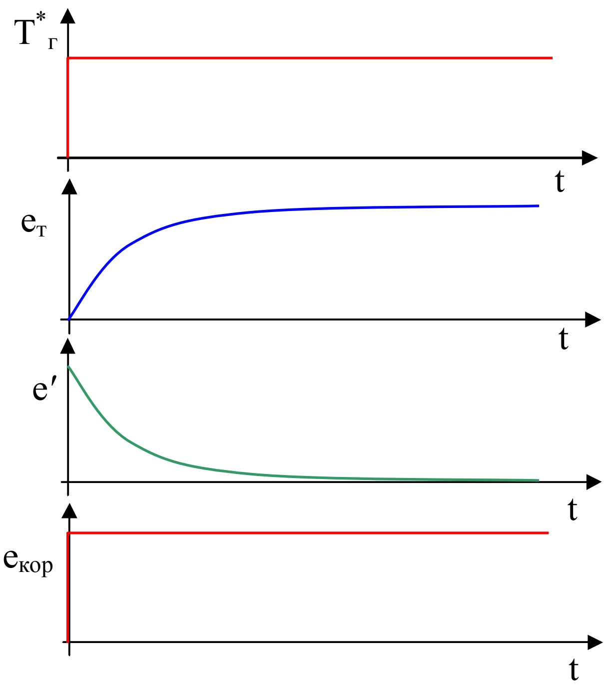


Еквівалентна передатна функція:

$$W_{ЭКВ}(p) = \frac{K_T}{T_T p + 1} \cdot K_Ф(T_Ф p + 1)$$

Якщо на параметри КП накласти наступні обмеження $K_Ф$=1; $T_Ф$=T_T , що цілком реалізовано, то:

$$W_{ЭКВ}(p) = K_T$$



Ідеальна позиційна ланка (ідеальна термопара). Розглянемо динамічні процеси в такому комбінованому датчику.

Експонента на виході диференцюючої ланки є дзеркальним відображенням експоненти термопари. Складення двох дзеркальних експонент дає східчастий сигнал.

Висновок: застосування коригувального пристрою дозволяє здійснити ідеальний вимір температури газів.

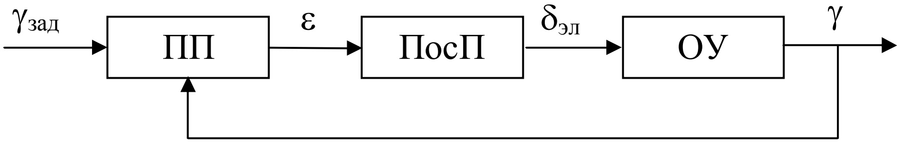
На практиці властивості термопар можуть істотно зміняться залежно від зовнішніх умов.

Тому за допомогою КП, що має постійні динамічні параметри, повністю придушити інерційність термопар не вдається. Тому на черзі розробка адаптивних КП, динамічні параметри яких могли б необхідним образом змінюватися.

Зауваження. Застосування КП для компенсації інерційності термопар повністю вичерпує можливості даного КП й тому не може бути використане для поліпшення закону регулювання. Для поліпшення закону регулювання необхідне застосування іншого КП.

9. Застосування КП для підвищення стійкості АС.

ПРИКЛАД. Нехай потрібно створити замкнуту САР стабілізації крену літака. Структурна схема АС буде мати вигляд:



Де: (- поточне значення КПта крену літака;

$\gamma_{зад}$ - задане значення КПта крену літака;

$\delta_{эл}$ - КПт відхилення елеронів;

$\varepsilon=\gamma_{зад}-\gamma$ - сигнал неузгодженості.

Рівняння динаміки елементів АС:

1. Літак з вихідним сигналом - кут крену:

$$T_1\ddot{\bar{\gamma}}+\dot{\bar{\gamma}}=\frac{1}{T_2}\bar{\delta}_{ЭЛ}+\frac{1}{T_3}\bar{f}$$ - реальна інтегруюча ланка.

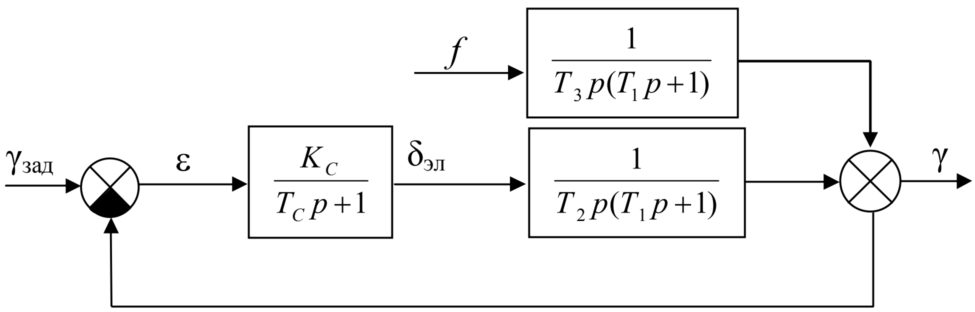
$$W_{\gamma/\delta_{ЭЛ}}=\frac{1}{T_2p\cdot(T_1p+1)}$$

2. Сервопривод (підсилювач) пропорційний:

$$T_C\dot{\bar{\delta}}_{ЭЛ}+\bar{\delta}_{ЭЛ}=K\bar{\varepsilon};\qquad W(p)=\frac{K}{T_Cp+1}$$

3. Вимірювальний пристрій будемо думати ідеальним з коефіцієнтом підсилення рівним одиниці.

Функціональна схема АС має вигляд.

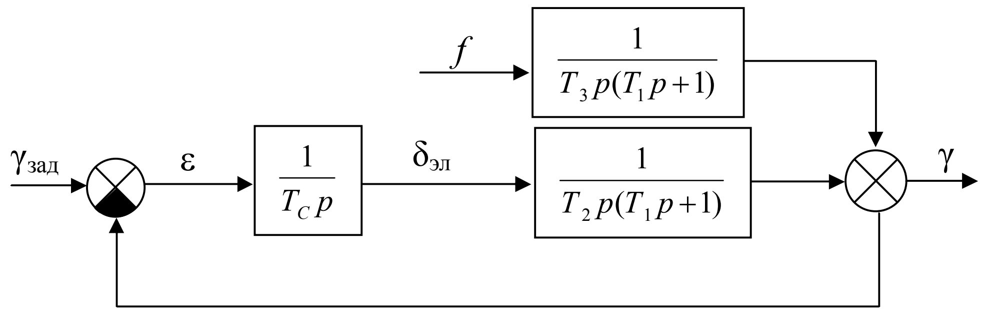


Досліджуємо статичну точність АС при дії східчастого сигналу ВВ. Із цією метою визначимо передатну функцію $W_{\varepsilon f}$

$$W_{\varepsilon/f}=\frac{-\dfrac{1}{T_3p(T_1p+1)}}{1+\dfrac{K_C}{T_Cp+1}\cdot\dfrac{1}{T_2p(T_1p+1)}}=-\frac{\dfrac{1}{T_3p(T_1p+1)}}{\dfrac{(T_Cp+1)T_2p(T_1p+1)+K_C}{(T_Cp+1)T_2p(T_1p+1)}}=-\frac{\dfrac{T_2}{T_3}(T_Cp+1)}{(T_Cp+1)T_2p(T_1p+1)+K_C}$$

Оскільки в чисельниКП передатної функції $W_{\varepsilon/f}$ немає загального множника «р», те система буде працювати зі статичною помилкою при дії східчастого сигналу збурювання.

Для того щоб АС була астатичною першого порядку, застосуємо інтегруючий сервопривід елеронів. Функціональна схема АС прийме вид:



У цьому випадку, у чисельнику передатної функції $W_{\varepsilon/f}$ з'являється загальний множник «р» у першому ступені й система буде астатичною першого порядку.

$$W_{\varepsilon/f}=\frac{-\dfrac{1}{T_3p(T_1p+1)}}{1+\dfrac{1}{T_Cp}\cdot\dfrac{1}{T_2p(T_1p+1)}}=-\frac{\dfrac{1}{T_3p(T_1p+1)}}{\dfrac{T_CT_2p^2(T_1p+1)+1}{T_CT_2p^2(T_1p+1)}}=-\frac{\dfrac{T_2}{T_3}T_Cp}{T_CT_2p^2(T_1p+1)+1}$$

Досліджуємо стійкість отриманої автоматичної системи за допомогою критерію Гурвица. Характеристичне рівняння АС буде мати вигляд:

$$T_CT_2p^2(T_1p+1)+1=0;\qquad T_CT_2T_1p^3+T_CT_1p^2+1=0\,.$$

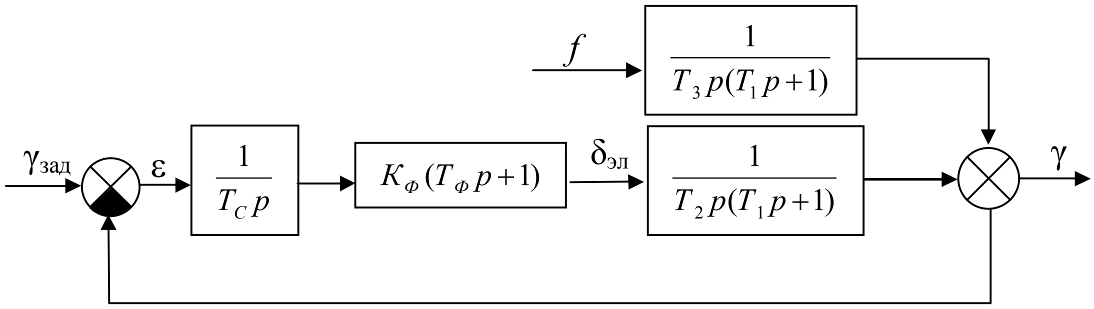
Вивід: автоматична система нестійка.

Зрівняємо отримане рівняння з рівнянням третього порядку загального виду:

$$a_0p^3+a_1p^2+a_2p+a_3=0$$

Згідно із часткою критерію Гурвица для систем третього порядку АС стійкий, якщо при a_0>0 позитивні всі коефіцієнти характеристичного рівняння й добуток середніх коефіцієнтів більше добутку крайніх. Для розглянутого випадку a_2=0. Добуток середніх коефіцієнтів менше добутку крайніх, отже автоматична система нестійка.

Забезпечити стійкість АС можна за допомогою КП - ланки, що форсує. Установимо ланку, що форсує, послідовно інтегруючому сервоприводу. Функціональна схема АС прийме вид:



Закон регулювання пропорційно інтегруючий (ПІ):

$$W_{\delta/\varepsilon} = \frac{1}{T_C p} \cdot K_Ф(T_Ф p+1) = \frac{K_Ф T_Ф}{T_C} + \frac{K_Ф}{T_C p}.$$

Досліджуємо стійкість АС.

Характеристичне рівняння замкнутої АС:

$$1 + \frac{1}{T_C p} \cdot K_Ф(T_Ф p+1) \cdot \frac{1}{T_2 p(T_1 p+1)} = 0,$$

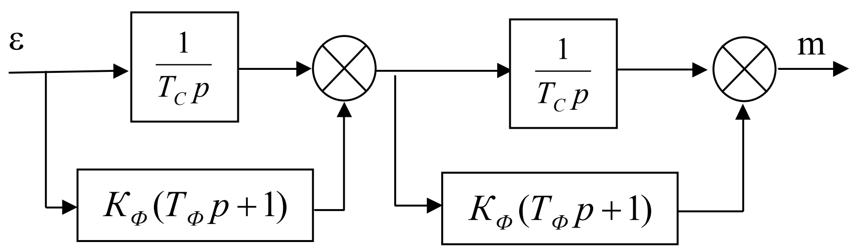
$$T_C T_2 p^2 (T_1 p+1) + K_Ф(T_Ф p+1) = 0,$$

$$T_C T_2 T_1 p^3 + T_C T_2 p^2 + K_Ф T_Ф p + K_Ф = 0.$$

Видно, що АС стала структурно стійкої, тому що в загальному виді характеристичного рівняння втримуються всі коефіцієнти. Відповідним вибором параметрів КП можна забезпечити задані динамічні властивості АС.

Вивід. Застосування КП підвищує стійкість АС.

Зауваження. Можна забезпечити другий (третій) порядок астатизму АС. Із цією метою застосуємо ще один інтегруючий пристрій. Однак для забезпечення стійкості АС буде потрібно застосування й додаткового КП. Функціональна схема регулятора може мати вигляд.



Закон регулювання буде мати вигляд:

$$W_{m/\varepsilon} = \left(\frac{1}{T_C p} + K_Ф(T_Ф p+1)\right) \cdot \left(\frac{1}{T_C p} + K_Ф(T_Ф p+1)\right);$$

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_C^{\,2} p^2} + 2\frac{1}{T_C p}\cdot\left(K_\Phi(T_\Phi p+1)\right) + \left(K_\Phi(T_\Phi p+1)\right)^2;$$

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_C^{\,2} p^2} + \frac{2K_\Phi T_\Phi}{T_C} + \frac{2K_\Phi}{T_C p} + K_\Phi^2 T_\Phi^2 p^2 + 2K_\Phi^2 T_\Phi p + K_\Phi^2;$$

$$W_{m/\varepsilon} = \left(K_\Phi^2 + \frac{2K_\Phi T_\Phi}{T_C}\right) + \frac{2K_\Phi}{T_C p} + \frac{1}{T_C^{\,2} p^2} + 2K_\Phi^2 T_\Phi p + K_\Phi^2 T_\Phi^2 p^2;$$

$$\overline{m} = \left(K_\Phi^2 + \frac{2K_\Phi T_\Phi}{T_C}\right)\overline{\varepsilon} + \frac{2K_\Phi}{T_C}\int_0^t \overline{\varepsilon}dt + \frac{1}{T_C^{\,2}}\iint_0 \overline{\varepsilon}dt + 2K_\Phi^2 T_\Phi \dot{\overline{\varepsilon}} + K_\Phi^2 T_\Phi^2 \ddot{\overline{\varepsilon}}.$$

Скорочено формулу такого закону можна представити як ПИИ^{2}ДД^2.

П- складова забезпечує гарну динаміку.

І, И^2 – складові забезпечують астатизм 2-го порядку.

Д,Д^2 – складові забезпечують стійкість процесу керування.

Такі складні закони керування реалізують в АС за допомогою бортових обчислювальних машин.

Висновки:

На лекції було розглянуто закони регулювання та їх реалізація.

Завдання на самопідготовку:

1. Абрамов Ю.А. Основы пожарной автоматики. стр. 122-178.