

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до самостійної роботи з дисципліни
«Радіоавтоматика»
для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації
та радіотехніка» усіх форм навчання

Методичні вказівки для самостійної роботи з дисципліни “Радіоавтоматика” для студентів спеціальності 172 “Телекомунікації та радіотехніка” усіх форм навчання / Укл. В.С. Кабак, Г.Ф. Вишник. – Запоріжжя: НУ “Запорізька політехніка”, 2021. – 75 с.

Укладачі: В.С. Кабак, доцент, к.т.н. кафедри РТТ
Г.Ф. Вишник, зав. лаб. кафедри РТТ

Рецензент: С.В. Морщавка, доцент, к.т.н.

Відповідальний
за випуск: Г.Ф. Вишник, зав. лаб. кафедри РТТ

Затверджено:
на засіданні кафедри
радіотехніки та телекомунікацій
Протокол № 5 від 2.02.2021 р.

Рекомендовано до видання НМК
факультету радіоелектроніки та
телекомунікацій
Протокол № 5 від 21.02.2021 р.

ЗМІСТ

1	ПЕРЕДАВАЛЬНІ ФУНКЦІЇ І ДИФЕРЕНЦІЙНІ РІВНЯННЯ СИСТЕМ РАДІОАВТОМАТИКИ	5
1.1	Загальні відомості про основні передавальні функції систем радіоавтоматики	5
1.2	Приклад визначення основних передавальних функцій конкретної системи РА	8
2	СТАТИЧНІ ТА АСТАТИЧНІ СИСТЕМИ РАДІОАВТОМАТИКИ	15
2.1	Приклад визначення порядку астатизма за виразом передавальних функцій	16
2.2	Визначення помилок для систем з астатизмом нульового, першого і другого порядків астатизму	17
3	ВИЗНАЧЕННЯ ПОМИЛОК В УСТАЛЕНОМУ РЕЖИМІ ДЛЯ КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ЧАП	20
4	ОЦІНКА СТІЙКОСТІ СИСТЕМ РА ЗА ДОПОМОГОЮ СТРУКТУРНИХ СХЕМ	31
4.1	Визначення запасів стійкості системи автоматичного супроводження за напрямом	32
5	ГРАФО-АНАЛІТИЧНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ	37
5.1	Основні характеристики системи ФАП	37
5.2	Логарифмічні частотні характеристики	42
5.3	Селективні властивості системи ФАП	44
5.4	Вимоги до фільтра нижніх частот контуру ФАП	51
5.4.1	Система ФАП без фільтра	52
5.4.2	Система ФАП з інтегруючим фільтром	53
5.4.3	Система ФАП з пропорційно-інтегруючим фільтром	55
5.4.4	Система ФАП з ізодромною ланкою	57
5.5	Вимоги до генератора, що керується напругою	58
5.6	Графо-аналітичний аналіз ІФАП, що досліджується в лабораторному стенді	63
5.6.1	Розрахунок параметрів ФАП з фільтром першого порядку	64
5.6.2	Розрахунок параметрів ФАП з пропорційно-інтегруючим фільтром	67

6 ПЕРЕДАВАЛЬНІ ФУНКЦІЇ РОЗІМКНЕНИХ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ	71
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	75

1 ПЕРЕДАВАЛЬНІ ФУНКЦІЇ І ДИФЕРЕНЦІЙНІ РІВНЯННЯ СИСТЕМ РАДІОАВТОМАТИКИ

1.1 Загальні відомості про основні передавальні функції систем радіоавтоматики

Якщо провести порівняльний аналіз різноманітних систем радіоавтоматики (РА), то можна зробити висновок, що їх структурні схеми у багатьох схожі між собою. Аналогія структурних схем систем РА дозволяє запропонувати узагальнену структурну схему (рис. 1.1),

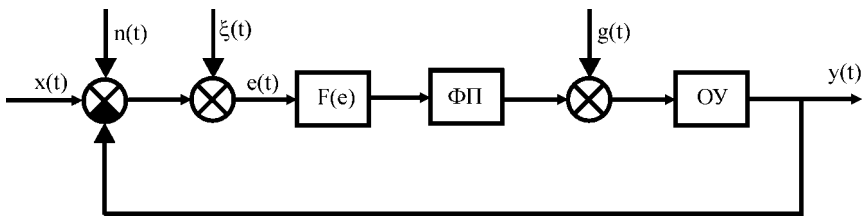


Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема системи РА

де $x(t)$ – вхідний сигнал або задаюча дія, $y(t)$ – вихідний сигнал або параметр, що підлягає регулюванню, $e(t)$ – сигнал розузгодження або сигнал помилки, $n(t)$ – збурююча дія, що враховує вплив різноманітних завад, які надходять до входу системи, $g(t)$ – дія, що відображує вплив дестабілізуючих факторів на об'єкт управління ОУ. Узагальнений дискримінатор на схемі відображено динамічною ланкою з передавальною функцією $F(e)$, яка моделює дискримінаційну характеристику. Вплив дрейфу нуля враховано збурюючим сигналом $\xi(t)$. Функціональні пристрої містять виконуючі та корегуючі пристрої, які забезпечують необхідні дискримінаційні характеристики (зокрема, ФНЧ і т.ін).

Під час аналізу і синтезу систем РА реалізованих на підставі зображеної структурної схеми використовується ряд передавальних функцій, які повністю визначають основні характеристики системи.

Для їх визначення перетворимо схему з рис.1.1. до більш простого вигляду (рис. 1.2).

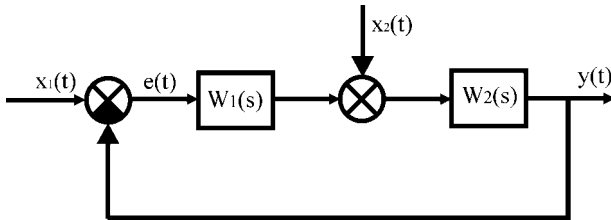


Рисунок 1.2 – Спрощена структурна схема системи РА

Виділяють такі основні передавальні функції систем РА:

- передавальна функція розімкненої системи;
- передавальна функція замкненої системи;
- передавальна функція помилки.

Відповідно до рис.1.2, під передавальною функцією розімкненої системи або розімкненого контуру регулювання за визначенням розуміють таке відношення [1]:

$$W_p(s) = \frac{Y(s)}{E(s)},$$

де $Y(s)$ і $E(s)$ – зображення по Лапласу вихідного відклику системи і помилки регулювання відповідно.

Передавальна функція замкненої системи визначиться як:

$$W_3(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}, \quad (1.1)$$

Між цими двома передавальним функціями існує однозначний зв'язок, а саме

$$W_3(s) = \frac{W_p(s)}{1 + W_p(s)}, \quad (1.2)$$

Необхідно відзначити, що передавальна функція замкненої системи залежить від точки прикладання задаючої дії. Так, наприклад, вираз (1.2) буде справедливим відносно задаючої дії $x_1(t)$, у той час як для задаючої дії $x_2(t)$ значення $W_3(s)$ змінюється і рівняється:

$$W_3(s) = \frac{W_2(s)}{1 + W_p(s)}.$$

І, нарешті, третьою основною передавальною функцією є передавальна функція помилки, яка, відповідно до схеми рис.1.2, визначається як:

$$W_e(s) = \frac{E(s)}{X(s)},$$

Оскільки для зображення помилки справедливо $E(s) = X(s) - Y(s)$, то з урахуванням (1.1), очевидно, що:

$$W_e(s) = 1 - W_3(s),$$

або з урахуванням (1.2)

$$W_e(s) = \frac{1}{1 + W_p(s)} \quad (1.3).$$

Розглянемо застосування визначених передавальних функцій під час аналізу і синтезу конкретної системи РА.

1.2 Приклад визначення основних передавальних функцій конкретної системи РА

Припустимо, що для системи, структурна схема якої наведена на рис.1.3, необхідно визначити вираз зображення по Лапласу вихідного відклику $Y(s)$, що виникає під впливом усіх задаючих дій $x(t)$, $z(t)$, $n(t)$.

Оскільки вважається, що система, яка розглядається є лінійною, то для неї можливе застосування принципу суперпозиції, згідно з яким можна проаналізувати реакцію системи на кожну окрему задаючу дію, а результуючий відклик системи розрахувати як суму реакцій на кожну дію.

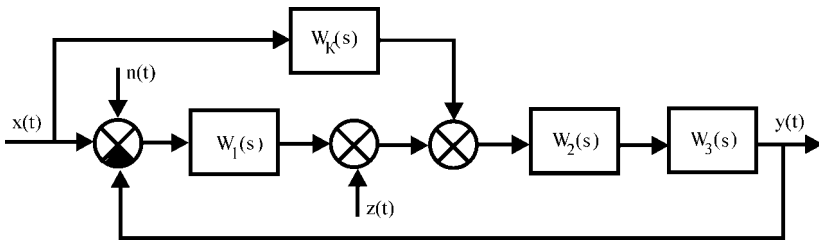


Рисунок 1.3 – Структурна схема системи РА з додатковим компенсаційним каналом

Спочатку проаналізуємо реакцію на сигнал $x(t)$. Відповідно до визначення передавальної функції замкненої системи регулювання можна записати:

$$W_3(s) = \frac{Y(s)}{X(s)},$$

звідки:

$$Y(s) = W_3(s)X(s).$$

Передавальну функцію замкненої системи знайдемо за допомогою правила розрахунку передавальних функцій за структурними схемами РА [2]:

$$W_{зху}(s) = \frac{W_{пр}(s)}{1 + W_p(s)}, \quad (1.4)$$

де $W_{зху}$ – передавальна функція замкненої системи від точки прикладення сигналу до точки з'йому вихідного відклику, $W_{пр}(s)$ – передавальна функція прямої ділянки структурної схеми, тобто безпосередньо від точки прикладення сигналу до точки знімання без урахування особливостей інших ділянок структурної схеми, $W_p(s)$ – передавальна функція основного замкненого контуру регулювання.

Для задаючої дії $x(t)$ пряма ділянка від $x(t)$ до $y(t)$ набуває наступного вигляду (рис.1.4).

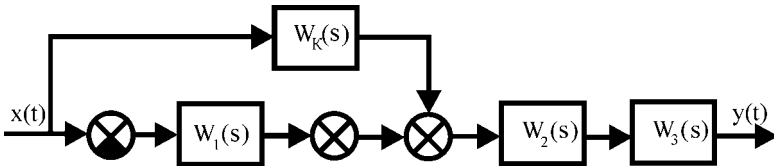


Рисунок 1.4 – Пряма ділянка структурної схеми від точки прикладання вхідного сигналу $x(t)$ до точки зйому вихідного сигналу $y(t)$

Передавальна функція прямої ділянки від точки прикладання задаючої дії $x(t)$ до точки знімання вихідного відклику $y(t)$ з урахуванням паралельного включення динамічних ланок $W_1(s)$ і $W_k(s)$ визначиться як:

$$W_{пр}(s) = [W_1(s) + W_k(s)] \cdot W_2(s)W_3(s).$$

Замкнений контур регулювання для наведеної схеми має наступний вигляд (рис.1.5), де знаком $\times$ позначено місце розмикання контуру:

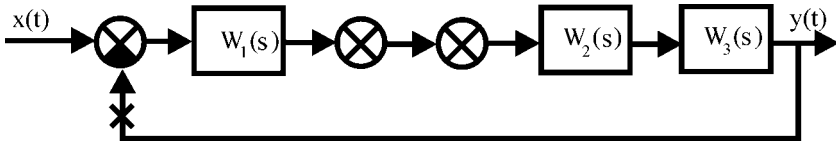


Рисунок 1.5 – Замкнений контур регулювання системи РА

Очевидно, що у такому випадку передавальна функція розімкненого контуру, яку визначаємо від точки прикладення задаючої дії $x(t)$ до точки розмикання контуру визначиться як:

$$W_p(s) = W_1(s)W_2(s)W_3(s) \quad (1.5)$$

Остаточно, передавальна функція замкненої системи для задаючої дії $x(t)$ рівняється :

$$W_{3xy}(s) = \frac{W_{np}(s)}{1 + W_p(s)} = \frac{[W_1(s) + W_K(s)] \cdot W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)}.$$

Аналогічно знайдемо передавальні функції для задаючих дій $n(t)$ і $z(t)$. Для задаючої дії $n(t)$ пряма ділянка набуває наступного вигляду (рис.1.6):

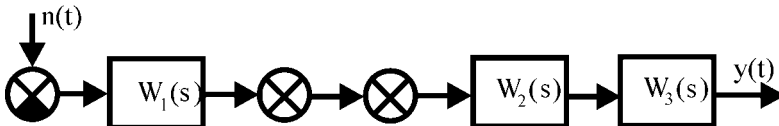


Рисунок 1.6 – Пряма ділянка структурної схеми від точки прикладення вхідного сигналу $n(t)$ до точки зйому вихідного сигналу $y(t)$

Очевидно, що у такому випадку передавальна функція прямої ділянки, яку визначаємо від точки прикладення задаючої дії $n(t)$ до точки $y(t)$ визначиться як:

$$W_{\text{пр}}(s) = W_1(s)W_2(s)W_3(s).$$

Оскільки основний контур системи регулювання залишився незмінним, то передавальна функція розімкненої системи визначається аналогічно (1.5). Тоді для передавальної функції системи відносно задаючої дії $n(t)$ можна записати:

$$W_{\text{зп}}(s) = \frac{W_{\text{пр}}(s)}{1 + W_p(s)} = \frac{W_1(s)W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)}.$$

Для задаючої дії $z(t)$ пряма ділянка зводиться до наступного (рис.1.7):

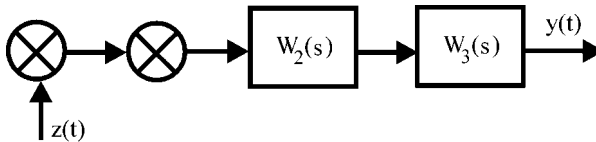


Рисунок 1.7 – Пряма ділянка структурної схеми від точки прикладення вхідного сигналу $z(t)$ до точки зйому вихідного сигналу $y(t)$

У такому випадку передавальна функція прямої ділянки, яку визначаємо від точки прикладення задаючої дії $z(t)$ до точки $y(t)$ визначиться як:

$$W_{\text{пр}}(s) = W_2(s)W_3(s),$$

а передавальна функція замкненої системи для задаючої дії $z(t)$:

$$W_{3zy}(s) = \frac{W_{np}(s)}{1 + W_p(s)} = \frac{W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)}.$$

Оскільки тепер відомі передавальні функції замкненої системи відносно усіх задаючих дій, то можна визначити результуючий відклик системи:

$$\begin{aligned} Y(s) &= W_{3xy}(s)X(s) + W_{3ny}(s)N(s) + W_{3zy}(s)Z(s) = \\ &= \frac{[W_1(s) + W_K(s)] \cdot W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)} X(s) + \frac{W_1(s)W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)} N(s) + \\ &\quad + \frac{W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)} Z(s). \end{aligned}$$

На прикладі наведеної структурної схеми покажемо також принцип визначення передавальної функції помилки $W_e(s)$ для довільної задаючої дії. Нагадаємо, що у загальному випадку помилка системи регулювання визначається як $e(t) = x(t) - y(t)$.

Відповідно на структурній схемі необхідно визначити передавальні функції від конкретної задаючої дії до помилки системи, яка на схемі (рис.1.8) відображена як $e(t)$.

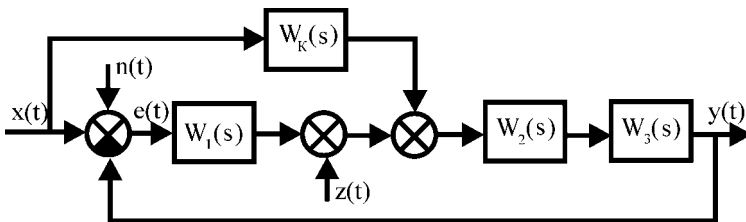


Рисунок 1.8 – Визначення помилки системи за структурною схемою

Знайдемо передавальну функцію помилки для задаючої дії $x(t)$. Вираз для $W_e(s)$ також будемо визначати за допомогою правила (1.3).

Особливістю визначення передавальної функції прямої ділянки для $x(t)$ в такій схемі є два можливі шляхи проходження $x(t)$ до помилки $e(t)$. Дійсно, перший можливий шлях визначається безпосередньо першим суматором:

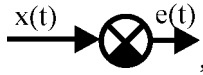


Рисунок 1.9 – Перший шлях формування помилки

а передавальна функція прямої ділянки в такому варіанті рівняється одиниці - $W_{\text{пр1}}(p)=1$. Другий можливий шлях визначається додатковим компенсаційним каналом і для наведеного прикладу має вигляд:

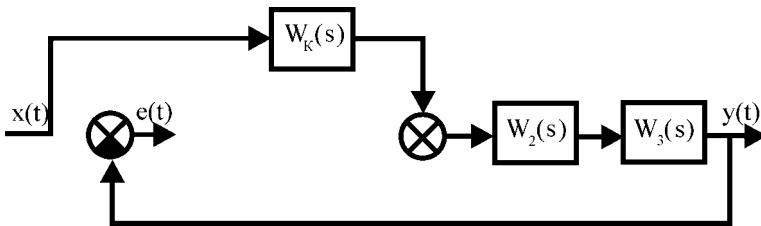


Рисунок 1.10 Другий шлях формування помилки

Передавальна функція прямої ділянки від $x(t)$ до $e(t)$ з урахуванням того факту, що проходження через заштрихований сектор означає перемноження на -1 , у такому варіанті рівняється:

$$W_{\text{пр2}}(s) = -W_K(s)W_2(s)W_3(s).$$

Оскільки для точки $e(t)$ динамічні ланки з передавальними функціями $W_{\text{пр1}}(s)$ і $W_{\text{пр2}}(s)$ можна вважати ввімкненими паралельно,

то результуюча передавальна функція прямої ділянки для задаючої дії $x(t)$ визначиться як сума $W_{\text{пр1}}(s)$ і $W_{\text{пр2}}(s)$:

$$W_{\text{пр}}(s) = W_{\text{пр1}}(s) + W_{\text{пр2}}(s) = 1 - W_K(s)W_2(s)W_3(s).$$

Остаточно, передавальна функція помилки для задаючої дії $x(t)$ визначиться як:

$$W_{\text{ex}}(s) = \frac{W_{\text{пр}}(s)}{1 + W_p(s)} = \frac{1 - W_K(s)W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)}.$$

З аналогічних міркувань визначаються і передавальні функції помилки для задаючих дій $n(t)$ і $z(t)$:

$$W_{\text{en}}(s) = \frac{W_{\text{пр}}(s)}{1 + W_p(s)} = \frac{1}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)},$$

$$W_{\text{ez}}(s) = \frac{W_{\text{пр}}(s)}{1 + W_p(s)} = -\frac{W_2(s)W_3(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)}.$$

2 СТАТИЧНІ ТА АСТАТИЧНІ СИСТЕМИ РАДІОАВТОМАТИКИ

Системи РА розділяються на статичні й астатичні. Для статичних систем помилка у сталому режимі не рівняється нулю, у той час як для астатичних систем помилка регулювання рівняється нулю. Встановимо, які особливості повинні бути властиві передавальній функції астатичної системи для вхідного сигналу виду $x(t) = c \cdot 1(t)$. Згідно з визначенням передавальної функції помилки:

$$E(s) = W_e(s) \cdot X(s) = W_e(s) \cdot \frac{C}{s}.$$

Помилка в сталому режимі, яка отримала назву статичної, визначиться на підставі теореми перетворення Лапласа про кінцеве значення функції [1]

$$e_C = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s W_e(s) C \quad (2.1)$$

З виразу (2.1) випливає, що статична помилка рівняється нулю тільки у випадку, коли передавальна функція помилки містить множник i (має нуль в точці $s=0$), у протилежному випадку помилка не рівняється нулю.

Цей висновок можна розпоширити і надати в узагальненому виді: передавальна функція помилки системи з астатизмом порядку v містить множник s^v . Для такої системи помилка в сталому режимі рівняється нулю для вхідного сигналу $x(t) = ct^{v-1}$ (тобто, для всіх типів задаючих дій, що описуються поліномом ступеню не вище $v-1$).

Враховуючи зв'язок між передавальною функцією помилки і передавальною функцією розімкненого контуру (1.3), можна зробити такий висновок: система РА має порядок v астатизма, якщо передавальна функція розімкненої системи містить v інтегруючих ланок (має полюс порядку v в точці $s=0$).

2.1 Приклад визначення порядку астатизма за виразом передавальних функцій

У загальному вигляді передавальна функція розімкненої системи має вигляд відношення двох поліномів $N(s)$ і $D(s)$ [1]:

$$W_p(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{d_m s^m + d_{m-1} s^{m-1} + \dots + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}{c_n s^n + c_{n-1} s^{n-1} + \dots + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}. \quad (2.2)$$

Для того, щоб система набула астатизму v -го порядку необхідно, щоб у чисельнику передавальної функції помилки з'явився множник s^v . Враховуючи зв'язок між основними передавальними функціями автоматичних систем, а саме передавальною функцією розімкненої системи і передавальною функцією помилки:

$$W_e(s) = \frac{1}{1 + W_p(s)}$$

легко довести, що множник s^v у чисельнику передавальної функції помилки $W_e(p)$ може з'явитися тільки у випадку, коли аналогічний множник є у знаменнику передавальної функції розімкненої системи $W_p(p)$. Тому, аналізуючи загальний вираз для передавальної функції розімкненої системи $W_p(s)$, можна зробити висновок, що система буде статичною, якщо коефіцієнт $c_0 \neq 0$. У такому разі полюс в точці $s=0$ стає принципово неможливим.

У варіанті, коли $c_0=0$ у знаменнику передавальної функції з'являється множник, тобто система є астатичною першого порядку, а в контурі регулювання з'являється ідеальний інтегратор.

Для набуття другого порядку астатизму необхідно виконання умови $c_0=0$ і $c_1=0$. За цього у знаменнику передавальної функції розімкненої системи з'явиться множник s^2 , а в контурі регулювання вже повинно бути два інтегратори.

За умовами задачі вираз для передавальної функції розімкненої системи має наступний вигляд:

$$W_p(s) = \frac{K}{(1 + T_1s)(1 + T_3s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s)}.$$

Якщо зробити перемноження у знаменнику, то очевидно отримаємо поліном вигляду $D(p)$:

$$D(s) = c_n s^n + c_{n-1} s^{n-1} + \dots + c_2 s^2 + c_1 s + c_0,$$

де $c_0 = 1$, $c_1 = T_1 + T_3 + \sum_{i=4}^n T_i$, тобто обидва коефіцієнти не рівняються нулю.

Це означає, що система, що розглядається є статичною або астатичною нульового порядку.

Якщо ж в результаті перемноження коефіцієнт c_0 рівняється нулю, то очевидно, що тоді в чисельнику передавальної функції помилки з'являється множник s^1 і це означає, що система набуває астатизму першого порядку. У випадку ж коли обидва коефіцієнти c_0 і c_1 стають рівними нулю, то тоді в чисельнику функції помилки $W_e(s)$ з'являється множник s^2 і система набуває астатизму другого порядку.

Подібний аналіз проводиться і у варіанті коли відома функція помилки, але в такому разі аналізуються аналогічні коефіцієнти чисельника $W_e(s)$. Якщо ж відома тільки передавальна функція замкненої системи $W_3(s)$, то спочатку необхідно отримати вираз або для $W_e(s)$ або для $W_p(s)$ і тільки після цього проводити аналіз відповідних коефіцієнтів.

2.2 Визначення помилок для систем з астатизмом нульового, першого і другого порядків астатизму

В системах РА, як правило, помилки у сталому режимі оцінюються для трьох типів задаючої дії:

– задаюча дія у вигляді одиничної функції $x(t) = \alpha_0 \cdot 1(t)$, за якою визначається статична помилка;

– задаюча дія у вигляді лінійної функції часу $x(t) = \alpha_0 \cdot 1(t) + \alpha_1 \cdot t$, яка визначає швидкісну складову помилки;

– задаюча дія у вигляді лінійної функції часу $x(t) = \alpha_0 \cdot 1(t) + \alpha_1 \cdot t$, яка визначає швидкісну складову помилки;

Помилку системи дії у сталому режимі для визначених трьох типів задаючої знайдемо на підставі теореми Лапласа для межових значень:

$$e_C = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s W_e(s) X(s),$$

де $X(s)$ – зображення за Лапласом задаючої дії.

Визначимо вираз для передавальної функції помилки:

$$\begin{aligned} W_e(s) &= \frac{1}{1 + W_p(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K}{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s)}} = \\ &= \frac{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s)}{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s) + K} \end{aligned}$$

Для трьох типів задаючої дії зображення за Лапласом набувають наступного вигляду:

$$L\{x_1(t)\} = L\{\alpha_0 1(t)\} = \frac{\alpha_0}{s},$$

$$L\{x_2(t)\} = L\{\alpha_0 1(t) + \alpha_1 t\} = \frac{\alpha_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2},$$

$$L\{x_3(t)\} = L\{\alpha_0 1(t) + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2\} = \frac{\alpha_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2} + \frac{\alpha_2}{2s^3}.$$

Помилка системи в сталому режимі для задаючої дії $x_1(t)$ визначиться як:

$$\begin{aligned} e(t) &= \lim_{t \rightarrow \infty} s W_e(s) X_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s)}{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s) + K} \cdot \frac{\alpha_0}{s} = \\ &= \frac{\alpha_0}{1 + K} \end{aligned}$$

Помилка системи в сталому режимі для задаючої дії $x_2(t)$:

$$\begin{aligned} e(t) &= \lim_{t \rightarrow \infty} s W_e(s) X_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s)}{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s) + K} \cdot \\ &\cdot \left(\frac{\alpha_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2} \right) = \infty \end{aligned}$$

Помилка системи в сталому режимі для задаючої дії $x_3(t)$:

$$\begin{aligned} e(t) &= \lim_{t \rightarrow \infty} p W_e(s) X_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s)}{(1 + T_1 s)(1 + T_3 s) \times \prod_{i=4}^n (1 + T_i s) + K} \cdot \\ &\cdot \left(\frac{\alpha_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2} + \frac{\alpha_2}{2s^3} \right) = \infty \end{aligned}$$

3 ВИЗНАЧЕННЯ ПОМИЛОК В УСТАЛЕНОМУ РЕЖИМІ ДЛЯ КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ЧАП

На рис.3.1 зображено функціональну схему комбінованої системи ЧАП з використанням двигуна в контурі регулювання (на схемі це відображено включенням мотору з редуктором – М, Ред) і додаткового компенсаційного каналу, який містить послідовно включені частотний дискримінатор, що настраюється на частоту сигналу ЧД_с, диференціатор Д і підсилювач постійного струму ППС2.

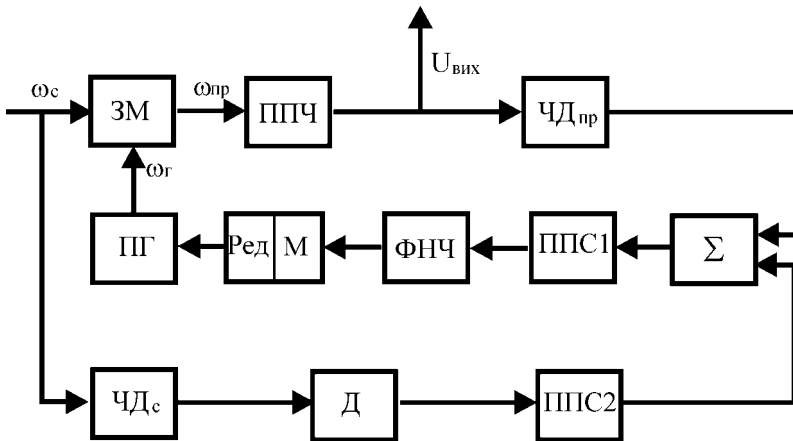


Рисунок 3.1 – Функціональна схема комбінованої системи ЧАП з астатизмом другого порядку

Для того, щоб комбінована система набула другого порядку астатизму необхідно у контур регулювання ввести сигнал пропорційний похідній від задаючої дії. Для цього у додатковий канал необхідно включити частотний дискримінатор, який настраюється на частоту сигналу ЧД_с (це надає сигнал помилки пропорційний задаючій дії) і послідовно з ним включити електронний диференціатор з підсилювачем, що і забезпечить введення у контур регулювання сигналу помилки пропорційного першій похідній від задаючої дії.

Як задаючу дію $x(t)$ для цієї системи регулювання (стабілізації проміжної частоти супергетеродинного приймача) приймаємо зміну частоти на вході системи $\omega_c = \omega_{c0} + \Delta\omega_c$, де ω_{c0} – номінальне значення частоти сигналу. Відповідно під вихідною реакцією системи $y(t)$ будемо розуміти частоту коливань генератора, що перестроюється – $\omega_r = \omega_{r0} + \Delta\omega_r$, а конкретно зміну частоти гетеродину, яка виникає в результаті роботи системи ЧАП.

Помилка системи $e(t)$ визначається як:

$$\begin{aligned}\Delta\omega &= \omega_{\text{пр}} - \omega_{\text{пр}0} = \omega_c - \omega_r - \omega_{\text{пр}0} = \omega_{c0} + \Delta\omega_c - \omega_{r0} - \Delta\omega_r - \omega_{\text{пр}0} = \\ &= \Delta\omega_c - \Delta\omega_r\end{aligned}$$

Під час побудови структурної схеми візьмемо до уваги, що інерційністю процесів у підсилювачі проміжної частоти порівняно з процесами регулювання можна знехтувати і на структурній схемі ППЧ не відображається. По-друге, підсилювачі постійного струму ППС1, ППС2 у смузі пропускання системи регулювання можна вважати безінерційними пристроями і, відповідно їх передавальні функції описуються рівняннями безінерційної динамічної ланки:

$$W_{\text{ППС1}}(s) = K_1,$$

$$W_{\text{ППС2}}(s) = K_2.$$

Для ФНЧ обираємо пропорційно-інтегруючий фільтр з передавальною функцією:

$$W_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{k_\phi(1+sT_1)}{1+sT_\phi}.$$

Для передавальних функцій частотного дискримінатора, що настроюється на частоту сигналу ЧДс, частотного дискримінатора, що настроюється на номінальне значення проміжної частоти ЧДпр і

генератора, що перестроюється ПГ використовуємо рівняння інерційних динамічних ланок з відповідними сталими часу:

$$W_{\text{ЧДс}}(s) = \frac{k_{\text{ЧДс}}}{1 + sT_{\text{ЧДс}}},$$

$$W_{\text{ЧДпр}}(s) = \frac{k_{\text{ЧДпр}}}{1 + sT_{\text{ЧДпр}}},$$

$$W_{\text{ПГ}}(s) = \frac{k_{\text{ПГ}}}{1 + sT_{\text{ПГ}}}.$$

Передавальна функція двигуна, якщо вихідною величиною вважати кут повороту валу двигуна в залежності від напруги керування, що прикладається до якоря, визначається як:

$$W_{\text{дв}}(s) = \frac{k_{\text{дв}}}{s(1 + sT_{\text{дТ}})},$$

а передавальна функція ідеального диференціатора:

$$W_{\text{д}}(p) = k_{\text{д}} \cdot s.$$

Відповідно до введених динамічних ланок, на підставі наведеної функціональної схеми і принципів роботи ЧАП, на рис.3.2 побудована структурна схема комбінованої системи ЧАП з двигуном у контурі регулювання.

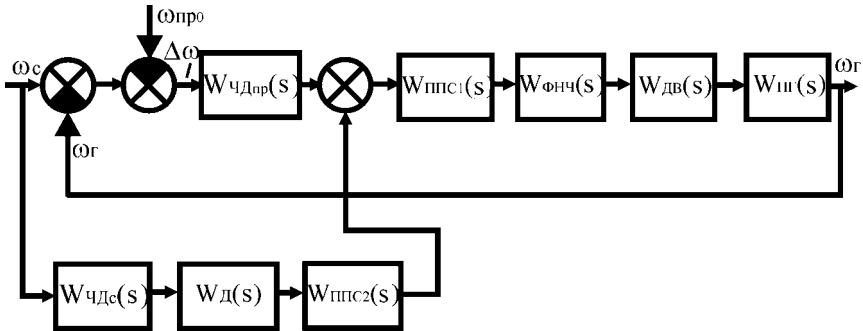


Рисунок 3.2 – Структурна схема комбінованої системи ЧАП

За побудованою структурною схемою визначимо основні передавальні функції комбінованої системи стабілізації проміжної частоти супергетеродинного приймача.

Замкнений контур регулювання для наведеної схеми має наступний вигляд (рис. 3.3), де знаком $\times$ позначено місце розмикання контуру:

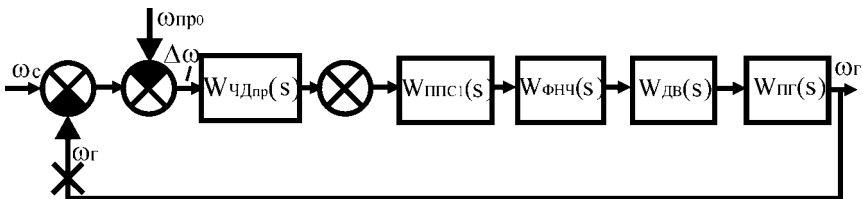


Рисунок 3.3 – Замкнений контур регулювання без урахування додаткового каналу

Очевидно, що у такому випадку передавальна функція розімкненого контуру, яку визначаємо від точки прикладення задаючої дії $x(t)$ до точки розмикання контуру визначиться як:

$$\begin{aligned}
 W_p(s) &= W_{\text{чДпр}}(s)W_{\text{ППЦ1}}(s)W_{\text{ФНЧ}}(s)W_{\text{дв}}(s)W_{\text{пг}}(s) = \\
 &= \frac{k_{\text{чДпр}}}{(1+sT_{\text{чДпр}})} \cdot K_1 \cdot \frac{k_{\phi}(1+sT_1)}{(1+sT_{\phi})} \cdot \frac{k_{\text{дв}}}{s(1+sT_{\text{дв}})} \cdot \frac{k_{\text{пг}}}{(1+sT_{\text{пг}})}
 \end{aligned}$$

Передавальну функцію замкненої системи знайдемо за допомогою правила розрахунку передавальних функцій за структурними схемами РА:

$$W_{\text{зху}}(s) = \frac{W_{\text{пр}}(s)}{1 + W_p(s)}.$$

Для задаючої дії $x(t)$ пряма ділянка від $x(t)$ до $y(t)$ набуває наступного вигляду (рис.3.4)

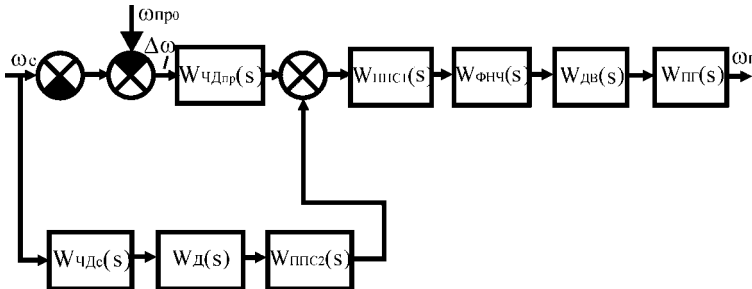


Рисунок 3.4 – Пряма ділянка системи регулювання

Передавальна функція прямої ділянки від точки прикладення задаючої дії $x(t)$ до точки знімання вихідного відклику $y(t)$ з урахуванням паралельного включення динамічних ланок $W_{\text{чДпр}}(s)$ і $W_{\text{чДс}}(s)$, $W_{\text{д}}(s)$, $W_{\text{ППЦ2}}(s)$ визначиться як:

$$W_{\text{пр}}(s) = [W_{\text{чДпр}}(s) + W_{\text{чДс}}(s) \cdot W_{\text{д}}(s) \cdot W_{\text{ППС2}}(s)] \cdot$$

$$\cdot W_{\text{ППС1}}(s) W_{\text{ФНЧ}}(s) W_{\text{дв}}(s) W_{\text{пг}}(s) =$$

$$= \left[\frac{k_{\text{чДпр}}}{(1+sT_{\text{чДпр}})} + \frac{k_{\text{чДс}}}{(1+sT_{\text{чДс}})} \cdot k \cdot s \cdot K_2 \right] \cdot K_1 \cdot \frac{k_{\phi}(1+sT_1)}{(1+sT_{\phi})} \cdot \frac{k_{\text{дв}}}{s(1+pT_{\text{дв}})} \cdot \frac{k_{\text{пг}}}{(1+sT_{\text{пг}})}$$

Відповідно передавальна функція замкненої системи визначиться як:

$$W_3(s) = \frac{[W_{\text{чДпр}}(s) + W_{\text{чДс}}(s) \cdot W_{\text{д}}(s) \cdot W_{\text{ППС2}}(s)]}{1 + W_{\text{чДпр}}(s) W_{\text{ППС1}}(s) W_{\text{ФНЧ}}(s) W_{\text{дв}}(s) W_{\text{пг}}(s)}$$

$$\cdot W_{\text{ППС1}}(s) W_{\text{ФНЧ}}(s) W_{\text{дв}}(s) W_{\text{пг}}(s) =$$

$$= \frac{\left[\frac{k_{\text{чДпр}}}{(1+sT_{\text{чДпр}})} + \frac{k_{\text{чДс}}}{(1+sT_{\text{чДс}})} \cdot k_{\text{д}} \cdot s \cdot K_2 \right] \cdot K_1 \cdot \frac{k_{\phi}(1+sT_1)}{(1+sT_{\phi})} \cdot \frac{k_{\text{дв}}}{s(1+pT_{\text{дв}})} \cdot \frac{k_{\text{пг}}}{(1+sT_{\text{пг}})}}{1 + \frac{k_{\text{чДпр}}}{(1+sT_{\text{чДпр}})} \cdot K_1 \cdot \frac{k_{\phi}(1+sT_1)}{(1+sT_{\phi})} \cdot \frac{k_{\text{дв}}}{s(1+sT_{\text{дв}})} \cdot \frac{k_{\text{пг}}}{(1+sT_{\text{пг}})}} =$$

$$= \frac{\frac{[K(1+sT_{\text{чДс}}) + k_{\text{чДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot s \cdot K_2 \cdot K_1 \cdot k_{\phi} \cdot k_{\text{дв}} \cdot k_{\text{пг}} \cdot (1+sT_{\text{чДпр}})] \cdot (1+sT_1)}{(1+sT_{\text{чДпр}})(1+sT_{\phi})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}})(1+sT_{\text{чДс}})}}{(1+sT_{\text{чДпр}})(1+sT_{\phi})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) + K(1+sT_1)} =$$

$$= \frac{[K(1+sT_{\text{чДс}}) + k_{\text{чДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot s \cdot K_2 \cdot K_1 \cdot k_{\phi} \cdot k_{\text{дв}} \cdot k_{\text{пг}} \cdot (1+sT_{\text{чДпр}})] \cdot (1+sT_1)}{[(1+sT_{\text{чДпр}})(1+sT_{\phi})p(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) + K(1+sT_1)](1+sT_{\text{чДс}})} =$$

$$= \frac{\left[K(1+sT_{\text{цДс}}) + k_{\text{цДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot s \cdot K_2 \cdot \frac{K}{k_{\text{цДпр}}} \cdot (1+sT_{\text{цДпр}}) \right] \cdot (1+sT_1)}{\left[(1+sT_{\text{цДпр}})(1+sT_{\text{ф}})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) + K(1+sT_1) \right] (1+sT_{\text{цДс}})},$$

де $K = k_{\text{цДпр}} \cdot K_1 \cdot k_{\text{ф}} \cdot k_{\text{дв}} \cdot k_{\text{пг}}$ – коефіцієнт передачі по контуру регулювання.

Передавальну функцію помилки визначимо за (1.4):

$$W_e(s) = \frac{\Delta \omega_{\Gamma}(s)}{\Delta \omega_{\text{с}}(s)} = \frac{W_{\text{пр}}(s)}{1 + W_p(s)} =$$

$$= \frac{1 - W_{\text{цДс}}(s) \cdot W_{\text{д}}(s) \cdot W_{\text{ппц2}}(s) \cdot W_{\text{ппц1}}(s) W_{\text{фнч}}(s) W_{\text{дв}}(s) W_{\text{пг}}(s)}{1 + W_{\text{цДпр}}(s) W_{\text{ппц1}}(s) W_{\text{фнч}}(s) W_{\text{дв}}(s) W_{\text{пг}}(s)} =$$

$$= \frac{1 - \frac{k_{\text{цДс}}}{(1+sT_{\text{цДс}})} \cdot k_{\text{д}} \cdot s \cdot K_2 \cdot K_1 \cdot \frac{k_{\text{ф}}(1+sT_1)}{(1+sT_{\text{ф}})} \cdot \frac{k_{\text{дв}}}{s(1+sT_{\text{дв}})} \cdot \frac{k_{\text{пг}}}{(1+sT_{\text{пг}})}}{1 + \frac{k_{\text{цДпр}}}{(1+sT_{\text{цДпр}})} \cdot K_1 \cdot \frac{k_{\text{ф}}(1+sT_1)}{(1+sT_{\text{ф}})} \cdot \frac{k_{\text{дв}}}{s(1+sT_{\text{дв}})} \cdot \frac{k_{\text{пг}}}{(1+sT_{\text{пг}})}} =$$

$$= \frac{(1+sT_{\text{цДс}})(1+sT_{\text{ф}})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) - k_{\text{цДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot s \cdot K_2 \cdot K_1 \cdot k_{\text{ф}}(1+sT_1) k_{\text{дв}} k_{\text{пг}}}{(1+sT_{\text{цДс}})(1+sT_{\text{ф}})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}})} =$$

$$= \frac{(1+sT_{\text{цДпр}})(1+sT_{\text{ф}})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) + K(1+sT_1)}{(1+sT_{\text{цДпр}})(1+sT_{\text{ф}})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}})}$$

$$= \frac{s \cdot \left[(1+sT_{\text{цДс}})(1+sT_{\text{ф}})(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) - k_{\text{цДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot K_2 \cdot \frac{K}{k_{\text{цДпр}}} (1+sT_1) \right]}{(1+sT_{\text{цДпр}})(1+sT_{\text{ф}})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) + K(1+sT_1)}$$

$$\cdot \frac{(1+sT_{\text{цДпр}})}{(1+sT_{\text{цДс}})}$$

Розглянемо чисельник передавальної функції помилки. Очевидно, що його можна представити у вигляді:

$$N(s) = s(b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0),$$

тобто множник s присутній у чисельнику у чистому вигляді як s^1 . Це означає, що у загальному випадку система, що розглядається є системою з астатизмом першого порядку. Але, якщо досягнути у системі нульового значення коефіцієнту b_0 , то тоді чисельник набуде вигляду:

$$N(s) = s^2(b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1),$$

що відповідає системі з астатизмом другого порядку.

Значення коефіцієнту b_0 рівняється:

$$b_0 = 1 - k_{\text{ЧДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot K_2 \cdot \frac{K}{k_{\text{ЧДпр}}}.$$

Тому з останнього рівняння за умови $b_0=0$ можна визначити значення коефіцієнта підсилення K_2 підсилювача постійного струму додаткового компенсаційного каналу за яким система стане астатичною другого порядку:

$$b_0 = 1 - k_{\text{ЧДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot K_2 \cdot \frac{K}{k_{\text{ЧДпр}}} = 0$$

$$K_2 = \frac{k_{\text{ЧДпр}}}{k_{\text{ЧДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot K} = \frac{1}{k_{\text{ЧДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot K_1 \cdot k_{\text{ф}} \cdot k_{\text{дв}} \cdot k_{\text{пг}}}.$$

Будемо вважати, що в системі регулювання остання умова виконується і вона є астатичною другого порядку. Тоді передавальну функцію помилки можна надати у наступному вигляді:

$$W_e(s) = s^2 \cdot W_e'(s) = s^2 \cdot \frac{(b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1)}{s(a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) + K}$$

Тепер можливо визначити значення помилок для трьох типів задаючої дії:

– задаюча дія $x_1(t) = \Delta\omega_c = \omega_0 \cdot 1(t)$;

– задаюча дія $x_2(t) = \Delta\omega_c = \omega_0 + \alpha_1 t$;

– задаюча дія $x_3(t) = \Delta\omega_c = \omega_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2$.

Відповідні зображення за Лапласом рівняються:

$$L\{x_1(t)\} = L\{\omega_0 1(t)\} = \frac{\omega_0}{s},$$

$$L\{x_2(t)\} = L\{\omega_0 1(t) + \alpha_1 t\} = \frac{\omega_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2},$$

$$L\{x_3(t)\} = L\{\omega_0 1(t) + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2\} = \frac{\omega_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2} + \frac{\alpha_2}{2s^3}.$$

Помилка системи у сталому режимі для задаючої дії $x_1(t)$ визначиться як:

$$\begin{aligned} e(t) &= \lim_{t \rightarrow \infty} s W_e(s) X_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot s^2 \cdot W_e'(s) \cdot X_1(s) = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot s^2 \cdot \frac{(b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1)}{s(a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) + K} \cdot \frac{\alpha_0}{s} = 0 \end{aligned}$$

Помилка системи в сталому режимі для задаючої дії $x_2(t)$:

$$e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} s W_e(s) X_2(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot s^2 \cdot W_e'(s) \cdot X_2(s) =$$

$$= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot s^2 \cdot \frac{(b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1)}{s(a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) + K} \cdot \left(\frac{\alpha_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2} \right) = 0$$

Помилка системи в сталому режимі для задаючої дії $x_3(t)$ рівняється:

$$e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} p W_e(s) X_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot s^2 \cdot W_e'(s) \cdot X_1(s) =$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot s^2 \cdot \frac{(b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1)}{s(a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) + K} \cdot \left(\frac{\alpha_0}{s} + \frac{\alpha_1}{s^2} + \frac{\alpha_2}{2s^3} \right) = \frac{\alpha_2 \cdot b_1}{2K}$$

де $b_1 = (T_{\text{чДс}} + T_{\text{ф}} + T_{\text{дв}} + T_{\text{пг}}) - k_{\text{чДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot K_2 \cdot \frac{K}{k_{\text{чДпр}}} T_1$, а з урахуванням значення K_2

$$b_1 = (T_{\text{чДс}} + T_{\text{ф}} + T_{\text{дв}} + T_{\text{пг}}) - T_1.$$

Диференціальне рівняння комбінованої системи стабілізації проміжної частоти складемо за допомогою виразу для передавальної функції замкненої системи :

$$W_3(s) = \frac{\Delta \omega_{\Gamma}(t)}{\Delta \omega_{\text{с}}(t)} = \frac{\left[K(1 + sT_{\text{чДс}}) + k_{\text{чДс}} \cdot k_{\text{д}} \cdot K_2 \cdot \frac{K}{k_{\text{чДпр}}} \cdot (1 + sT_{\text{чДпр}}) \right] \cdot (1 + sT_1)}{[(1 + sT_{\text{чДпр}})(1 + sT_{\text{ф}})s(1 + sT_{\text{дв}})(1 + sT_{\text{пг}}) + K(1 + sT_1)](1 + sT_{\text{чДс}})},$$

звідки можна записати рівняння:

$$\begin{aligned}
& [(1+sT_{\text{чДпр}})(1+sT_{\text{ф}})s(1+sT_{\text{дв}})(1+sT_{\text{пг}}) + K(1+sT_1)](1+sT_{\text{чДс}})\Delta\omega_r(t) = \\
& = \left[K(1+sT_{\text{чДс}}) + k_{\text{чДс}} \cdot k_{\text{дс}} \cdot K_2 \cdot \frac{K}{k_{\text{чДпр}}} \cdot (1+sT_{\text{чДпр}}) \right] \cdot (1+sT_1)\Delta\omega_c(t)
\end{aligned}$$

або, якщо провести перемноження відповідних множників

$$\begin{aligned}
& (a_6s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0)\Delta\omega_r(t) = \\
& = (b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0)\Delta\omega_c(t)
\end{aligned}$$

Тепер, якщо провести заміну оператора s на оператор диференціювання $p \rightarrow \frac{d}{dt}$, то отриманий вираз можна розглядати як скорочений вигляд диференціального рівняння в операторній формі.

$$\begin{aligned}
& (a_6p^6 + a_5p^5 + a_4p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0)\Delta\omega_r(t) = \\
& = (b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0)\Delta\omega_c(t)
\end{aligned}$$

або остаточно:

$$\begin{aligned}
& a_6 \frac{d^6[\Delta\omega_r(t)]}{dt^6} + a_5 \frac{d^5[\Delta\omega_r(t)]}{dt^5} + a_4 \frac{d^4[\Delta\omega_r(t)]}{dt^4} + a_3 \frac{d^3[\Delta\omega_r(t)]}{dt^3} + a_2 \frac{d^2[\Delta\omega_r(t)]}{dt^2} + \\
& + a_1 \frac{d[\Delta\omega_r(t)]}{dt} + a_0 = b_3 \frac{d^3[\Delta\omega_c(t)]}{dt^3} + b_2 \frac{d^2[\Delta\omega_c(t)]}{dt^2} + b_1 \frac{d[\Delta\omega_c(t)]}{dt} + b_0.
\end{aligned}$$

4 ОЦІНКА СТІЙКОСТІ СИСТЕМ РА ЗА ДОПОМОГОЮ СТРУКТУРНИХ СХЕМ

В процесі експлуатації системи РА її параметри (коефіцієнти передачі, постійні часу) через зміну зовнішніх факторів, коливання напруги джерел живлення та інших дестабілізуючих чинників відрізняються від розрахованих значень. Якщо не передбачити запобіжних заходів, то система РА може стати нестійкою.

Для усунення такої проблеми під час проектування необхідно забезпечити визначені запаси стійкості, які характеризують близькість годографа частотної характеристики розімкненої системи до точки з координатами $(1, j0)$. Запаси стійкості визначаються на двох частотах: частоті зрізу і критичній частоті.

Частота зрізу це частота на якій модуль комплексного коефіцієнта передачі стає рівним 1 (або 0дБ). Відповідно запас стійкості з фази визначається на частоті зрізу як:

$$\Delta\varphi = 180^\circ - |\varphi_p(\omega_{зр})|.$$

Критична частота – це частота для якої фазовий набіг у розімкненому контурі досягає значення -180° . Відповідно запас стійкості з амплітуди визначається формулою

$$\alpha = \frac{1}{|W_p(j\omega_{кр})|},$$

якщо значення α і $|W_p(j\omega_{кр})|$ визначені у разях, і:

$$A = -|W_p(j\omega_{кр})|,$$

якщо значення A і $|W_p(j\omega_{кр})|$ визначені у децибелах.

4.1 Визначення запасів стійкості системи автоматичного супроводження за напрямом

Проведемо аналіз запасів стійкості для системи автоматичного супроводження за напрямом, структурна схема якої зображена на рис.4.1.

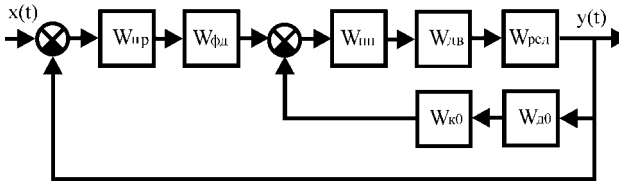


Рисунок 4.1 – Структурна схема системи автоматичного супроводження за напрямом

На рисунку наведені динамічні ланки з такими передавальними функціями:

$$W_{\text{пр}}(s) = \frac{k_{\text{пр}}}{1 + sT_{\text{пр}}} - \text{передавальна функція приймача;}$$

$$W_{\text{фд}}(s) = \frac{k_{\text{фд}}}{1 + sT_{\text{фд}}} - \text{передавальна функція фазового детектора;}$$

$$W_{\text{пп}}(s) = \frac{k_{\text{пп}}}{1 + sT_{\text{пп}}} - \text{передавальна функція підсилювача потужності;}$$

$$W_{\text{дв}}(s) = \frac{k_{\text{дв}}}{s(1 + sT_{\text{дв}})} - \text{передавальна функція фазового детектора;}$$

$$W_{д0}(s) = \frac{k_{д0} \cdot s}{1 + sT_{д0}} - \text{передавальна функція давача частоти}$$

обертання антени;

$$W_{к0}(s) = \frac{k_{к0} \cdot s}{1 + sT_{к0}} - \text{передавальна функція давача коерегуючого}$$

пристрою в колі місцевого зворотного зв'язку антени;

$$W_{ред}(s) = \frac{1}{i} - \text{передавальна функція редуктора, де } i -$$

передавальне число редуктора.

Для визначення запасів стійкості з фази і амплітуди необхідно побудувати логарифмічні АЧХ і ФЧХ розімкненої системи АСН. З цією метою спочатку визначимо вираз передавальної функції розімкненої системи $W_p(s)$. Оскільки структурна схема має внутрішні контури, то необхідно згорнути схему до одно контурної і вже для одноконтурної структурної схеми визначити $W_p(s)$.

Для спрощення аналізу спочатку визначимо передавальну функцію функціонально необхідних елементів системи, а саме приймача і фазового детектора, які відповідно до структурної схеми (рис.4.1) включені послідовно. Тоді передавальна функція цього фрагменту схеми визначиться як:

$$W_1(s) = W_p(s) \cdot W_{ФД}(s) = \frac{k_{пр}}{1 + sT_{пр}} \cdot \frac{k_{ФД}}{1 + sT_{ФД}}.$$

Передавальну функцію внутрішнього контуру визначимо з урахуванням того факту, що для послідовного підключення ланок результуюча передавальна функція визначається як результат перемноження передавальних функцій окремих ланок, а для визначення передавальної функції внутрішнього контуру застосуємо вираз для включення ланок за схемою зі зворотним зв'язком [1].

Тобто, фрагмент структурної схеми з внутрішнім контуром (рис. 4.2):

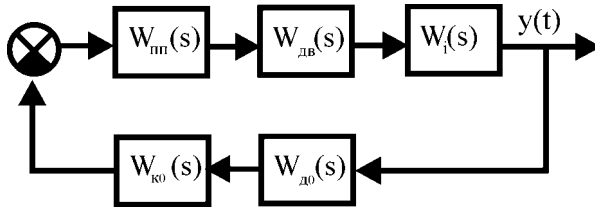


Рисунок 4.2 – Внутрішній контур системи АСН

можна подати у такому виді (рис.4.3):

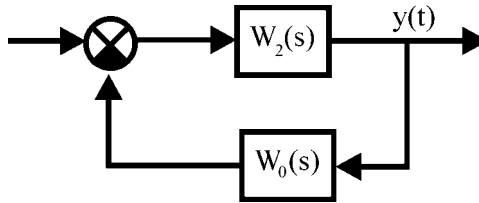


Рисунок 4.3 – Внутрішній контур у згорнутому виді

де:

$$W_2(s) = W_{пп}(s) \cdot W_{дв}(s) \cdot W_л(s) = \frac{k_{пп}}{1 + sT_{пп}} \cdot \frac{k_{дв}}{s(1 + sT_{дв})} \cdot \frac{1}{i}$$

– передавальна функція послідовно ввімкнених підсилювача потужності і двигуна з редуктором, а:

$$W_0(s) = W_{к0}(s) \cdot W_{д0}(s) = \frac{k_{д0}s}{1 + sT_{д0}} \cdot \frac{k_{к0}s}{1 + sT_{к0}} = \frac{k_{д0}k_{к0} \cdot s^2}{(1 + sT_{к0})(1 + sT_{д0})}$$

– передавальна функція кола місцевого зворотного зв'язку, яке містить послідовно ввімкнені давач частоти обертання антени з

передавальною функцією $W_{д0}(s)$ і корегуючу ланку з передавальною функцією $W_{к0}(s)$.

Відповідно до рис. 4.3 результуюча передавальна функція внутрішнього контуру визначиться як для включення динамічних ланок з від'ємним зворотним зв'язком:

$$W_{вн}(s) = \frac{W_2(s)}{1 + W_2(s) \cdot W_0(s)}.$$

Тепер можна визначити передавальну функцію розімкненої системи автоматичного супроводження за напрямом:

$$W_p(s) = W_1(s) \cdot W_{вн}(s) = W_1(s) \cdot \frac{W_2(s)}{1 + W_2(s) \cdot W_0(s)}.$$

Для визначення запасів стійкості з фази і амплітуди необхідно побудувати логарифмічні частотну і фазочастотну характеристики розімкненого контуру. Оскільки перехід від передавальної функції до комплексного коефіцієнта передачі відбувається шляхом заміни s на $j\omega$, тобто:

$$W(j\omega) = W(s) \Big|_{s=j\omega},$$

то вираз для комплексного коефіцієнта передачі розімкненої системи має такий вигляд:

$$W_p(j\omega) = W_1(j\omega) \cdot \frac{W_2(j\omega)}{1 + W_2(j\omega) \cdot W_0(j\omega)}.$$

Тепер підставі виразу для $W_p(j\omega)$ необхідно розрахувати модуль комплексного коефіцієнта передачі $|W_p(j\omega)|$ і аргумент $\varphi_p(\omega)$ у діапазоні частот до приблизно 100 кГц. Розрахунок АЧХ і ФЧХ доцільно проводити з використанням ЕОМ, наприклад, за допомогою пакету прикладних програм Mathcad. Для модуля комплексного

коефіцієнта передачі розімкненого контуру $|W_p(j\omega)|$ подаді здійснюється перехід до його представлення у децибелах як:

$$|W_p(j\omega)|[\text{дБ}] = 20 \lg |W_p(j\omega)|$$

з метою отримання логарифмічної АЧХ. Після побудови ЛАЧХ і ФЧХ визначаються частота зрізу, критична частота і відповідні запаси стійкості.

Остаточне визначення верхньої робочої частоти для побудови графіків здійснюється після визначення за отриманими результатами частоти зрізу розімкненого контуру і критичної частоти.

5 ГРАФО-АНАЛІТИЧНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ

5.1 Основні характеристики системи ФАП

В системах фазового автопідстроювання (ФАП) здійснюється слідування за фазою сигналу. Системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) забезпечують стабілізацію частоти генератора, що керується по опорному сигналу або її відстежування за змінною частотою опорної напруги. Особливістю систем ФАПЧ є те, що стабілізація частоти генератора, що керується або її стеження за частотою опорної напруги досягається завдяки підтриманню з визначеною точністю рівності або зсуву фаз на 90° опорної та керуючої напруг.

У загальному випадку система ФАП (рис.5.1) містить фазовий дискримінатор (ФД або фазозрівнюючий пристрій), фільтр нижніх частот (ФНЧ), підсилювач сигналу розузгодження – підсилювач сталого струму (ППС), генератор, що керується напругою (ГКН) у колі зворотного зв'язку.

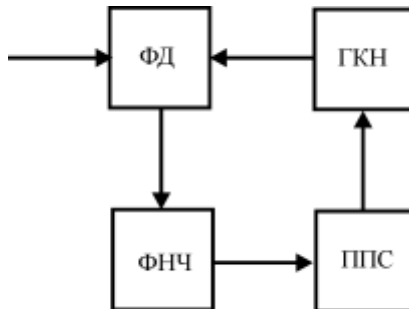


Рисунок 5.1 – Функціональна схема системи фазового автопідстроювання

До ФД надходять опорна напруга $U_{\text{вх}}(t) = U_{m1} \sin[\omega_1(t) \cdot t]$, фаза якої $\alpha(t) = \int \omega_1(t) dt$ є задаючою дією системи, і через зворотний зв'язок напруга від ГКН $U_{\text{ГКН}}(t) = U_{m2} \sin[\omega_2(t) \cdot t]$, фаза якої $\beta(t) = \int \omega_2(t) dt$ є величиною, що підлягає регулюванню в системі.

Якщо $\omega_1(t) = \omega = \text{const}$, тобто, якщо кутова частота опорної напруги $U_{\text{вх}}(t)$ постійна, то фаза опорного сигналу змінюється за лінійним закону $\alpha(t) = \omega \cdot t$. Фазовий дискримінатор перетворює відхилення $\Delta\varphi(t)$ фази $\beta(t)$ напруги ГКН від фази $\alpha(t)$ опорної напруги в напругу помилки $U_{\text{фд}}(t)$, величина якої при малих відхиленнях пропорційна $\Delta\varphi(t)$, а полярність визначається знаком цього відхилення. Напруга $U_{\text{фд}}$ згладжується фільтром ФНЧ і через підсилювач-перетворювач подається на керуючий елемент ГКН. При зміні керуючої напруги на вході ГКН змінюється його частота.

Якщо частоти опорного сигналу і сигналу ПГ не рівні $\omega_1(t) \neq \omega_2(t)$, то змінюється різниця фаз $\Delta\varphi(t)$, і таким чином, напруга $U_{\text{фд}}(t)$. Припустимо, наприклад, $\Delta\varphi(t)$ збільшується, починаючи з нуля, при цьому зростає $U_{\text{фд}}(t)$ і напруга на вході ГКН, викликаючи зміну частоти $\omega_2(t)$. Зростання $\Delta\varphi(t)$ і $\omega_2(t)$ відбувається до тих пір, поки частота $\omega_2(t)$ не стане рівною $\omega_1(t)$.

До "захоплення" та при зриві роботи, який можливий внаслідок впливу дестабілізуючих факторів або різких змін частоти $\omega_1(t)$, різниця фаз $\Delta\varphi(t)$ і вихідна напруга $U_{\text{фд}}(t)$ змінюються в часі з частотою $\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_2(t)$. Для такого різницевого сигналу використовується термін "биття" [3, 4].

Таким чином, якщо частота вхідного сигналу достатньо близька до частоти ГКН, то дія зворотного зв'язку в системі ФАП приводить до того, що ГКН стає синхронізованим або "захопленим" вхідним сигналом. Після того, як захват відбувся, частота генератора стає рівною частоті вхідного сигналу, а зсув фаз між ними має кінцеву величину. Ця різниця фаз потрібна для отримання напруги розузгодження $U_{\text{фд}}$, яка, в свою чергу, необхідна для перестроювання ГКН від частоти вільних коливань на частоту вхідного сигналу і

підтримки контура ФАП в режимі синхронізації. Ця здатність системи ФАП дозволяє відслідковувати зміну частоти вхідного сигналу після синхронізації генератора.

Діапазон частот, в якому система ФАП може підтримувати синхронізацію з вхідним сигналом, визначається як діапазон або смуга утримання. Смуга утримання визначає діапазон розстроїв частоти сигналу, у межах якого під час повільної зміни частоти вхідного сигналу режим синхронізації зберігається, якщо система у цьому режимі вже знаходилася [2].

Діапазон синхронізації завжди більше діапазону частот для якого система ФАП може входити в режим синхронізації. Останній діапазон частот відомий як діапазон або смуга захоплення. Тобто, смуга захоплення визначає діапазон початкових розстроїв частоти сигналу, у межах якого під час включення системи забезпечується перехід до режиму синхронізації (слідкування).

Покладаючи коефіцієнт передачі ФНЧ з постійного струму у смузі пропускання рівним одиниці, можливо показати [1,3], що:

$$\Delta\omega_c = K_{ГКН} \cdot K_{ФД} \cdot K_{ППС}, \quad (5.1)$$

де $K_{ГКН}$ – коефіцієнт передачі ГКН (коефіцієнт перетворення напруги в частоту) у радіанах на вольт в секунду,

$K_{ФД}$ – коефіцієнт, чисельно рівний максимальній напрузі на виході фазового дискримінатора у вольтах,

$K_{ППС}$ – коефіцієнт підсилення підсилювача-перетворювача.

Таким чином, смуга синхронізації чисельно дорівнює повному коефіцієнту передачі в контурі системи. Переходячи до лінійної частоти, отримаємо:

$$\Delta f_c = S_{ГКН} \cdot K_{ФД} \cdot K_{ППС} \quad (5.2)$$

де $S_{ГКН}$ – крутизна характеристики регулювання ГКН, (Гц/в).

Процес захоплення достатньо складний і не підлягає опису простим математичним апаратом. Наближений параметричний вираз для смуги захоплювання можливо записати у такому вигляді [3]:

$$\Delta\omega_3 \approx K_{ГКН} \cdot K_{ФД} \cdot K_{ППС} \cdot |F(j\Delta\omega_3)| \quad (5.3)$$

де $|F(j\Delta\omega_3)|$ – значення модуля коефіцієнта передачі фільтра нижніх частот на частоті, що чисельно рівняється смузі захоплення $\Delta\omega_3$.

Оскільки для будь-якого моменту часу $|F(j\Delta\omega_3)| < 1$, смуга захоплення за наявності ФНЧ у контурі ФАП завжди менше смуги синхронізації. Якщо як ФНЧ використовується проста інерційна ланка зі сталою часу $T_{ФНЧ} = RC$, то в такому варіанті для смуги захоплення можна записати:

$$\Delta\omega_3 \approx K_{ГКН} \cdot K_{ФД} \cdot K_{ППС} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\Delta\omega_3 T_{ФНЧ})^2}}, \quad (5.4)$$

якщо $\Delta\omega_3 T_{ФНЧ} \gg 1$, то з (5.4) випливає:

$$\Delta\omega_3 = \sqrt{\frac{\Delta\omega_c}{T_{ФНЧ}}} \quad (5.5)$$

де T – постійна часу фільтра нижніх частот.

З рівнянь (5.2), (5.3) виходить, що введення підсилювача постійного струму у загальному випадку дозволяє забезпечити незалежне регулювання підсилення в контурі і смуги синхронізації. Аналогічно для заданого значення коефіцієнта підсилення в контурі ФАП смуга захоплення визначається обраною характеристикою $F(j\omega)$ фільтра нижніх частот.

Виділяють два основних режими роботи петлі ФАП [4,5,6]. Перший режим – динамічний. Він виникає під час перехідних процесів, перестроювання з частоти на частоту, в момент включення або виключення джерела живлення і т. ін.

Історично цьому режиму приділялася значна увага, оскільки під час перестроювання і входженню в синхронізм в системі проявляється нелінійність елементів контуру ФАП, а керуючі дії досить великі.

Нелінійність коефіцієнтів передачі окремих ланок суттєво впливає як на час перехідних процесів, так і на параметр кільця, який отримав назву коефіцієнта захоплення $\gamma_3 = \Delta\omega_3 / \Delta\omega_c$, де $\Delta\omega_3$ смуга частот, для якої система входить в режим синхронізму за будь-яких умов і, насамперед, для будь-яких розстроювань частоти ГКН відносно частоти опорного коливання, $\Delta\omega_c$ – смуга синхронізму або смуга утримання, тобто діапазон частот перестроювання ГКН, для якого в системі зберігається режим синхронізму за будь-яких початкових умов і впливах.

Відзначається, що $\gamma_3 \leq 1$ і наскрізна характеристика регулювання принципово характеризується гистерезисом (рис. 5.2), де $\Delta\omega_c$ – це смуга синхронізації, $\Delta\omega_3$ – це смуга захоплення.

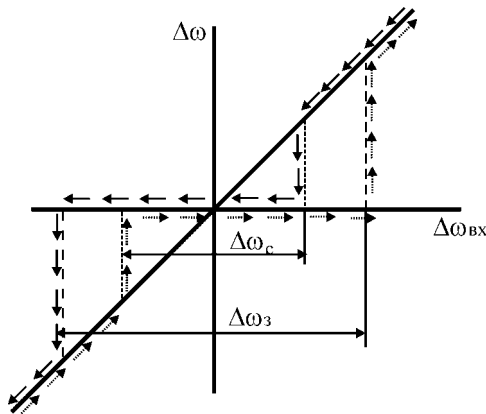


Рисунок 5.2 – Залежність зміни остаточного розстроювання в кільці ФАП від початкового розузгодження

Але, можливий варіант реалізації ФАП з $\gamma_3 = 1$, а саме, якщо в контурі ФАП використовуються так звані частотно-фазові детектори, застосування яких дозволяє отримати однакові значення смуг захоплення і синхронізації.

Другий режим роботи контура ФАП – статичний. Це основний режим роботи. Перехідні процеси в системі закінчені, і петля ФАП знаходиться в стаціонарному режимі в точці стійкої рівноваги. Аналіз процесів, які виникають в контурі ФАП в умовах дії малих завад, називають аналізом стійкості “в малому”, на відміну від стійкості “у великому” під час аналізу динамічних параметрів системи. Саме для аналізу системи “в малому”, аналізу фільтруючих властивостей системи та її розрахунку використовується частотний метод на підставі асимптотичних ЛАХ і ФЧХ.

Для оцінки сталих режимів доцільно розглядати поведінку елементів системи для задаючих дій, які є періодичними функціями часу. Гармонічна задаюча дія обрана як тестова з певної низки причин. По-перше, більшість реальних задаючих дій може бути поданим у вигляді суми гармонік різних частот. По-друге, у сталому режимі гармонічні сигнали передаються лінійними елементами і системами без спотворень. По-третє, не виникає труднощів у експериментальному дослідженні лінійних елементів і систем для гармонічної дії. Частотні характеристики лінійного елемента або системи залежать тільки від їх властивостей і не залежать від амплітуди або фази вхідної гармонічної дії.

5.2 Логарифмічні частотні характеристики

Частотні характеристики елемента або системи пов’язані з їх передавальними функціями (коефіцієнтами передачі). Підставивши у передавальну функцію в термінах апарата перетворення Лапласа $K(s)$ замість s уявну частоту $j\omega$, отримуємо частотну передавальну функцію $K(j\omega)$ або комплексний коефіцієнт передачі. Останній може бути наданий в алгебраїчному виді:

$$\dot{K}(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega).$$

Або, можна записати:

$$|K(j\omega)| = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)},$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)},$$

$$U(\omega) = |K(j\omega)| \cdot \cos[\varphi(\omega)],$$

$$V(\omega) = |K(j\omega)| \cdot \sin[\varphi(\omega)].$$

Під час аналізу частотних властивостей систем РА використовують логарифмічні АЧХ. Для побудови логарифмічної АЧХ (ЛАЧХ) по вісі абсцис відкладають безрозмірну частоту в логарифмічному масштабі. Це означає, що частота нормується до якогось свого значення, наприклад, 1Гц, частоти зрізу кільця і т. ін. За цього, для масштабування осі абсцис використовуються нормовані відрізки, які відповідають декадним або октавним змінам частоти (декада відповідає десятиразовій зміні частоти, а октава -дворазовій). Нуль вісі абсцис лежить зліва у нескінченості, оскільки $\lg \omega = -\infty$. Тому вісь ординат може перетинати вісь абсцис у будь-якій точці.

По вісі ординат відкладають логарифмічну амплітуду $L=20\lg K$, тобто нормований, наприклад, до одиниці коефіцієнт передачі, якого виражено в децибелах. Тоді нуль логарифмічної амплітуди відповідає $K=1$.

Для логарифмічної ФЧХ використовується така ж сама вісь абсцис, а по вісі ординат відкладається фаза в градусах або радіанах. У багатьох випадках ЛАЧХ можна подати відрізками прямих (асимптотами) – таке представлення ЛАЧХ отримало назву діаграм Бode. Наприклад, у випадку інтегратора $|K|=k/\omega$. Відповідно $L=20 \lg k - 20\lg \omega$. Для $\omega=1$ значення $L=20\lg K$ і під час збільшення частоти на одну декадуоднієї декади (збільшення частоти у 10 разів) L зменшується на 20 дБ. Відповідно ЛАЧХ представляє собою нескінчену пряму, що проходить через точку з координатами $[1; 20\lg K]$ (рис.5.3а).

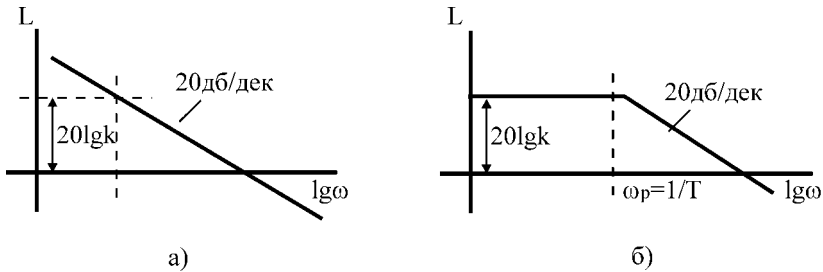


Рисунок 5.3 – Логарифмічні АЧХ інтегратора (а)
та інерційної ланки (б)

Для інерційної ланки:

$$|K(j\omega)| = \frac{k}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}.$$

У такому випадку $L = 20 \lg k - 10 \lg(1 + \omega^2 T^2)$. В області низьких частот $\omega^2 T^2 \ll 1$ і ЛАЧХ визначається асимптотою $L \approx 20 \lg k$. Це низькочастотна асимптота – напівнескінчена пряма, що проходить паралельно вісі абсцис. В області високих частот $\omega^2 T^2 \gg 1$ і ЛАХ визначається асимптотою $L = 20 \lg k - 20 \lg \omega T$. Це високочастотна асимптота – напівнескінчена пряма, що має від’ємний кут нахилу, який відповідає швидкості спаду ЛАХ $20 \text{ дБ/дек} = 6 \text{ дБ/октава}$. Результуюча асимптотична ЛАЧХ утворюється двома напівнескінченими прямими, які спряжуються на частоті зламу $\omega_p = 1/T$ (рис. 5.3б).

5.3 Селективні властивості системи ФАП

Селективні властивості системи ФАП визначаються еквівалентною амплітудно-частотною характеристикою замкнутого контура. Амплітудно-частотна характеристика замкнутого контура

ФАП показує у скільки разів зміна фази (частоти) ГКН менша за відповідну зміну фази (частоти) сигналу на вході системи.

Коли контур ФАП знаходиться в режимі синхронізації, нелінійний процес захоплення на цей момент вже повністю закінчився. Тому, в режимі синхронізації контур ФАП наближено можна подати лінійною системою управління і аналіз проводити з використанням перетворення Лапласа.

У параграфах 1...3 було показано, що в системах РА для математичного опису систем регулювання використовують структурні схеми. Структурна схема системи ФАП, яка практично є лінійною моделлю системи, зображена на рис.5.4.

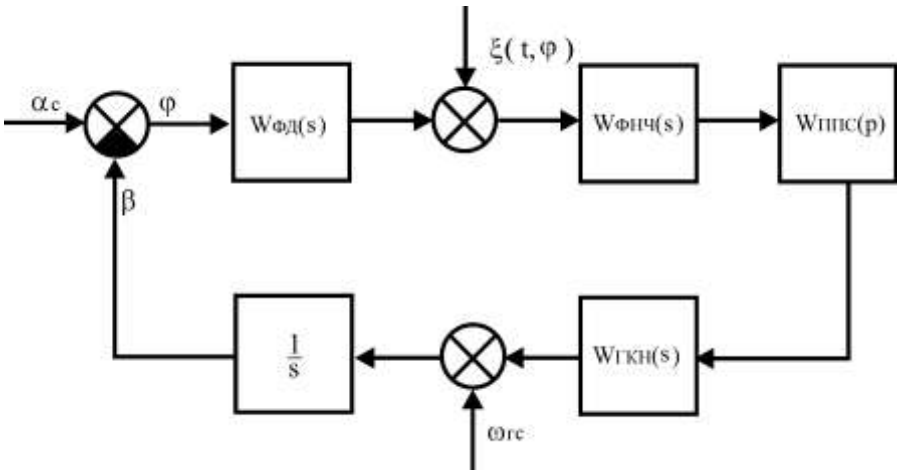


Рисунок 5.4 – Структурна схема системи ФАП

Передавальні функції динамічних ланок, що утворюють структурну схему визначаються такими виразами:

$$W_{ФД}(s) = \frac{K_{ФД}}{1 + sT_{ФД}},$$

$$W_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{K_{\text{ФНЧ}}}{1 + sT_{\text{ФНЧ}}},$$

$$W_{\text{ГКН}}(s) = \frac{K_{\text{ГКН}}}{1 + pT_{\text{ГКН}}},$$

$$W_{\text{ППС}}(s) = K_{\text{ППС}},$$

де $K_{\text{ФД}}$, $K_{\text{ФНЧ}}$, $K_{\text{ГКН}}$, $K_{\text{ППС}}$ – коефіцієнти передачі фазового дискримінатора, фільтра нижніх частот, генератора, що керується напругою і підсилювача постійного струму відповідно.

В системі ФАП фазовий дискримінатор реагує на фазове розузгодження, а ГКН управляється за частотою, тобто здійснює перетворення напруги розузгодження, яку формує ФД, у зміну частоти коливаль. Оскільки повна фаза і миттєва частота зв'язані інтегральним співвідношенням:

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt,$$

то генератор практично виконує функцію ідеального інтегратора з коефіцієнтом передачі зворотно пропорційним частоті і фазовим зсувом -90° , що і відображено на структурній схемі (рис.5.4) введенням динамічної ланки ідеального інтегратора з передавальною функцією $1/s$.

Передавальна функція розімкненої системи визначиться як:

$$\begin{aligned} W_p(s) &= W_{\text{ФД}}(s) \cdot W_{\text{ППС}}(s) \cdot W_{\text{ППС}}(s) \cdot W_{\text{ГКН}}(s) \cdot \frac{1}{s} = \\ &= \frac{K_{\text{ГКН}} \cdot K_{\text{ФД}} \cdot K_{\text{ППС}} \cdot K_{\text{ФНЧ}}}{s(1 + sT_{\text{ГКН}})(1 + sT_{\text{ФД}})(1 + sT_{\text{ФНЧ}})} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Комплексний коефіцієнт передачі визначається з (5.6) шляхом заміни s на $j\omega$:

$$W_p(j\omega) = \frac{K_{ГКН} \cdot K_{ФД} \cdot K_{ППС} \cdot K_{ФНЧ}}{j\omega(1 + j\omega T_{ГКН})(1 + j\omega T_{ФД})(1 + j\omega T_{ФНЧ})}.$$

Як правило, інерційність фазового дискримінатора і генератора, що керується напругою набагато менші за інерційність фільтра нижніх частот (тобто сталі часу ФД і ГКН набагато менші за $T_{ФНЧ}$). За таких умов комплексний коефіцієнт передачі можна навести у такому вигляді:

$$W_p(j\omega) \approx \frac{K}{j\omega(1 + j\omega T_{ФНЧ})},$$

де $K = K_{ГКН} \cdot K_{ФД} \cdot K_{ППС} \cdot K_{ФНЧ}$ – коефіцієнт передачі по петлі регулювання. Модуль частотної характеристики розімкненої системи визначиться як:

$$|W_p(j\omega)| = \frac{K}{\omega} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T_{ФНЧ})^2}} \quad (5.7)$$

Логарифмічна АЧХ за виразом (5.7) наведена на рис.5.5.

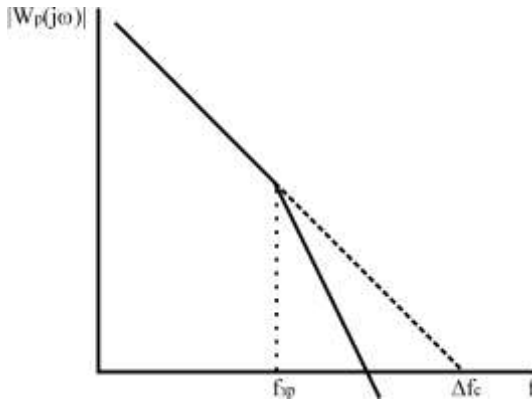


Рисунок 5.5 – Логарифмічна АЧХ розімкненого контуру

Результуючу ЛАЧХ розімкненого контура зображено сплошною лінією. Штриховою лінією, що має нахил 20дБ на декаду, зображена ЛАЧХ динамічної ланки, яка відповідно до (5.7) описується виразом K/ω (у технічній літературі її трактують як ЛАЧХ ГКН, оскільки усі інші ланки мають постійні і незалежні від частоти коефіцієнти передачі). На частоті вище частоти зрізу $f_{зр}$ ФНЧ до ЛАЧХ ГКН додається затухання фільтра, також зі спадом 20 дБ на декаду. В результаті після $f_{зр}$ формується ділянка ЛАЧХ з нахилом 40 дБ на декаду.

Відповідно до (5.1) точка перетину штрихової лінії з віссю абсцис визначає смугу утримання або смугу синхронізації.

Частотні характеристики замкненої і розімкненої систем зв'язані співвідношенням [1]:

$$W_3(j\omega) = \frac{W_p(j\omega)}{1 + W_p(j\omega)},$$

або

$$W_3(j\omega) = \left[1 + \frac{1}{|W_p(j\omega)|} e^{-j\varphi_p(\omega)} \right]^{-1},$$

де $|W_p(j\omega)|$ і $\varphi_p(\omega)$ – АЧХ і ФЧХ розімкненої системи.

З останнього виразу можна визначити АЧХ і ФЧХ замкненої системи $|W_3(\omega)|$ і $\varphi_3(\omega)$:

$$|W_3(j\omega)| = \left[1 + \frac{1}{|W_p(j\omega)|^2} + \frac{2}{|W_p(j\omega)|} \cos \varphi_p(\omega) \right]^{-1/2}, \quad (5.8)$$

$$\varphi_3(\omega) = \arctg \frac{\sin \varphi_p(\omega)}{|W_p(j\omega)| + \cos \varphi_p(\omega)}, \quad (5.9)$$

або , якщо ввести позначення $\Delta\varphi(\omega)=\pi - \varphi_p(\omega)$, отримаємо:

$$|W_3(j\omega)| = \left[1 + \frac{1}{|W_p(j\omega)|^2} - \frac{2}{|W_p(j\omega)|} \cos \Delta\varphi(\omega) \right]^{-1/2}, \quad (5.10)$$

$$\varphi_3(\omega) = -\arctg \frac{\sin \Delta\varphi(\omega)}{|W_p(j\omega)| - \cos \Delta\varphi(\omega)}. \quad (5.11)$$

З рівнянь (5.8) і (5.9) виходить, що в діапазоні частот, для яких $|W_p(j\omega)| \gg 1$, АЧХ замкненої системи практично рівняється 1 (рис.5.6), а ФЧХ мало відрізняється від нуля.

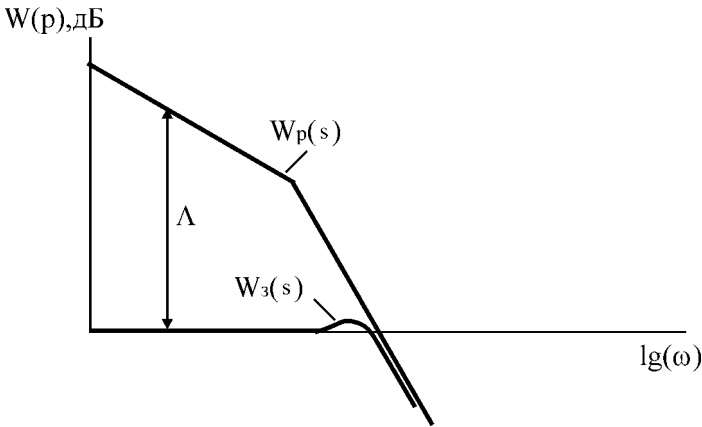


Рисунок 5.6 – Логарифмічні АЧХ розімкненого і замкненого контуру регулювання

В діапазоні частот, для яких $|W_p(j\omega)| < 1$, характеристики $|W_3(j\omega)|$ і $\varphi_3(\omega)$ співпадають з характеристиками розімкненої системи. Тому можна сказати, що АЧХ замкненої системи

горизонтальна і збігається з віссю абсцис на частотах нижче $f_{зр}$ і практично повторює АЧХ розімкненої системи на частотах вище $f_{зр}$. Інтервал в децибелах між замкненою і розімкненою АЧХ у смузі пропускання визначає глибину від'ємного зворотного зв'язку Δ (рис.5.6). На нульовій частоті фактор ВЗЗ нескінченно великий, чим і пояснюється абсолютно точне відслідковування системою ФАП середньої частоти вхідного сигналу.

На частоті, рівній смузі пропускання АЧХ замкненої системи рівняється одиниці. Тоді, відповідно до (5.10)

$$|W_p(j\omega_\Pi)| = \frac{1}{2 \cos \Delta \varphi(\omega_\Pi)}. \quad (5.12)$$

В діапазоні частот зрізу і пропускання логарифмічна АЧХ має нахил -20 дБ/дек. Тому ФЧХ в цьому діапазоні частот змінюється незначно і можна прийняти [1], що $\Delta \varphi(\omega_\Pi) \approx \Delta \varphi(\omega_{зр}) = \Delta \varphi$, де $\Delta \varphi$ – запас стійкості з фази. За цього з (5.12) виходить, що:

$$|W_p(j\omega_\Pi)| = \frac{1}{2 \cos \Delta \varphi}$$

Для випадку, коли спад коефіцієнта передачі розімкненої системи складає зі швидкістю 20 дБ/дек, то смуга пропускання і частота зрізу зв'язані співвідношенням:

$$20 \lg \frac{\omega_\Pi}{\omega_{зр}} = -20 \lg |W_p(j\omega_\Pi)|,$$

звідки можна визначити зв'язок між смугою пропускання, частотою зріза і запасом стійкості з фази:

$$\omega_\Pi = 2\omega_{зр} \cos \Delta \varphi. \quad (5.13)$$

Смуга захоплення системи ФАП відповідно до (5.3) не може бути більшою за смугу утримання. З достатньою для практики

точністю її можна вважати рівною смузі пропускання, розрахованої за (5.13). У дійсності вона навіть дещо більша за смугу пропускання, оскільки в режимі “биття” відбувається “підтягування” частоти ГКН до частоти вхідного сигналу.

5.4 Вимоги до фільтра нижніх частот контуру ФАП

Основною задачею ФНЧ є додаткова фільтрація коливань з частотами кратними частоті порівняння ФД. Окрім того, важливою функцією петлевого ФНЧ є забезпечення необхідної АЧХ кільця регулювання і його безумовної стійкості. Як правило, у складі петлевого ФНЧ використовуються типові РС ланки: РС – фільтр першого порядку, пропорційно-інтегруючий фільтр, ізодромна ланка, а також пропорційно-диференціюючий фільтр

Розглянемо основні функції фільтра нижніх частот в роботі контуру ФАП. По-перше, придушуючи високочастотні складові сигналу розузгодження на виході фазозрівнюючого пристрою, ФНЧ підвищує завадостійкість системи ФАП, і, по-друге, обладуючи короткочасною пам'яттю ФНЧ забезпечує швидкий повторний захват сигналу під час зриву режиму синхронізації системи під дією нестационарних завад. Оскільки ФНЧ придушує високочастотні складові сигналу розузгодження, то він безпосередньо визначає процес захопту частоти сигналу і перехідні характеристики системи ФАП у цілому.

Зменшення смуги пропускання фільтра впливає на такі характеристики системи ФАП [3]:

1) Процес захоплення проходить більш повільніше, а час захопту збільшується.

2) Діапазон частот захоплення зменшується.

3) Характеристики завадостійкості системи ФАП покращуються, оскільки напруга сигналу розузгодження, що виникає під дією частоти завади, в значній мірі ослаблюються ФНЧ.

4) Перехідна характеристика системи, тобто реакція контура ФАП на стрибкоподібну зміну частоти вхідного сигналу в межах діапазону частот захопту, стає повільно затухаючою.

Розглянемо тепер характеристики декількох конкретних варіантів петлі ФАП з різними фільтрами.

5.4.1 Система ФАП без фільтра

Оскільки інтегратор, введений у контур регулювання дає додатковий фазовий зсув -90° , то на частотах, де коефіцієнт підсилення контуру рівняється одиниці, може виникати самозбудження. Найпростішим рішенням для забезпечення стійкості у такому випадку може бути вилучення зі схеми усіх інших елементів, що дають фазове запізнення на частотах, де загальний коефіцієнт підсилення близький до одиниці. Такий варіант ФАП відомий як контур першого порядку і його реалізують за схемою рис.5.1, але без ФНЧ.

Для цього варіанта $W_{\text{ФНЧ}}(s)=1$ і АЧХ розімкненої петлі практично визначається АЧХ ГКН (рис.5.3а). Розрахована за (5.8) АЧХ замкнутої системи зображена на рис.5.7 .

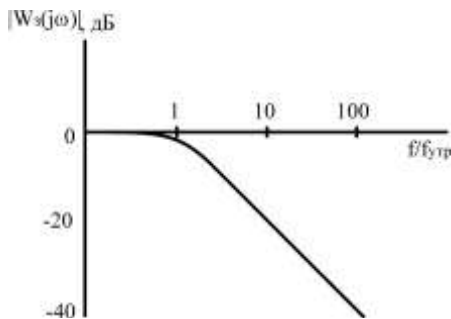


Рисунок 5.7 – Частотна характеристика замкнутого контура ФАП першого порядку

Як це впливає з рис.5.8 система ФАП без фільтра має фільтруючі властивості, оскільки за межами смуги пропускання спостерігається спад АЧХ зі спадом 20 дБ на декаду. Тобто передавальна функція контура ФАП у замкнутому стані відповідає передавальній функції першого порядку

Хоча подібні системи першого порядку використовуються в деяких випадках, вони не забезпечують придушення завад і флуктуацій вхідного сигналу, тобто їх використання можливе коли

від системи не вимагаються висока завадостійкість і селективні властивості.

5.4.2 Система ФАП з інтегруючим фільтром

Передавальна функція ФНЧ першого порядку або інтегруючого фільтра надається у вигляді:

$$W_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{K_{\text{ФНЧ}}}{1 + sT_{\text{ФНЧ}}},$$

а фазочастотна характеристика рівняється:

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega T_{\text{ФНЧ}}),$$

де $T_{\text{ФНЧ}} = RC$. Відповідні логарифмічні АЧХ і ФЧХ фільтра зображено на рис.5.8.

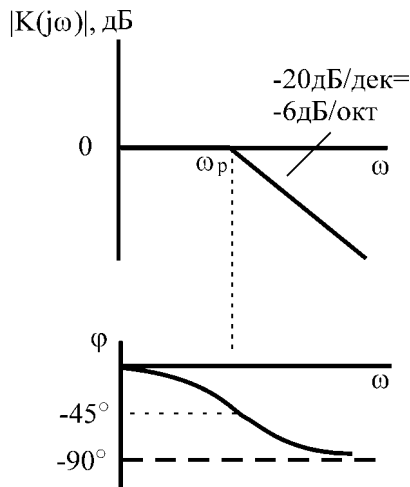


Рисунок 5.8 – Логарифмічні АЧХ і ФЧХ ФНЧ першого порядку

Частота зрізу фільтра (частота полюса ω_p передавальної функції) визначається за відомим співвідношенням:

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Відповідно включення такої ланки до контуру ФАП призводить до з'явлення ділянок на АЧХ розімкненої системи з різними нахилами. Крутизна логарифмічної АЧХ системи ФАП з інтегруючим фільтром до частоти полюса рівняється -20 дБ/дек, а вище частоти полюса -40 дБ/дек (рис. 5.5).

Спрощений графічний метод аналізу замкнутого кільця ФАП дає монотонні АЧХ замкнутої петлі, що складаються з горизонтальної ділянки лівіше точки перетину АЧХ розімкненої петлі з віссю частот і ділянки з відповідним нахилом правіше частоти f_p . Але через вплив додаткових фазових зсувів реальна АЧХ замкнутої петлі відрізняється від розрахованої графічним методом. Справа у тому, що на частотах набагато більших за f_p , фільтр вносить фазовий зсув, що наближається до -90° . Але стільки ж надає і ГКН. В результаті на вищих частотах смуги пропускання повний фазовий зсув у петлі регулювання наближається до -180° , що практично перетворює зворотний зв'язок на додатний і призводить до під'йому АЧХ замкнутої системи як це показано на рис.5.6.

Як відомо, максимальне значення АЧХ замкнутої системи отримало назву показника коливальності і може бути визначеним за відомим значення запасу стійкості з фази [1]:

$$M = \frac{1}{\sin \Delta\phi}, \quad (5.14)$$

а сам максимум спостерігається для значення частоти, що задовольняє умові:

$$|W_p(j\omega_n)| = \frac{1}{2\cos\Delta\phi} \quad (5.15)$$

5.4.3 Система ФАП з пропорційно-інтегруючим фільтром

Схема пропорційно-інтегруючого фільтра (ПІФ) зображена на рис. 5.9.

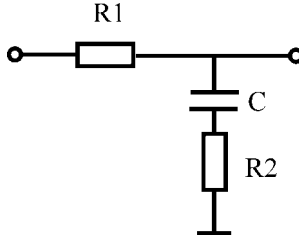


Рисунок 5.9 – Схема пропорційно-інтегруючого фільтра

Вирази для передавальної функції і фазового зсуву можуть бути наданими у вигляді:

$$W_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{K_{\text{ФНЧ}} \cdot (1 + s\tau)}{1 + sT_{\text{ФНЧ}}},$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega T_{\text{ФНЧ}}) + \arctg(\omega \tau),$$

де $T_{\text{ФНЧ}} = (R1 + R2)C$, $\tau = R2 \cdot C$.

На рис.5.10 зображено логарифмічну амплітудно-частотну характеристику пропорційно-інтегруючого фільтра у вигляді діаграм Боде і відповідну фазочастотну характеристику. Аналіз ЛАЧХ і ФЧХ показує, що особливістю пропорційно-інтегруючого фільтра є той факт, що, по-перше, його вихідна напруга на високих частотах $\omega > \omega_z$ пропорційна миттєвому значенню вхідної напруги, а в області частот $\omega_p < \omega < \omega_z$ визначається інтегралом від вхідної напруги. По-друге, фазовий набіг ПІФ не перевищує 90° в робочому діапазоні частот.

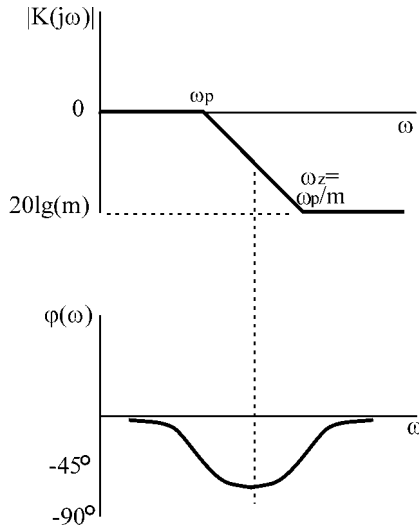


Рисунок 5.10 – Логарифмічні АЧХ і ФЧХ пропорційно-інтегруючого фільтра

Частота зрізу такого фільтра:

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1}.$$

Резистор R_2 зменшує фазовий зсув на високих частотах і стабілізує коефіцієнт передачі фільтра на рівні $m=R_2/(R_1+R_2)$, що зменшує підйом АЧХ замкненої системи. АЧХ розімкненої системи має злами на частотах f_p і f_p/m і ділянку з крутизною 40 дБ на декаду між ними. Смуга пропускання системи за такої характеристики складає $mf_{yтр}$, а підйом АЧХ практично відсутній.

5.4.4 Система ФАП з ізодромною ланкою

Під час застосування імпульсно-фазової системи автопідстроювання з частотнофазовим детектором навантаженням зарядових pomp виступає ізодромна ланка (рис.5.11) .

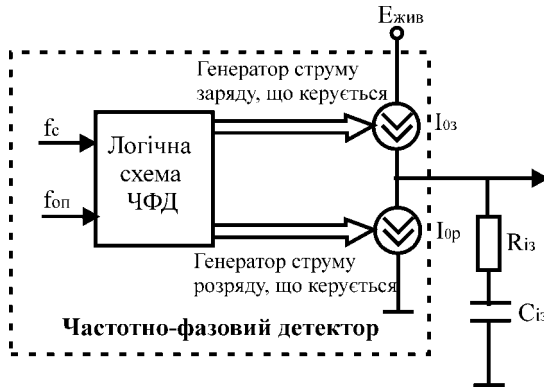


Рисунок 5.11 – Застосування частотнофазового детектора в системі ФАП з іподромною ланкою

Передавальна функція ізодромної ланки визначається як:

$$W_{I3}(s) = \frac{K_{i3}(1 + s\tau)}{s},$$

$$\varphi(\omega) = -90^\circ + \arctg(\omega\tau),$$

де $\tau = R_{i3}C_{i3}$.

Аналіз рис.5.11 свідчить, що в схемі з використанням ЧФД принципово застосовується “струмове живлення” ізодромної ланки за допомогою двох генераторів струму, які підключені до виходу ЧФД. Такі генератори струму в технічній літературі отримали назву “зарядових pomp”. Побудова вихідного кола ЧФД з використанням “зарядових pomp” дозволяє підключати ізодромну ланку нижнім виводом до земляної шини на відміну від реалізації ізодромної ланки

за допомогою операційного підсилювача з послідовним RC ланцюгом у колі зворотного зв'язку.

Відповідні ЛАЧХ і ФЧХ ізодромної ланки зображено на рис.5.12.

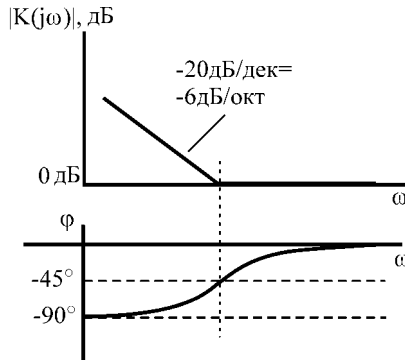


Рисунок 5.12 – Логарифмічні АЧХ і ФЧХ ізодромної ланки

5.5 Вимоги до генератора, що керується напругою

Одним з основних вузлів системи фазового автопідстроювання є генератор, що керується напругою. В системі ФАП генератор, що керується напругою, як правило, є найбільш критичним блоком, оскільки як стабільність частоти, так і демодуляційні характеристики ЧМ сигналу визначаються в основному параметрами такого генератора.

Генератор, що керується напругою, у кільці ФАП необхідно розглядати, як перетворювач відхилень частоти у відхилення фази [1,2,3,4]. Але, оскільки відхилення фази це інтеграл від відхилення частоти, то ГКН у кільці ФАП практично виступає інтегратором з коефіцієнтом передачі $K_{ГКН}(p) = k_{ГКН}/s$. У відповідності до проведеного у параграфі 5.1 аналізу, в термінах і визначеннях ЛАХ частотна залежність коефіцієнта передачі ГКН буде мати вигляд, що зображено на рис.5.13. Фазовий набіг ГКН постійний і рівняється $-\pi/2$.

Характеристика регулювання ГКН, як правило, нелінійна і навіть не завжди монотонна (рис.5.14). Як правило цю характеристику лінеаризують і тоді ГКН характеризують коефіцієнтом передачі $K_{ГКН}$, який по суті чисельно визначається значенням похідної в робочій точці.

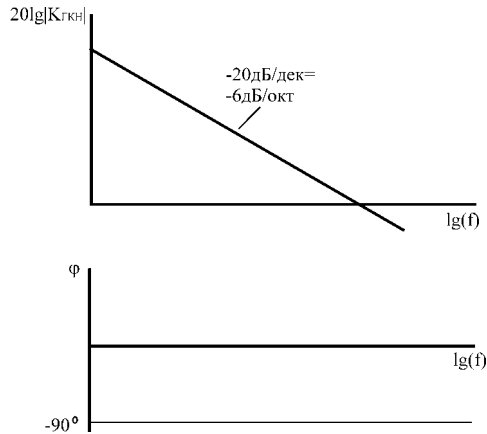
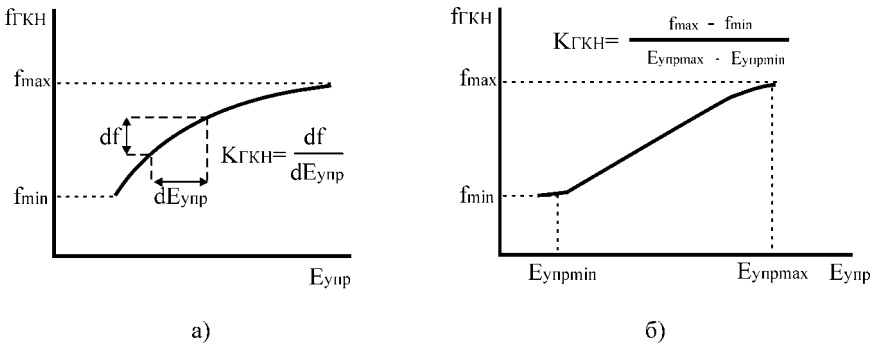


Рисунок 5.13 – Логарифмічні АЧХ і ФЧХ генератора, що керується напругою



а) б)
Рисунок 5.14 – Реальна (а) і лінеаризована (б) характеристики регулювання ГКН

Відповідно для лінеаризованого ГКН можна записати:

$$E_{упр} k_{ГКН} = \Delta f_c, \quad (5.16)$$

де $E_{упр}$ – діапазон зміни напруги управління на вході ГКН,
 Δf_c – смуга синхронізації.

Спектральну лінію автогенератора умовно можна розділити на “п’єдестал” і “крила”. Крила спектральної лінії будуть спадати до тих пір, поки не досягнуть лінії теплових шумів (апроксимація спектра фазових шумів наведена на рис.5.15).

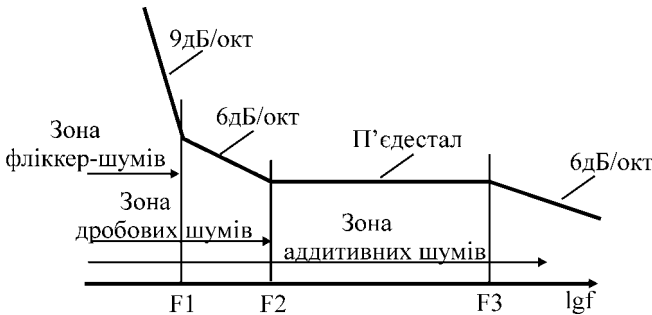


Рисунок 5.15 – Апроксимація спектра фазових шумів ГКН

Для теплових шумів на виході генератора для кімнатної температури справедливо:

$$P_{ш\max} [\text{дБм}] = -174 + 10 \lg \Delta F + K_{ш}$$

де ΔF – ширина смуги частот в Гц, $K_{ш}$ – коефіцієнт шуму активного пристрою. Чистота спектральної лінії залежить від потужності ГКН.

У опорних кварцових автогенераторів (ОКГ) висока довгочасна стабільність частоти, але відносно великий рівень шумів у дальній зоні частотних розстроювань, до того ж у КГ дуже малий діапазон перестроювання з частоти.

Основна вимога до ОКГ – забезпечення високої довгочасної стабільності частоти. Для цього зменшують потужність, що розсіюється на фіксуючому елементі генератора – кварцовому кристалі. Вузька спектральна лінія АГ відповідає високій довгочасній стабільності коливальних, що генерується. Саме така лінія характерна для кварцових АГ і генераторів на діелектричних резонаторах (рис.5.16).

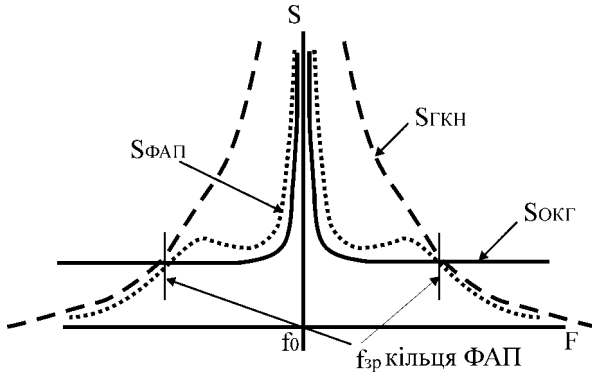


Рисунок 5.16 – Спектральні лінії опорного кварцового генератора, ГКН без кільця ФАП, вихідного коливання ГКН в кільці ФАП

Для зменшення ефекту старіння кристале кварця мінімізують рівень потужності, що підводиться до кристалу. Але це призводить до відносно низької короточасної стабільності (підвищеному рівню ВЧ-шумів) і, як наслідок, високому шумовому п'єдесталу.

Більш широка спектральна лінія характерна для генераторів з використанням коливальної системи на поверхневих акустичних хвилях, з іншого боку діапазон перестроювання для них можна реалізувати більший порівняно з КГ.

Ще більш широка спектральна лінія в LC-генераторах. Для LC-генераторів характерна відносно низька довгочасна нестабільність (через низьку добротність LC-контура), але висока короточасна нестабільність і, як наслідок, більш швидке падіння “крил”. Діапазон можливого перестроювання у LC-генераторів більший порівняно з КГ і ПАХ-генераторами.

Найбільш широкими можливостями щодо перестроювання у широкому діапазоні частот характеризуються RC-генератори, але за цього вони мають найгірші показники щодо стабільності частоти і найбільший рівень шуму.

Для забезпечення найбільшої універсальності генератор, що керується напругою повинен задовольняти таким основним вимогам [3]:

- 1) Мати лінійну залежність перетворення напруги в частоту.
- 2) Мати малі температурний і часовий дрейфи частоти.
- 3) Працювати на високих частотах.
- 4) Мати максимально можливий коефіцієнт перетворення напруги в частоту.
- 5) Забезпечувати максимально широкий діапазон перестроювання.
- 6) Частота генератора повинна визначатися мінімально можливим числом елементів схеми.

Окрім відзначених основних вимог, схема генератора, що керується не повинна мати індуктивностей для того щоб її можна було виготовити за монолітною технологією. Як одна із основних схем генераторів, яка задовольняє більшості перелічених вимог є схема на підставі мультивібратора з емітерним зв'язком. Транзистори, що реалізують таку схему утворюють підсилювальний каскад з додатним зворотним зв'язком. В результаті схема формує симетричну вихідну напругу прямокутної форми з амплітудою, що не залежить від управляючої напруги. Настроювання на задану частоту можна досягнути за допомогою одного елемента – задаючого конденсатора C . За використанням метода температурної компенсації температурний коефіцієнт власної частоти генератора можна довести до рівня $\pm 4 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}$ в діапазоні температур від -50° до $+125^\circ\text{C}$.

5.6 Графо-аналітичний аналіз ІФАП, що досліджується в лабораторному стенді

На першому етапі експериментальних досліджень пропонується дослідити основну схему ФАП (рис.5.1) в режимі стабілізації частоти з вимірюванням смуги захоплення і смуги утримання, а також провести дослідження впливу параметрів ФНЧ на характеристики ФАП.

За цього передбачається використання системи ФАП з RC фільтром першого порядку з двома різними значеннями сталої часу, пропорційно-інтегруючого фільтра, а також можливість дослідження системи ФАП як контура першого порядку без фільтра ФНЧ відповідно до висновків параграфу і рис.5.8.

Функціональну схему системи ФАП, яка досліджується в лабораторному практикумі, наведено на рис.5.17.

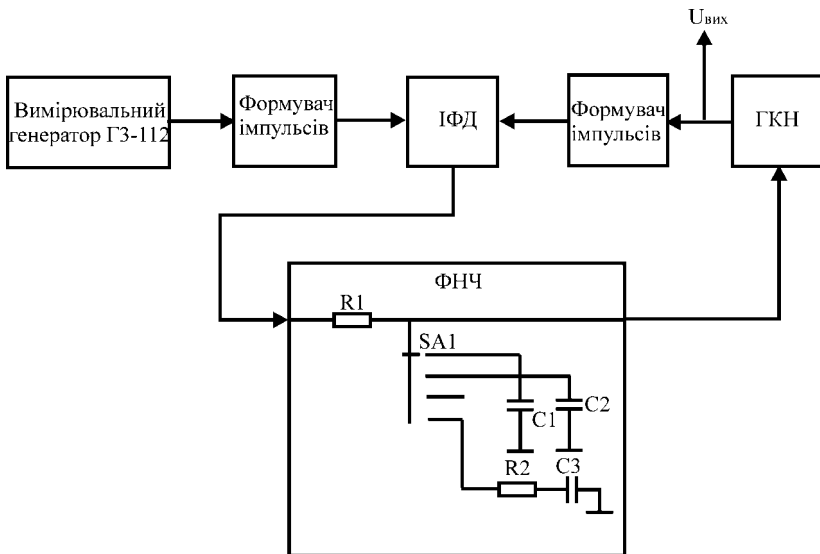


Рисунок 5.17 – Функціональна схема ФАП в режимі стабілізації частоти

Для системи ФАП, що аналізується джерелом опорного сигналу виступатиме вимірювальний генератор ГЗ-112. Довгочасна нестабільність частоти ГЗ-112 за паспортом складає $5 \cdot 10^{-3}$. Якщо із запасом вважати за максимальне значення частоти вихідного сигналу ГКН в режимі синхронізації 100 кГц, то смуга пропускання ФАП повинна бути не меншою за $\Delta f = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3 = 500$ Гц.

5.6.1 Розрахунок параметрів ФАП з фільтром першого порядку

Побудуємо частотну характеристику системи ІФАП, що розглядається. В параграфі 5.2 показано, що модуль частотної характеристики розімкненої системи визначиться за (5.7) як:

$$|W_p(j\omega)| \approx \frac{K}{\omega} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T_{\text{ФНЧ}})^2}},$$

де K – коефіцієнт передачі по петлі регулювання. Переходячи до лінійної частоти f , подамо (5.7) у вигляді:

$$|W_p(jf)| \approx \frac{K}{f} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_{\text{зрФНЧ}})^2}},$$

де $f_{\text{зрФНЧ}} = 1/(2\pi RC)$.

Коефіцієнт передачі по петлі регулювання рівняється:

$$K = K_{\text{ГКН}} \cdot K_{\text{ІФД}} \cdot K_{\text{ФНЧ}}.$$

В схемі стенду як імпульсно-фазовий детектор використовується ІФД “спускового типу” на підставі асинхронного RS-тригера. Для такого ІФД коефіцієнт передачі можна визначити з умови, що під час зміни фази від 0 до 2π вихідна напруга ІФД (а це напруга на виході ФНЧ) змінюється від рівня логічного нуля і практично до рівня логічної одиниці мікросхеми тригера. Тоді для $K_{\text{ФД}}$ можна записати

$$K_{\text{ФД}} \left[\frac{\text{В}}{\text{Рад}} \right] = \frac{U_{\text{вих}}^1 - U_{\text{вих}}^0}{2\pi}.$$

Так, наприклад, якщо рівень логічної одиниці складає 3 В, а рівень логічного нуля для спрощення приймемо рівним 0, то:

$$K_{\text{ФД}} \left[\frac{\text{В}}{\text{Рад}} \right] = \frac{3-0}{2 \cdot 3,14} = 0,48 \frac{\text{В}}{\text{Рад}}.$$

Припустимо, що в схемі використовується ГКН для якого $K_{\text{ГКН}}=10,4$ кГц/В. Вважаючи, що в смузі пропускання ФАП $K_{\text{ФНЧ}}=1$, для загального коефіцієнта передачі по контуру регулювання K отримаємо:

$$K = K_{\text{ГКН}} \cdot K_{\text{ІФД}} = 10,4 \left[\frac{\text{кГц}}{\text{В}} \right] \cdot 6,28 \cdot 0,48 \left[\frac{\text{В}}{\text{Рад}} \right] = 31,2$$

Як було показано у параграфі 5.1, значення коефіцієнта передачі по петлі регулювання чисельно визначає смугу утримання системи ФАП.

Логарифмічна АЧХ розімкненого контура для такої системи була наведена на рис.5.5. Відповідно до цього рисунку, формуємо частотну характеристику розімкненої системи.

На вісі частот відкладаємо точку з координатами 31,2 кГц. Від цієї точки пунктирною лінією будуємо асимптоту з нахилом -20 дБ/дек (це практично АЧХ ГКН) (рис.5.18).

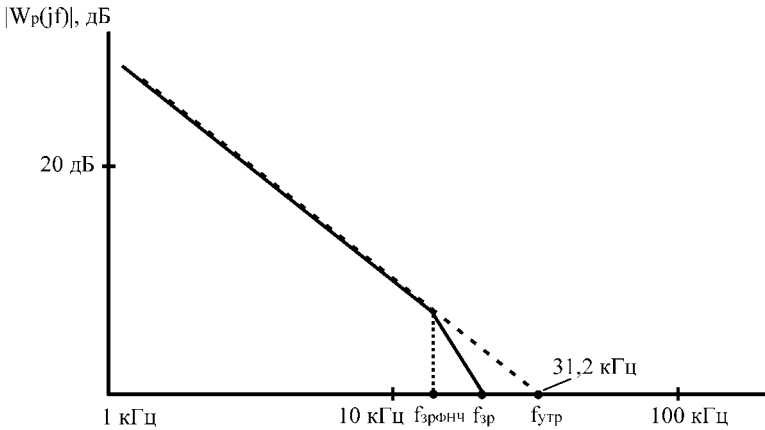


Рисунок 5.18 – Побудова ЛАЧХ розімкненого контуру регулювання

Відповідно до заданих параметрів ФНЧ визначаємо частоту зрізу ФНЧ (частота полюса) фільтра як:

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Припустимо, що частота зрізу фільтра відповідно до завдання рівняється $f_{зрФНЧ}=12$ кГц. На осі абсцис відзначаємо це значення і відкладаємо перпендикуляр до перетину з штриховою лінією. Отримана точка зіткнення і визначає спряжувальну частоту, на якій відбувається зміна нахилу асимптотичної ЛАЧХ. Так, на частотах менших за $f_{зрФНЧ}=12$ кГц характеристика розімкненого контуру збігається з характеристикою ГКН і має нахил 20 дБ/дек.

Після частоти $f_{зрФНЧ}$ ФНЧ також вносить до АЧХ спад зі швидкістю 20 дБ/дек, що в результаті надає результуючий спад 40 дБ/дек. Тому, від точки перетину необхідно провести асимптоту з нахилом 40 дБ/дек і перетин цієї асимптоти з віссю абсцис визначить частоту зрізу системи ІФАП. Для наведеного прикладу з графіку випливає, що $f_{зр} \approx 20$ кГц.

Смуга захоплення системи ФАП для такого варіанту ФНЧ визначиться як:

$$\Delta f_3 = \sqrt{\Delta f_{\text{утр}} \cdot f_{\text{зрФНЧ}}} = \sqrt{31,2 \cdot 12} = 19,2 [\text{кГц}],$$

що практично рівняється, відповідно до висновків першого розділу смузі пропускання замкненої системи.

Перевірку щодо значення смуги пропускання замкненої системи можна провести побудувавши ЛАЧХ і ФЧХ замкненої системи. Для цього необхідно на підставі виразу для комплексного коефіцієнта передачі:

$$W_p(j\omega) \approx \frac{K}{j\omega(1 + j\omega T_{\text{ФНЧ}})},$$

визначити аналітично модуль і аргумент:

$$|W_p(j\omega)| \approx \frac{K}{\omega} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T_{\text{ФНЧ}})^2}},$$

$$\varphi_p(\omega) = -90^\circ - \text{arctg}(\omega T_{\text{ФНЧ}}).$$

і потім за допомогою (5.8), (5.9), (5.13), (5.14) побудувати графіки $|W_3(j\omega)|$, $\varphi_3(\omega)$ і за ними визначити $\omega_{\text{пр}}$, $\Delta\omega_3$, запас стійкості з фази $\Delta\varphi$ і показник коливальності M .

5.6.2 Розрахунок параметрів ФАП з пропорційно-інтегруючим фільтром

У четвертому положенні перемикача SA1 пропонується ФАП з пропорційно-інтегруючим фільтром. Це дозволить реалізувати

мінімально можливу смугу пропускання системи ФАП відповідно до вимог, які накладає нестабільність частоти вимірювального генератора. Очевидно, як впливає з аналізу реалізації другого варіанту ФАП, подальше зменшення смуги пропускання неможливе через критичне зменшення запасу стійкості з фази. Як було відзначено в першому розділі, виходом може бути застосування пропорційно-інтегруючого фільтра.

Методика побудови частотної характеристики розімкненої системи тотожна попередньому варіанту. Оскільки коефіцієнт передачі по петлі регулювання не змінився, то на вісі частот відкладаємо точку з координатами 31,2 кГц. Від цієї точки пунктирною лінією пунктирною лінією будуємо асимптоту з нахилом -20 дБ/дек - ЛАЧХ ГКН (рис.2.14).

Відповідно до заданих параметрів ФНЧ (позначення елементів ПФФ наводиться згідно з рис.5.17) визначаємо частоту зрізу (частоту полюса) фільтра як:

$$f_{зрФНЧ} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_3}.$$

Припустимо, що за результатами розрахунку частота зрізу фільтра рівняється $f_{зрФНЧ} = 1,6$ Гц. На осі абсцис відзначаємо це значення і відкладаємо перпендикуляр до перетину з штриховою лінією. Отримана точка зіткнення і визначає спряжувальну частоту, на якій відбувається перша зміна нахилу асимптотичної ЛАЧХ. Так, на частотах менших за $f_{зрФНЧ} = 1,6$ Гц характеристика розімкненого контуру збігається з характеристикою ГКН і має нахил 20 дБ/дек. Після частоти $f_{зрФНЧ}$ ФНЧ вносить до АЧХ спад зі швидкістю 20 дБ/дек, що в результаті надає результуючий спад 40 дБ/дек. Тому, від точки перетину необхідно провести асимптоту з нахилом 40 дБ/дек і продовжити до другої спряжувальної частоти, яка визначається нулем передавальної функції ПФФ:

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_3}.$$

Після частоти f_z нуль передавальної функції фільтра компенсує полюс і тому на цій частоті знову відбувається злам АЧХ і тепер спад продовжується асимптотично зі швидкістю 20 дБ/дек. Перетин цієї асимптоти з віссю абсцис визначить частоту зрізу системи ІФАП. Для наведеного прикладу з графіку випливає, що $f_{зр} \approx 600$ Гц.

Відомо, що для забезпечення безумовної стійкості характеристика розімкненого контуру повинна перетинати вісь абсцис на ділянці АЧХ з нахилом 20 дБ/декада. За цього чим більша протяжність цієї ділянки тим більші запаси стійкості з фази і амплітуди. Рекомендується протяжність цієї ділянки обирати рівною декаді.

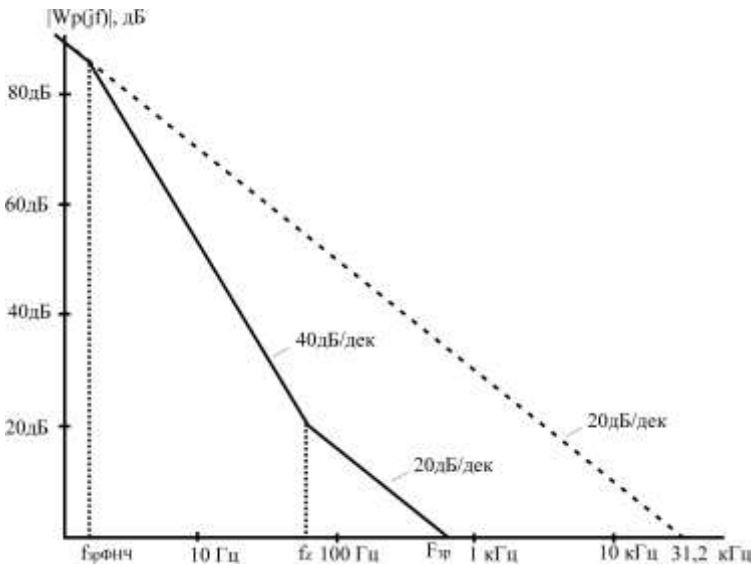


Рисунок 5.19 – АЧХ розімкненого контуру у випадку застосування пропорційно-інтегруючого фільтра

Визначення смуги пропускання замкненої системи також проведемо за допомогою ЛАЧХ і ФЧХ замкненої системи. Для цього необхідно на підставі виразу для комплексного коефіцієнта передачі

$$W_p(j\omega) \approx \frac{K(1 + j\omega T_2)}{j\omega(1 + j\omega T_{\text{ФНЧ}})}$$

де $T_2 = 1/(2\pi f_z)$, визначити аналітично модуль і аргумент:

$$|W_p(j\omega)| \approx \frac{K}{\omega} \cdot \frac{1\sqrt{1 + (\omega T_2)^2}}{\sqrt{1 + (\omega T_{\text{ФНЧ}})^2}},$$

$$\varphi_p(\omega) = -90^\circ - \arctg(\omega T_{\text{ФНЧ}}) + \arctg(\omega T_2).$$

і аналогічно за допомогою (5.8), (5.9), (5.13), (5.14) побудувати графіки $|W_3(j\omega)|$, $\varphi_3(\omega)$ і за ними визначити $\omega_{\text{пр}}$, $\Delta\omega_z$, запас стійкості з фази $\Delta\varphi$ і показник коливальності M .

6 ПЕРЕДАВАЛЬНІ ФУНКЦІЇ РОЗІМКНЕНИХ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ

Досить часто цифрові системи можна подати наступною структурною схемою (рис.6.1).

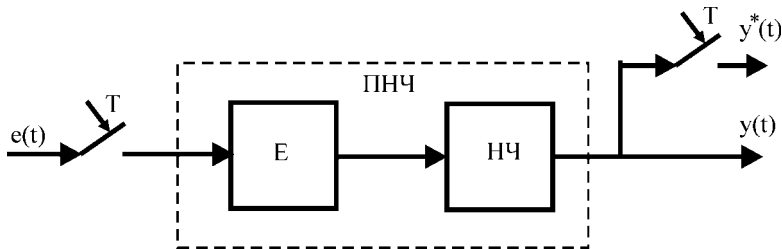


Рисунок 6.1 – Структурна схема імпульсного фільтра

Такі системи називають імпульсними фільтрами. Імпульсний фільтр складається з дискретизатора, формуючого елемента (екстраполятора), об'єкта управління і неперервної частини. Неперервна частина і формуючий елемент утворюють приведену неперервну частинцу імпульсного фільтра, на вхід якої подаються миттєві імпульси. Вихідний сигнал імпульсного фільтра визначається сумою реакцій приведенної неперервної частини від кожного миттєвого імпульса.

Оскільки вихідний сигнал неперервної частини $y(t)$ є неперервним, але в контурі відбувається процес дискретизації, то для можливості аналізу у термінах дискретних передавальних функцій в схемі (рис.) вводиться послідовність миттєвих імпульсів вихідного сигналу $y^*(t)$. Це реалізовано за допомогою фіктивного дискретизатора, який працює синхронно з основним дискретизатором імпульсного фільтра.

Тоді для такої схеми можна ввести поняття дискретної передавальної функції імпульсного фільтра як:

$$W(z) = \frac{Y(z)}{X(z)},$$

де $Y(z)$ – Z-перетворення вихідного сигналу, $X(z)$ – Z-перетворення вхідного сигналу за нульових початкових умов.

В цифрових системах РА передавальна функція формуючого елемента визначається таким виразом:

$$W_e(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}.$$

Відповідно передавальна функція приведеної неперервної частини імпульсного фільтра має вигляд:

$$W(s) = W_e(s)W_H(s) = (1 - e^{-sT}) \frac{W(s)}{s}, \quad (6.1)$$

де $W_H(s)$ – передавальна функція неперервної частини фільтра.

Як відомо [1], зворотне перетворення Лапласа від передавальної функції визначає імпульсну перехідну функцію:

$$w(t) = L^{-1}[W(s)], \quad (6.2)$$

а перехідній функції, тобто реакції системи на вхідний сигнал у вигляді одиничної функції відповідає вираз:

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{W(s)}{s}\right], \quad (6.3)$$

Тоді, якщо застосувати зворотне перетворення Лапласа до виразу (6.1), то з урахуванням (6.2), (6.3) отримаємо:

$$\begin{aligned}
 w(t) &= L^{-1}[W(s)] = L^{-1}[W_e(s)W_H(s)] = L^{-1}\left[(1-e^{-sT})\frac{W(s)}{s}\right] = \\
 &= L^{-1}\left[\frac{W(s)}{s}\right] - L^{-1}\left[\frac{W(s)}{s} \cdot e^{-sT}\right] = h(t) - h(t-T) ,
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

де $h(t) = L^{-1}\left[\frac{W(s)}{s}\right]$ – перехідна функція неперервної частини фільтра.

Якщо застосувати Z-перетворення до виразу (6.4) і врахувати першу теорему зміщення для Z-перетворення, а саме:

$$Z[x((t - kt))] = z^{-k} \cdot X(z) ,$$

то для дискретної передавальної функції можна отримати:

$$W(z) = H(z) - z^{-1} \cdot H(z) = \frac{z-1}{z} \cdot H(z) . \tag{6.5}$$

Тобто, вираз (6.5) свідчить, що для схеми імпульсного фільтра задача визначення передавальної функції зводиться до визначення Z-перетворення від перехідної функції неперервної частини.

Наприклад, необхідно визначити дискретну передавальну функцію імпульсного фільтра, для якого передавальна функція неперервної частини визначається виразом:

$$W_H(s) = k/s .$$

Відповідно до (6.1) передавальна функція приведеної неперервної частини визначиться як:

$$W(s) = W_e(s)W_H(s) = \frac{(1-e^{-sT})}{s} \frac{k}{s} .$$

Згідно з (6.4), для отримання виразу дискретної передавальної функції спочатку необхідно визначити дискретне Z-перетворення для перехідної функції неперервної частини фільтра, яка в даному прикладі набуває такого виду:

$$h(t) = L^{-1} \left[\frac{W_H(s)}{s} \right] = L^{-1} \left[\frac{k}{s^2} \right].$$

Згідно з таблицями перетворення Лапласа [1, стор.321, таблиця П.1] зображенню k/s^2 відповідає оригінал kt . Тепер за відомою функцією часу можна визначити її Z-перетворення. У додатку П.3 [1, стор.323] наведені Z-перетворення для функцій, що найбільш частот зустрічаються під час аналізу систем. Відповідно Z-перетворення для перехідної функції $H(z)$, оригінал якої визначається функцією $x(t)=kt$ має вигляд:

$$H(z) = Z[kt] = \frac{kTz}{(z-1)^2}.$$

Тепер можна визначити дискретну передавальну функцію імпульсного фільтра. Згідно з (6.5) $W_p(z)$ рівняється:

$$W_p(z) = \frac{z-1}{z} \cdot H(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{kTz}{(z-1)^2} = \frac{kT}{z-1},$$

$$W_e(z) = \frac{1}{1+W_p(z)} = \frac{1}{1+\frac{kT}{z-1}} = \frac{z-1}{z-1+kT}.$$

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика [Текст]: Учебник для вузов по специальности “Радиотехника” / Г.Ф. Коновалов. – М.: Высш.шк., 1990. – 335 с.
2. Первачев С.В. Радиоавтоматика [Текст]: Учебник для вузов по специальности “Радиотехника” / С.В. Первачев. – М.: Радио и связь, 1982. – 296 с.
3. Гребен А.Б. Проектирование аналоговых интегральных схем [Текст] / А.Б. Гребен. – М.: Энергия, 1976. – 312 с.
4. Бурсова Т.В. Довідник з радіоавтоматики / Т.В. Бурсова, Н.В. Градобоева, М.В. Захарченко та ін.; під ред М.В. Захарченко. – К.: Техніка, 1992. – 246 с.