

Кадук Б.Г. д.т.н., професор,
Присяжнюк В.К д.т.н., професор,
Бахшалієв А.Ш. к.т.н. доцент
Академії муніципального управління,
м. Київ

ЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИСЛЕДОВАНИЯ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

У статті розглядається методика дослідження безперервно - дискретних систем керування з запізненням в частотній області. Здійснено аналіз різних структурних схем систем (елементів запізнювання в безперервній частини системи, несинхронна безперервно - дискретної системи, система з двома частотами переривання). Запропонована методика дозволяє дослідження динаміки систем керування з запізненням будь-якої складності.

В статье рассматривается методика исследования непрерывно – дискретных систем управления с запаздыванием в частотной области. Осуществлен анализ различных структурных схем систем (элементов запаздывания в непрерывной части системы, несинхронной непрерывно – дискретной системы, система с двумя частотами прерывания). Предложенная методика позволяет исследование динамики систем управления с запаздыванием любой сложности.

The article discusses the method of investigation is continuous - discrete control systems with delay in the frequency domain. The analysis of various structural schemes of systems (components of delay in the continuous part of the system, asynchronous continuous - discrete systems, a system with two frequencies interruption). The proposed method allows the study of dynamics and control systems with delay of any complexity

Построение частотных характеристик (ЧХ) замкнутых непрерывно дискретных систем(НДС) необходимо начинать с определения передаточной функции или частотного спектра выходного сигнала исследуемой системы. Пусть непрерывная часть НДС имеет запаздывание (рис. 1); ЧХ системы представляется выражением

$$\Phi(j\omega) = \frac{W_{\text{д.к.у}}^*(j\omega) W(j\omega) e^{-j\omega\tau}}{1 + W_{\text{д.к.у}}^*(j\omega) [W(j\omega) e^{-j\omega\tau}]^*} \quad (1)$$

Где: $w_{g.k.y}^x(j\omega)$ - передаточная функция дискретно – корректирующего устройства в частной области. Построение ЧХ системы следует выполнять в следующем порядке.

1. Определяем совместное дискретное преобразование $[W(j\omega)e^{-j\omega\tau}]^*$

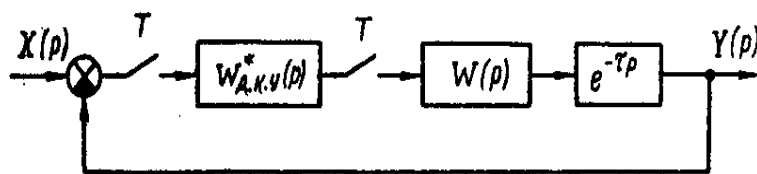


Рис. 1. Структурная схема замкнутой НДС с запаздыванием в

непрерывной части

2. Суммируем полученные ЧХ с $W_{\text{д.к.у}}^*(j\omega)$ и определяем с использованием номограммы замыкания характеристик

$$\frac{W_{\text{д.к.у}}^*(j\omega)}{1 + W_{\text{д.к.у}}^*(j\omega) [W(j\omega) e^{-j\omega\tau}]^*} \quad (2)$$

3. Результирующие характеристики п. 2 суммируем с $W(j\omega) e^{-j\omega\tau}$ и получаем требуемые частотные характеристики системы.

Запаздывание несколько усложняет получение ЧХ замкнутой системы, но в целом процесс построения несложен. Для построения ЧХ

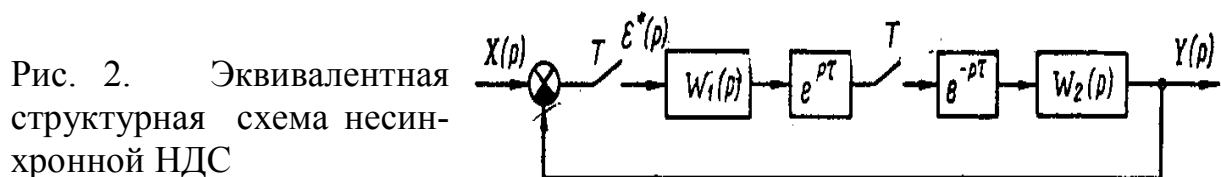


Рис. 2. Эквивалентная структурная схема несинхронной НДС

систем с несколькими импульсными элементами необходимо преобразовывать исходную структурную схему в эквивалентную. Полученная по эквивалентной схеме передаточная функция или частотный спектр выходного сигнала нагляднее отражают необходимый путь построения ЧХ.

II. Эквивалентная структурная схема несинхронной НДС приведена на рис. 2. ЧХ системы имеет вид

$$\Phi(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X^*(j\omega)} = \frac{[W_1(j\omega) e^{j\omega\tau}]^* W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}}{1 + [W(j\omega) e^{j\omega\tau}]^* [W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}]^*}.$$

Отличие в построении ЧХ состоит в том, что предварительно надо определить ЧХ совместного дискретного преобразования выражений $[W_1(j\omega) e^{j\omega\tau}]^*$ и $[W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}]^*$.

II. Построение ЧХ НДС с несколькими частотами прерывания и с циклическим изменением частоты целесообразно проводить методами эквивалентного преобразования импульсного элемента и непосредственного построения ЧХ.

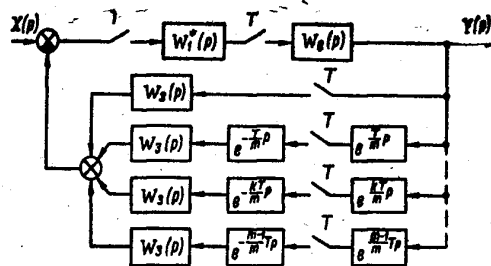


Рис.3 эквивалентная структурная схема замкнутой НДС с двумя частотами прерывания

Применение метода эквивалентного преобразования импульсного элемента рассмотрим для нескольких типовых схем.

Эквивалентная структурная схема замкнутой НДС с двумя частотами прерывания приведена на рис. 3. Импульсные элементы в прямой цепи работают с периодом прерывания T , а в цепи обратной связи — T/m , т. е. в m раз быстрее.

Из эквивалентной структурной схемы получаем ЧХ

$$\Phi(j\omega) = \frac{W_1^*(j\omega) W_2(j\omega)}{1 + W_1^*(j\omega) \sum_{k=0}^{m-1} [W_2(j\omega) e^{j\frac{kT}{m}\omega}]^* [W_3(j\omega) e^{-j\frac{kT}{m}\omega}]^*} \quad (3)$$

Из уравнения (3) видно, что для замкнутой многократной системы (рис.3) построение ЧХ несколько усложняется, так как в знаменателе записана сумма вида

$$\sum_{k=0}^{m-1} [W_2(j\omega) e^{j\frac{kT}{m}\omega}]^* [W_3(j\omega) e^{-j\frac{kT}{m}\omega}]^*.$$

Для получения ЧХ замкнутой системы необходимо следующее.

1. Определяем ЧХ каждого сомножителя вида

$$\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j\frac{kT}{m}(\omega+n\omega_T)} W_2[j(\omega+n\omega_T)];$$

$$\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j\frac{kT}{m}(\omega+n\omega_T)} W_3[j(\omega+n\omega_T)]; \quad k = 0, \dots, m-1.$$

Если существует собственное чистое запаздывание τ_1 в прямой цепи $W_2(p) = W'_2(p) e^{-p\tau_1}$, или в цепи обратной связи $W_3(p) = W'_3(p) e^{-p\tau_1}$, то $e^{j\frac{kT}{m}\omega} W_2(j\omega) = e^{j(\frac{kT}{m}\omega - \tau_1)} W'_2(j\omega)$ или $e^{-j\frac{kT}{m}\omega} W_3(j\omega) = e^{-j(\frac{kT}{m}\omega + \tau_1)} W'_3(j\omega)$.

2. Суммируем дискретные ЧХ, соответствующие паре сомножителей каждого члена суммы (для каждого k).

3. Используя номограмму Замыкания, строим ЧХ разомкнутой дискретной системы:

$$\sum_{k=0}^{m-1} \left\{ \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j\frac{kT}{m}(\omega+n\omega_T)} W_2[j(\omega+n\omega_T)] \times \right. \\ \left. \times \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j\frac{kT}{m}(\omega+n\omega_T)} W_3[j(\omega+n\omega_T)] \right\}.$$

Несколько более сложным путем строятся ЧХ системы, в которой импульсные элементы в прямой цепи имеют меньший период повторения T/m , чем импульсный элемент в цепи обратной связи T . Эквивалентная структурная схема рассматриваемой системы приведена на рис. 4, а. Заметим, что передаточная функция элементов прямой цепи, находящихся между элементами прерывания имеет следующий вид:

$$e^{-\frac{kT}{m}p} W_1^*(p) e^{\frac{kT}{m}p} = W_1^*(p).$$

Для данной системы передаточной функции для произвольного входного сигнала не существует. Для определения частотного спектра выходного сигнала сведем данную систему к системе с прерыванием сигнала ошибки. Несложные структурные преобразования приводят к схеме, изображенной на рис 4, б. Из этой структурной схемы видно, что для каждого входного сигнала $X_k(j\omega)$ частотный спектр выходного сигнала будет представляться зависимостью

$$Y_k(j\omega) = \frac{X_k^*(j\omega) W_1^*(j\omega) W_2(j\omega) e^{-j\frac{kT}{m}\omega}}{1 + W_1^*(j\omega) [e^{-j\frac{kT}{m}\omega} W_2(j\omega)]^* [e^{j\frac{kT}{m}\omega} W_3(j\omega)]^*}$$

Для входного сигнала $X_k(j\omega)$ составляющая выходного сигнала от каждого контура при учете $X_k^*(j\omega) = e^{j\frac{kT}{m}\omega} X(j\omega)$ имеет вид

$$Y_k(j\omega) = \frac{[e^{j\frac{kT}{m}\omega} X(j\omega)]^* W_1^*(j\omega) W_2(j\omega) e^{-j\frac{kT}{m}\omega}}{1 + W_1^*(j\omega) [e^{-j\frac{kT}{m}\omega} W_2(j\omega)]^* [e^{j\frac{kT}{m}\omega} W_3(j\omega)]^*} \quad (4)$$

Просуммировав частотные спектры отдельных составляющих выходного сигнала всех контуров (4) ($k = 0, 1, \dots, m-1$), найдем выражение для частотного спектра выходного сигнала рассматриваемой системы (рис.4):

$$Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{m-1} \frac{[e^{j\frac{kT}{m}\omega} X(j\omega)]^* W_1^*(j\omega) W_2(j\omega) e^{-j\frac{kT}{m}\omega}}{1 + W_1^*(j\omega) [e^{-j\frac{kT}{m}\omega} W_2(j\omega)]^* [e^{j\frac{kT}{m}\omega} W_3(j\omega)]^*}$$

Последовательность построения частотного спектра выходного сигнала определяется следующей схемой:

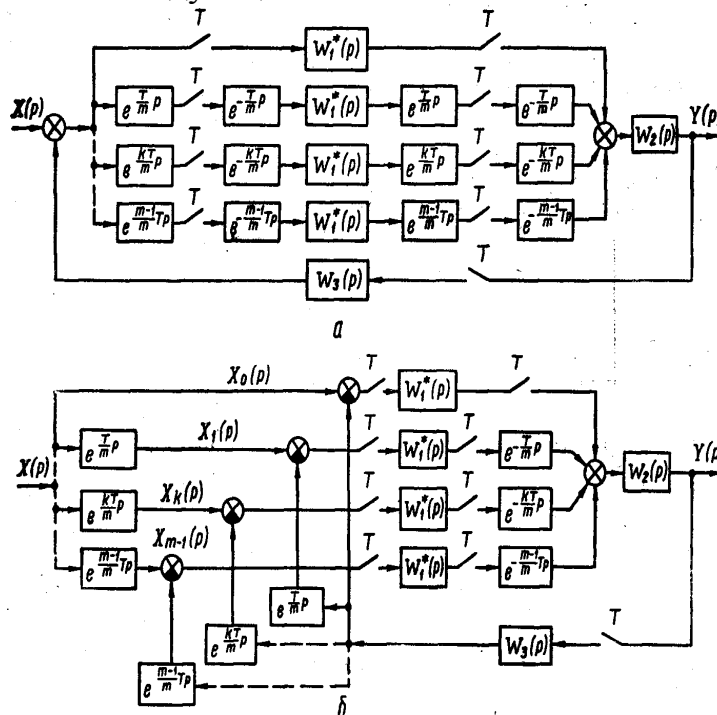


Рис.4. К объяснению эквивалентного преобразования исходной системы (рис.1)

1. Определяем совместное дискретное преобразование частотного спектра входного сигнала и функции опережения для каждого $e^{j\frac{kT}{m}\omega}$.
2. Строим совместные дискретные преобразования $[e^{-j\frac{kT}{m}\omega} W_2(j\omega)]^*$ и $[e^{j\frac{kT}{m}\omega} W_3(j\omega)]^*$.
3. Используя номограмму замыкания для каждого $R=1, 2, \dots, m-1$ в соответствии с формулой (3) строим $Y_k(j\omega)$.
4. Суммируя $Y_k(j\omega)$, получаем $Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{m-1} Y_m(j\omega)$.

Для такой системы (рис.4) построение частотного спектра выходного сигнала представляет огромную задачу по необходимым графическим построением. Однако, учитывая ограниченность m в реальных системах ($m \leq 5$), можно отметить, что графический метод определения частотного

спектра выходного сигнала предпочтительнее аналитического как по сложности выполнения, так и по наглядности результатов.

На практике довольно часто встречаются системы, регуляторы которых работают с несколькими частотами прерывания. Рассмотрим

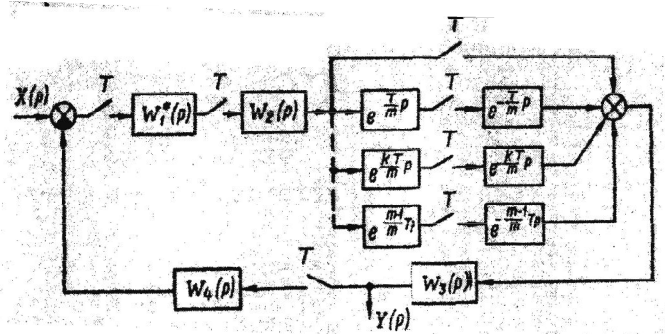


Рис. 5. Структурная схема исходной системы

Эквивалентную схему такой системы (рис.5), из которой можно определить ЧХ:

$$\phi(j\omega) = \frac{\gamma(j\omega)}{\chi^*(j\omega)} = \frac{W_1(i\omega)W_3(i\omega) \sum_{R=0}^{m-1} \left[e^{i\frac{RT}{m}\omega} W_2(i\omega) \right]^* e^{-i\frac{RT}{m}\omega}}{I + W_1^*(j\omega)W_4^*(j\omega) \sum_{R=0}^{m-1} \left[e^{i\frac{RT}{m}\omega} W_2(i\omega) \right]^* \left[e^{-i\frac{RT}{m}\omega} W_3(i\omega) \right]} \quad (5)$$

Построение ЧХ замкнутой системы включает в себя:

- 1) графическое определение $\left[e^{i\frac{RT}{m}\omega} W_2(j\omega) \right]^* \left[e^{-i\frac{RT}{m}\omega} W_3(j\omega) \right]^*$ для каждого R, суммирование по всем e;
- 2) определение

$$\frac{W_1^*(j\omega)W_3(j\omega)}{1 + W_1^*(j\omega)W_4^*(j\omega) \sum_{R=0}^{m-1} \left[e^{i\frac{RT}{m}\omega} W_2(j\omega) \right]^* \left[e^{-i\frac{RT}{m}\omega} W_3(j\omega) \right]^*}$$

с использованием номограммы замыкания;

- 3) нахождение $\left[e^{i\frac{kT}{m}\omega} W_2(j\omega) \right]^* e^{-i\frac{kT}{m}\omega}$ и суммирование при R=0, 1, 2, ..., m-1;

4) суммирование результатов, полученных в пп. 2 и 3; при таком построении одновременно оценивается влияние «m» на ЧХ замкнутой многократной НДС.

Метод непосредственного построения ЧХ многократных НДС также может быть распространен и на замкнутые системы. Рассмотрим замкнутую многократную НДС (рис. 6).

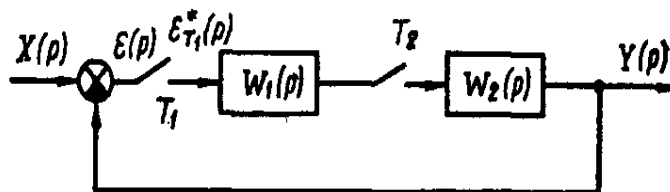


Рис.6. Структурная схема замкнутой многократной НДС

Преобразование Лапласа выходной величины записывают в виде

$$Y(p) = \left[\varepsilon_{T_1}^*(p) W_1(p) \right]_{T_2}^* W_2(p),$$

или, полагая кратность работы импульсных элементов $T_2 = T_1 / m$,

$$Y(p) = \varepsilon_{T_1}^*(p) W_{T_2}^*(p) W_2(p), \quad (6)$$

Дискретное преобразование выходной величины

$$Y_{T_2}^*(p) = \varepsilon_{T_1}^*(p) W_{1T_2}^*(p) W_{2T_2}^*(p). \quad (7)$$

Ошибка системы записывается выражениями

$$\varepsilon(p) = \chi(p) - \gamma(p); \quad \varepsilon_{T_1}^*(p) = Y_{T_1}^*(p)$$

так как при $T_2 = T_1 / m$,

$$Y_{T_1}^*(p) = \left[Y_{T_2}^*(p) \right]_{T_1}^* \quad (8)$$

Уравнение (7) можно переписать:

$$Y_{T_1}^*(p) = \left[\varepsilon_{T_1}^*(p) W_{1T_2}^*(p) W_{2T_2}^*(p) \right]_{T_1}^* = \varepsilon_{T_1}^*(p) \left[W_{1T_2}^*(p) W_{2T_2}^*(p) \right] \quad (9)$$

$$\varepsilon_{T_1}^*(p) = \frac{X_{T_2}(p)}{1 + [W_{1T_2}^*(p) W_{2T_2}^*(p)]_{T_1}^*}. \quad (10)$$

Подставив уравнение (10) в уравнение (6), окончательно получим преобразование Лапласа выходного сигнала:

$$Y(p) = X_{T_1}^*(p) \frac{W_{1T_2}^*(p) W_2(p)}{1 + [W_{1T_2}^*(p) W_{2T_2}^*(p)]_{T_1}^*}. \quad (11)$$

Передаточная функция системы запишется в виде

$$\Phi(p) = \frac{Y(p)}{X_{T_1}^*(p)} = \frac{W_{1T_2}^*(p) W_2(p)}{1 + [W_{1T_2}^*(p) W_{2T_2}^*(p)]_{T_1}} \quad (12)$$

Перейдя к частотным характеристикам, получим

$$\Phi(j\omega) = \frac{W_{1T_2}^*(j\omega) W_2(j\omega)}{1 + [W_{1T_2}^*(j\omega) W_{2T_2}^*(j\omega)]_{T_1}} \quad (13)$$

Графическое построение ЧХ проводится в следующей последовательности:

1) определяем ЧХ

$$W_{1T_2}^*(j\omega) = \frac{1}{T_2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_1[j(\omega + n\omega_{T_2})]$$

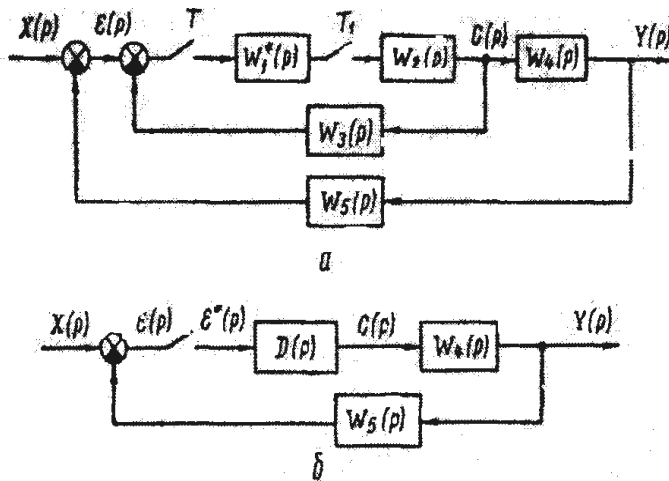
$$W_{2T_2}^*(j\omega) = \frac{1}{T_2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_2[j(\omega + n\omega_{T_2})]$$

2) находим

$$[W_{1T_2}^*(j\omega) W_{2T_2}^*(j\omega)]_{T_1}^* = \frac{1}{T_1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_{1T_2}^*[j(\omega + n\omega_{T_1})] W_{2T_2}^*[j(\omega + n\omega_{T_1})]$$

3) используя Ф-номограмму и суммируя соответствующие характеристики, получаем ЧХ системы с использованием уравнения (13)

Рис.7. Структурная схема двухконтурной НДС (а) и ее преобразованная схема (б)



Такой метод построения ЧХ значительно проще рассмотренного выше. Он может быть распространен и на случай, когда $T_2/T_1 = n/m$, где n и m – любые целые числа. При этом преобразование Лапласа выходного сигнала (выражение типа (11)) имеет более сложный

вид, а передаточная

функция системы определена быть не может, т.е. в случае $T_2/T_1 = n/m$, могут быть построены импульсные ЧХ или частотный спектр выходного сигнала.

Рассмотренные примеры показывают, что ЧХ можно построить для НДС практически любой сложности.

IV. Большинство автоматических систем являются многоконтурными и представляют собой сложный комплекс взаимосвязанных отдельных контуров.

Рассмотрим двухконтурную НДС (рис.7, а), после преобразования внутреннего контура структурная схема примет вид (рис.7, б), а передаточная функция внутреннего контура определится зависимостью

$$D(p) = \frac{C(p)}{\varepsilon^*(p)} = \frac{W_1^*(p) W_2(p)}{1 + W_1^*(p) W_2 W_3^*(p)} \quad (14)$$

Из рис.7, б видно, что преобразование Лапласа действующего сигнала ошибки, входного и выходного сигналов связаны выражением

$$\varepsilon(p) = X(p) - Y(p) W_5(p) \quad (15)$$

Так, выход и ошибка системы связаны уравнением

$$Y(p) = W_4(p) D(p) \varepsilon^*(p).$$

$$\begin{aligned} \varepsilon(p) &= X(p) - W_4(p) W_5(p) D(p) \varepsilon^*(p) = \\ &= X(p) - \frac{W_1^*(p) W_2(p) W_4(p) W_5(p) \varepsilon^*(p)}{1 + W_1^*(p) W_2 W_3^*(p)} \end{aligned} \quad (16)$$

или

$$\varepsilon^*(p) = X^*(p) - \frac{W_1^*(p) W_2 W_4 W_5(p) \varepsilon^*(p)}{1 + W_1^*(p) W_2 W_3^*(p)}$$

Отсюда можно получить дискретное преобразование Лапласа ошибки системы

$$\varepsilon^*(p) = \frac{X^*(p)}{1 + \frac{W_1^*(p) W_3 W_4 W_5(p)}{1 + W_1^*(p) W_2 W_3^*(p)}} \quad (17)$$

Подставив выражение (16) в уравнение (17), можно получить преобразование Лапласа выходного сигнала системы в виде

$$Y(p) = \frac{X^*(p)W_1^*(p)W_2(p)W_4(p)}{1+W_1^*(p)[W_2W_3^*(p)+W_2W_4W_5^*(p)]} \quad (18)$$

и передаточную функцию системы

$$\Phi(p) = \frac{W_1^*(p)W_2(p)W_4(p)}{1+W_1^*(p)[W_2W_3^*(p)+W_2W_4W_5^*(p)]} \quad (19)$$

Передаточная функция (19) показывает способ построения ЧХ двухконтурной НДС.

Более простой путь построения ЧХ такой системы может быть получен из передаточной функции (рис.7, б).

$$\Phi(p) = \frac{D(p)W_4(p)}{1+DW_4W_5^*(p)} \quad (20)$$

Зная передаточную функцию $D(p)$ (14), строим соответствующие ей ЧХ, а затем с использованием передаточной функции (20) по той же методике – ЧХ замкнутой системы. При анализе систем лучше использовать последовательное построение ЧХ отдельных контуров, что позволит проанализировать устойчивость и показатели качества отдельных контуров.

РАСЧЕТ СЛОЖНЫХ НДС НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ С НЕСИНХРОННЫМИ ИМПУЛЬСНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ И С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

При наличии в НДС запаздывания порядок синтеза ДКУ методом логарифмических частотных характеристик остается прежним, а учет запаздывания приводит к изменению вида фазовой и амплитудной характеристик системы. Систему с запаздыванием можно рассчитать по ее частотной характеристике.

Приведенная частотная характеристика простой НДС с запаздыванием записывается выражением

$$\Phi_{II}(j\omega) = \frac{j\omega X^*(j\omega) W_{\text{д.к.у.}}^* (j\omega) W(j\omega) e^{-i\omega\tau}}{1 + W_{\text{д.к.у.}}^* (j\omega) [W(j\omega) e^{-i\omega\tau}]^*} \quad (21)$$

Из которого виден порядок анализа системы на устойчивость, синтеза ДКУ и построения переходного процесса по приведенным ЛЧХ. Анализ устойчивости производится путем построения разомкнутой системы с учетом запаздыванием существенно отличается от характеристического уравнения такой же системы без запаздывания. Так же, как в теории непрерывных систем, для анализа устойчивости НДС с запаздыванием целесообразно воспользоваться частотным критерием. Аналитический расчет таких систем можно выполнить с использованием смещенного дискретного преобразования., что при наличии запаздывания приводит к большим трудностям, особенно для сложных систем.

В дискретной непрерывной САУ наличие запаздывания, так же, как и в дискретных системах, может вызвать эффект стабилизации. Если в НДС необходима коррекция в виде отставания по фазе, то система может быть сделана устойчивой с помощью элемента чистого запаздывания. Такой эффект дает элементарный фильтр с передаточной функцией $(1/\tau + b)$.

Рассмотрим особенности расчета систем с несинхронными импульсными элементами. Такие системы обычно анализируют с помощью смещенного дискретного преобразования, однако и в этом случае метод ЛЧХ дает более простой путь исследования. С помощью эквивалентной структурной схемы можно легко определить преобразование Лапласа выходного сигнала системы.

$$Y(p) = \frac{X^*(p) [W_1(p) e^{p\tau}]^* W_2(p) e^{-p\tau}}{1 + [W_1(p) e^{p\tau}]^* [W_2(p) e^{-p\tau}]^*} \quad (22)$$

и приведенную частотную характеристику

$$\Phi_{II}(j\omega) = \frac{j\omega X^*(j\omega) [W_1(j\omega) e^{j\omega\tau}]^* W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}}{1 + [W_1(j\omega) e^{j\omega\tau}]^* [W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}]^*} \quad (23)$$

Эти выражения определяют порядок синтеза такой системы. При этом для построения характеристик разомкнутых НДС необходимо воспользоваться правилами, описывающими порядок построения ЛЧХ при наличии в непрерывной части запаздывания и определяющей функции. В этом случае находим характеристики, соответствующие функции с опережением, по формуле

$$[W_1(j\omega) e^{j\omega\tau}]^* = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(\omega+n\omega T\tau)} W_1[j(\omega + n\omega T)] \quad (24)$$

и характеристики, соответствующие функции с запаздыванием,

$$[W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}]^* = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega+n\omega T\tau)} W_2[j(\omega + n\omega T)]. \quad (25)$$

Сложением этих характеристик получают ЛЧХ разомкнутой НДС. Дальнейший порядок анализа системы сохраняется прежним: оценка устойчивости, анализ показателей качества, в том числе и оценка параметров высокочастотных колебаний на выходе системы. Методика синтеза такой НДС несколько сложнее. Она может рассматриваться для двух случаев.

1. Если коррекция в такой системе $W_1(p)$ осуществляется с помощью аналоговых элементов, то определение передаточной функции корректирующего устройства несколько затруднено из-за наличия

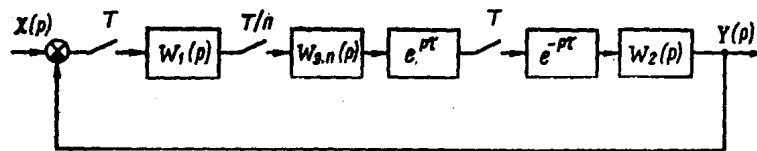


Рис. 8. Структурная схема НДС с дополнительным импульсным элементом и идеальным экстраполятором

в числителе и знаменателе совместного дискретного преобразования передаточной функции корректирующего устройства и звена опережения $e^{j\omega\tau}$. В такой системе синтез целесообразно проводить непосредственно методом ЛЧХ с заменой импульсных элементов и экстраполяторов запаздывающими звеньями или без такого преобразования. Но в этом случае следует более строго подходить к соотношению периода повторения и постоянных времени системы. Точнее говоря, возможность применения этих методов определяется правильным выбором периода повторения импульсного элемента при согласовании его со спектром сигнала на входе рассматриваемого импульсного элемента.

2. Несинхронные НДС можно рассчитывать, используя эквивалентное включение в схему дополнительного импульсного элемента и идеального экстраполятора (рис. 8). Для такой схемы $W_1(p)$ можно определить как для дискретного корректирующего устройства с помощью графиков элементарных корректирующих устройств при последующем переходе к передаточной функции непрерывного корректирующего устройства с учетом типа экстраполятора, установленного в $W_1(p)$. Для

синтеза корректирующего устройства полученную схему следует преобразовать по правилам эквивалентного представления импульсного элемента, работающего с повышенной частотой, и синтез корректирующего устройства проводить для полученной схемы по правилам расчета многократных систем.

Если же $W_1(p)$ — цифровое корректирующее устройство, то на выходе его в эквивалентной структурной схеме можно поставить импульсный элемент, работающий синфазно с первым, и приведенная частотная характеристика примет вид

$$\Phi_n(j\omega) = \frac{j\omega X^*(j\omega) W_1^*(j\omega) [e^{j\omega\tau}]^* W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}}{1 + W_1^*(j\omega) [e^{j\omega\tau}]^* [W_2(j\omega) e^{-j\omega\tau}]^*}. \quad (26)$$

Для такой системы синтез цифрового корректирующего устройства незначительно сложнее синтеза обычной НДС. Исследование показателей качества таких систем производится обычным методом.

Более сложно несинхронные НДС исследовать с помощью таких же методов при замене несинхронных систем эквивалентными структурными схемами с синхронными импульсными элементами. Следует отметить, что для несинхронных НДС существует оптимальное значение τ , при котором имеет место максимальное значение допустимого коэффициента передачи. Это обстоятельство можно использовать для улучшения устойчивости системы введением несинхронного прерывания. Для определения оптимального значения τ необходимо проделать синтез для нескольких значений τ , а затем выбрать то значение, которое позволяет воспользоваться максимальным коэффициентом усиления. Если для исследования такой системы использовать метод смещенного дискретного преобразования, необходимые вычисления становятся очень громоздкими. Метод же ЛЧХ позволяет выполнять анализ и синтез таких систем просто и с достаточной точностью.

Рецензент: к.т.н. В.П. Пасько