Аналитические методы синтеза цифровых следящих систем

Конспект лекций

Лекция 10.

Анализ характера нулей дискретного объекта управления.

Постановка задачи этапа 2 синтеза цифровых следящих систем (ЦСС) по заданным показателям качества – определение цифрового устройства управления.

Структурная схема синтезируемой ЦСС с управлением по выходу и воздействиям.

Понятие двумерного цифрового устройства управления.

Аналитический метод определения дискретных ПФ ЦСС с заданными высоким порядком астатизма и показателями качества.

Базовая вычислительная структура

Обобщённый вид передаточной функции объекта управления (ОУ)

Непрерывная модель | **Дискретная модель**

Уравнение «вход-выход» ОУ:

$$A(p)y(p) = B(p)u(p) + F(p)f(p)$$

$$A(z)y(z) = B(z)u(z) + F(z)f(z)$$

Передаточные функции ОУ по управлению $W_{yu}(p \text{ или } z)$ и по возмущению $W_{yf}(p \text{ или } z)$:

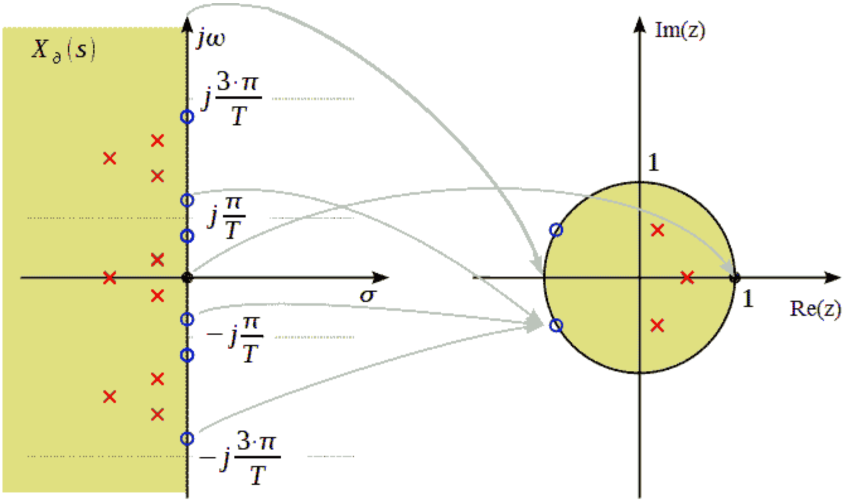
$$W_{yu}(p) = \frac{y(p)}{u(p)} = \frac{B(p)}{A(p)} \qquad W_{yf}(p) = \frac{y(p)}{f(p)} = \frac{F(p)}{A(p)}$$

$$W_{yu}(z) = \frac{y(z)}{u(z)} = \frac{z-1}{z} Z_T\left\{\frac{W_{yu}(p)}{p}\right\} = \frac{B(z)}{A(z)} \qquad W_{yf}(z) = \frac{y(z)}{f(z)} = \frac{z-1}{z} Z_T\left\{\frac{W_{yf}(p)}{p}\right\} = \frac{F(z)}{A(z)}$$

Обобщённый вид передаточной функции:

$$W_{yu}(p) = \frac{y(p)}{g(p)} = \frac{\mathrm{B}(p)}{A(p)} = \frac{\beta_m p^m + \beta_{m-1} p^{(m-1)} + \cdots + \beta_1 p + \beta_0}{\alpha_n p^n + \alpha_{n-1} p^{(n-1)} + \cdots + \alpha_1 p + \alpha_0} = \frac{\beta_m \prod_{i=1}^{m}(p - p_i^B)}{\alpha_n \prod_{j=1}^{n}(p - p_j^A)}$$

$$W_{yu}(z) = \frac{z-1}{z} * Z_T\left\{\frac{W_{yu}(p)}{p}\right\} = \frac{y(z)}{g(z)} = \frac{\mathrm{B}(z)}{A(z)} = \frac{\beta_m z^m + \beta_{m-1} z^{(m-1)} + \cdots + \beta_1 z + \beta_0}{\alpha_n z^n + \alpha_{n-1} z^{(n-1)} + \cdots + \alpha_1 z + \alpha_0} = \frac{\beta_m \prod_{i=1}^{m}(z - z_i^B)}{\alpha_n \prod_{j=1}^{n}(z - z_j^A)}$$



p_i^B – корни (комплексные или действительные) полинома числителя $\mathrm{B}(p)$ ПФ непрерывного ОУ

p_j^A – корни (комплексные или действительные) полинома числителя $A(p)$ передаточной функции системы

z_i^B – корни (нули) полинома числителя $\mathrm{B}(z)$ ПФ дискретного ОУ

z_i^A – корни (полюса) полинома числителя $A(z)$ ПФ дискретного ОУ

T –период дискретизации

Выбор периода дискретизации

Период дискретизации Т необходимо выбирать по скорости протекания всех процессов (определяются частотами сигналов), протекающих в ЦСС с учетом известной теоремы В.А. Котельникова:

непрерывный сигнал с ограниченным спектром можно точно восстановить по его дискретным отсчётам, если они были взяты с частотой дискретизации, превышающей максимальную частоту сигнала минимум в два раза.

Выбор периода дискретизации проведем по ПФ непрерывного ОУ и желаемой ПФ непрерывного прототипа, т.к. эти характеристики следящей системы являются исходными при переходе от непрерывных моделей к дискретным и содержат информацию о скорости протекания всех процессов:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \qquad T \le \frac{\pi}{k \cdot 2\omega_{max}} \qquad k \ge 1$$

из практики можно выбирать и значительно большие значения, ограничение вызвано физическим интерфейсом обмена информацией

где ω_{max} – максимальная частота гармонических составляющих переменных объекта управления, системы и внешних воздействий (задающего и возмущающего) и определяется по формуле, [рад/с]:

$$\omega_{max} = \max_i \left\{ \begin{matrix} \left|Im\left(p_{i,к}^{A}\right)\right|; \left|Im\left(p_{i,к}^{H}\right)\right|; \\ \dfrac{1}{\left|Re\left(p_{i,к}^{A}\right)\right|}; \dfrac{1}{\left|Re\left(p_{i,к}^{H}\right)\right|}; \dfrac{1}{\left|Re\left(p_{i,в}^{A}\right)\right|}; \dfrac{1}{\left|Re\left(p_{i,в}^{H}\right)\right|}; \\ \left|\omega_{max,g}\right|; \left|\omega_{max,f_i}\right| \end{matrix} \right\}$$

$p_{i,к}^{A}$; $p_{i,к}^{H}$ **и** $p_{i,в}^{A}$; $p_{i,в}^{H}$ **– комплексные и вещественные корни характеристических полиномов непрерывного объекта управления $A(p)$ и непрерывного прототипа $H(p)$;**

$\omega_{max,g}$, ω_{max,f_i} **– максимальные частоты гармонических составляющих задающего g(t) и возмущающих $f_i(t)$ воздействий, рад/с.**

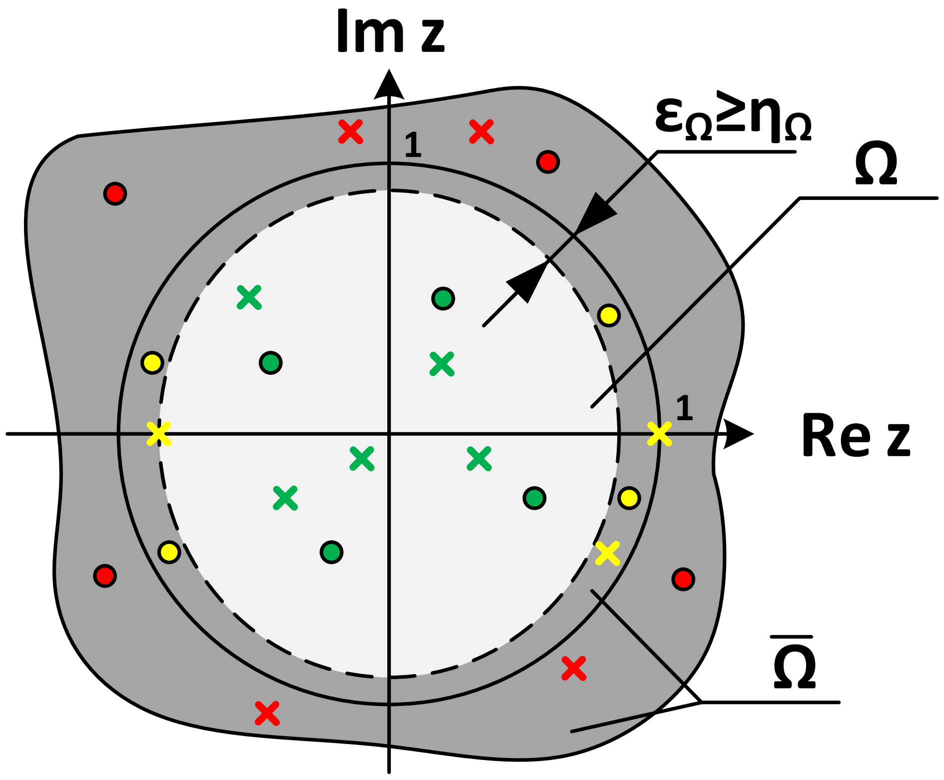
При этом учитываются только те вещественные корни, которые не равны нулю, т.е. $p_{i,в}^{A} \ne 0; p_{i,в}^{H} \ne 0$. Если некоторые переменные системы из выражения на момент выбора периода дискретизации T не определены, то они не учитываются при расчете ω_{max}.

Анализ характера нулей дискретного объекта управления (ДОУ)

$$\left|z_i^B\right| \leq 1 - \varepsilon_\Omega, \qquad i \in [1, degB(z)] \tag{10.5}$$

где z_i^B - корни полинома $B(z)$ ДОУ;
ε_Ω – малое положительно число, выбираемое из условия $\varepsilon_\Omega \geq \eta_\Omega$;
η_Ω – желаемый запас устойчивости синтезируемой ЦСС.
Здесь Ω – множество полиномов, корни которых располагаются в области допустимого по требованиям к степени устойчивости расположения корней характеристического полинома системы.

Если хотя бы для одного корня полинома $B(z)$ условие (10.5) не выполняется, то ДОУ является объектом с «внешними» нулями.



Для ДОУ с «внутренними» нулями :

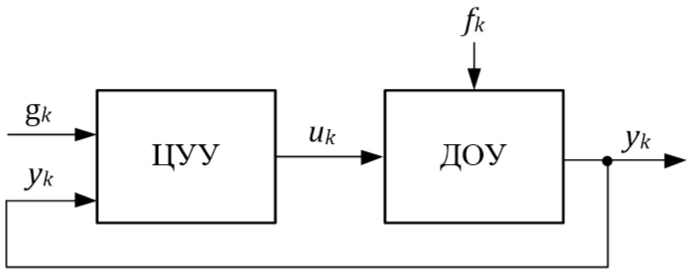
$$B(z) = \beta_m B_\Omega(z), \qquad B_\Omega(z) \in \Omega.$$

Для ДОУ с «внешними» нулями :

$$B(z) = \beta_m B_\Omega(z) B_{\bar\Omega}(z), \qquad B_\Omega(z) \in \Omega, \quad B_{\bar\Omega}(z) \notin \Omega.$$

- «внешние» нули (желтые на границе устойчивости)
- «внутренние» нули
- полюса неустойчивой дискретной системы (желтые – на границе устойчивости)
- полюса устойчивой дискретной системы

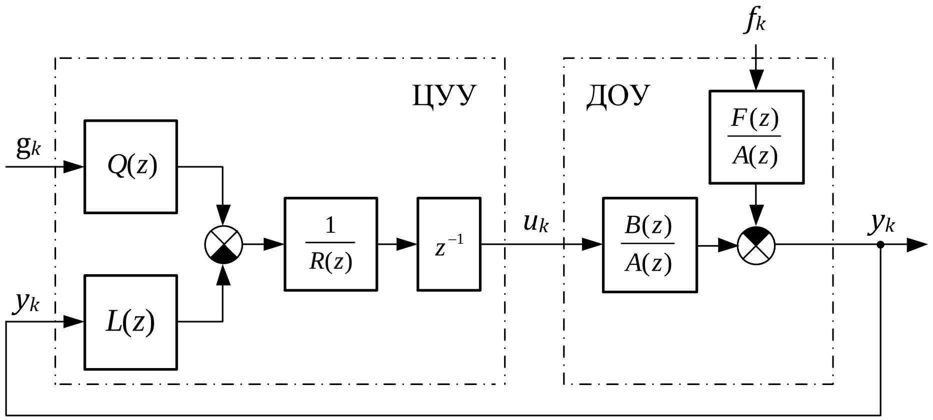
Постановка задачи синтеза цифрового устройства управления



ЦУУ –цифровое устройство управления (двумерное);

ДОУ – дискретный объект управления.

gk - задающее воздействие;
εk - рассогласование (отклонение);
yk - выходная переменная;
fk - возмущение.



Уравнение «вход-выход» физически реализуемого двумерного ЦУУ с учетом запаздывания на период:

$$R(z)u(z) = Q(z)z^{-1}g(z) - L(z)z^{-1}y(z), \tag{10.1}$$

$$\mu_{\text{цуу}} \geq 1, \qquad deg\,R(z) \geq deg\,L(z), deg\,R(z) \geq deg\,Q(z) \tag{10.2}$$

Уравнение «вход-выход» дискретного объекта управления:

$$A(z)y(z) = B(z)u(z) + F(z)f(z); \tag{10.3}$$

$$degB(z) < degA(z), \qquad degF(z) < degA(z).$$

Искомый алгоритм работы двумерного ЦУУ:

$$u_k = (g_{k-i}, y_{k-i}, u_{k-i})\ \forall k > 1, i = 1, 2, \dots \tag{10.4}$$

deg –значение степени соответствующего полинома

Полиномы ДОУ известны:

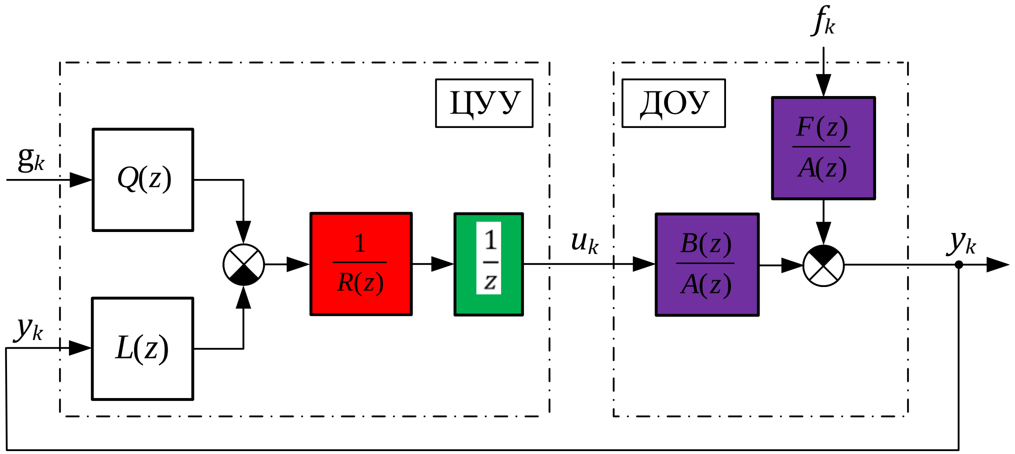
$$A(z), B(z), F(z)$$

Полиномы ЦУУ неизвестны:

$$R(z), Q(z), L(z) - ?$$

$\mu_{\text{дин.зв.}}$ - *относительный порядок динамического звена (ДЗ), т.е. разница степеней полиномов знаменателя и числителя ПФ ДЗ соответственно*

Синтез цифрового устройства управления



$$R(z) = \rho_0 + \rho_1 z + \cdots + \rho_r z^r \qquad r = degR(z)$$

$$L(z) = \lambda_0 + \lambda_1 z + \cdots + \lambda_l z^l \qquad l = degL(z)$$

$$Q(z) = \theta_0 + \theta_1 z + \cdots + \theta_q z^q \qquad q = degQ(z)$$

$$B(z) = \beta_0 + \beta_1 z + \cdots + \beta_m z^m \qquad m_B = degB(z)$$

$$A(z) = \alpha_0 + \alpha_1 z + \cdots + \alpha_n z^n \qquad n = degA(z)$$

$$B(z) = \beta_m B_\Omega(z);$$

$$A(z) = (z-1)^{\nu_A}\bar{A}(z); \qquad \bar{n} = deg\bar{A}(z) = n\text{-}\nu_A$$

$$F(z) = (z-1)^{\nu_F}\bar{F}(z)$$

ν_A – число единичных нулей полинома $A(z)$, т.е. число чистых интеграторов в непрерывной части, причем $\nu_A \geq 0$, а $\bar{A}(z)$ – такой полином, что $\bar{A}(1) \neq 0$;

ν_F – число единичных нулей полинома $F(z)$, причем $\nu_F \geq 0$, а $\bar{F}(z)$ – такой полином, что $\bar{F}(1) \neq 0$

Необходимые показатели качества, в том числе и заданный порядок астатизма, синтезируемой ЦСС учитывается с помощью желаемой дискретной ПФ вида:

$$W^*_{yg}(z) = \frac{H_0(z)}{H(z)\,z^w} \qquad h0 = degH_0(z) \qquad h = degH(z) \qquad h + w - h_0 \geq n + 1 - m_B$$

Полиномы R, Q и L из полиномиального уравнения ЦУУ определяются путем приравнивания ПФ синтезируемой замкнутой системы <u>с частично заданной структурой</u> (схема которой приведена) и желаемой ПФ дискретной системы с учетом условий физической реализуемости, условий астатизма (*<u>порядок синтезируемой системы $n_{сис} = n + r + 1$</u>*):

$$W^{зам}_{yg}(z) = \frac{W_{цуу}(z)\,W_{доу}(z)}{1 + W_{цуу}(z)\,W_{доу}(z)} = \frac{B(z)Q(z)}{zA(z)R(z) + B(z)L(z)} = \frac{H_0(z)B_\Omega(z)z^\mu}{H(z)B_\Omega(z)z^{\mu+w}} = W^*_{yg}(z)$$

Необходимое число сумматоров ν_R, которые дополнительно необходимо ввести в ЦУУ для обеспечения заданных порядков астатизма ν_g^* и ν_f^* системы

$$\nu_R = max\{0, \nu_g^* - \nu_A, \nu_f^* - \nu_F\}$$

$$R(z) = (z-1)^{\nu_R} B_\Omega(z)\tilde{R}(z); \quad L(z) = z\tilde{L}(z); \quad \tilde{r} = deg\tilde{R}(z) = r - \nu_R - m_B; \quad \tilde{l} = deg\tilde{L}(z) = l - 1$$

$$\frac{\beta_m B_\Omega(z)Q(z)}{z(z-1)^{\nu_A}\bar{A}(z)(z-1)^{\nu_R}B_\Omega(z)\tilde{R}(z) + \beta_m B_\Omega(z)z\tilde{L}(z)} = \frac{H_0(z)B_\Omega(z)z^\mu}{H(z)B_\Omega(z)z^{\mu+w}}$$

$$\tilde{A}(z) = (z-1)^{\nu_R}A(z) = (z-1)^{\nu_R}(z-1)^{\nu_A}\bar{A}(z) \qquad D(z) = H(z)z^{\mu+w-1}$$

$$\frac{\beta_m Q(z)}{\tilde{A}(z)\tilde{R}(z) + \beta_m\tilde{L}(z)} = \frac{H_0(z)z^\mu}{H(z)z^{\mu+w-1}} \qquad \frac{\beta_m Q(z)}{\tilde{A}(z)\tilde{R}(z) + \beta_m\tilde{L}(z)} = \frac{H_0(z)z^\mu}{D(z)} \qquad \begin{matrix}\tilde{n} = deg\tilde{A}(z)\\ d = degD(z)\end{matrix}$$

Приравниваем числители и знаменатели левой и правой части соответственно, получаем полиномиальные уравнения относительно искомых полиномов R, L и Q ЦУУ:

$$\tilde{A}(z)\tilde{R}(z) + \beta_m\tilde{L}(z) = D(z) \qquad Q(z) = \beta_m^{-1}H_0(z)z^\mu$$

Синтез цифрового устройства управления. Расчет параметров синтеза с учетом ограничений

$$\tilde{A}(z)\tilde{R}(z) + \beta_m \tilde{L}(z) = D(z) \qquad (3.21)$$

При решении полиномиального уравнения (3.21) необходимо сначала определить степени $\tilde{r} = \deg\tilde{R}(z)$ и $\tilde{l} = \deg\tilde{L}(z)$ искомых полиномов $\tilde{R}(z)$ и $\tilde{L}(z)$, а также параметры μ и w. При этом необходимо учесть следующие ограничения [132, 56]:

- степени полиномов $L(z)$ и $Q(z)$ должны быть не больше степени полинома $R(z)$;

- относительный порядок желаемой ПФ замкнутой системы должен быть не меньше относительного порядка заданной части с учетом запаздывания на такт в ЦУУ, т.е.

$$h + w - h_0 \geq n + 1 - m_B; \qquad (3.24)$$

- число коэффициентов полиномов $\tilde{R}(z)$, $\tilde{L}(z)$ должно быть не меньше числа уравнений в алгебраической системе, эквивалентной полиномиальному уравнению (3.21), т.е.

$$r - \nu_R - m_B + 1 + l \geq n + \nu_R + r - \nu_R - m_B + 1; \qquad (3.25)$$

- степень полинома в левой части (3.21) должна быть равна степени полинома в его правой части, т.е.

$$n + \nu_R + r - m_B - \nu_R = h + \mu + w - 1. \qquad (3.26)$$

Учет всех ограничений (3.24)-(3.26) при условиях [132, 56] $h = n$ и

$$l = r \qquad (3.27)$$

приводит к следующим соотношениям, которые определяют искомые параметры и степени полиномов

$$w = h_0 - m_B + 1; \qquad (3.28)$$

$$\mu = n + \nu_R - h_0, \qquad (3.29)$$

$$\tilde{r} = n - m_B;\ \tilde{l} = n + \nu_R - 1. \qquad (3.30)$$

При этом с учетом обозначений $d = \deg D(z)$, $\tilde{n} = \deg\tilde{A}(z)$, получим

$$d = h + \mu + w - 1;\ \tilde{n} = n + \nu_R; \qquad (3.31)$$

$$r = n + \nu_R. \qquad (3.32)$$

Синтез цифрового устройства управления. Расчет полиномов R(z) и L(z)

$$\boldsymbol{\tilde{A}(z)\tilde{R}(z) + \beta_m \tilde{L}(z) = D(z)} \qquad (3.21)$$

$$\tilde{A}(z) = (z-1)^{\nu_R} A(z), \qquad (3.22)$$

$$D(z) = H(z) z^{\mu+w-1}. \qquad (3.23)$$

$$\tilde{R}(z) = \tilde{\rho}_0 + \tilde{\rho}_1 z + \cdots + \tilde{\rho}_{\tilde{r}} z^{\tilde{r}}; \quad \tilde{L}(z) = \tilde{\lambda}_0 + \tilde{\lambda}_1 z + \cdots + \tilde{\lambda}_{\tilde{l}} z^{\tilde{l}}; \qquad (3.33)$$

$$\tilde{A}(z) = \tilde{\alpha}_0 + \tilde{\alpha}_1 z + \cdots + \tilde{\alpha}_{\tilde{n}} z^{\tilde{n}}; \quad D(z) = \gamma_0 + \gamma_1 z + \cdots + \gamma_d z^d. \qquad (3.34)$$

С учетом введенных обозначений (3.22) и (3.23), (3.33) и (3.34) систему алгебраических уравнений, эквивалентную полиномиальному уравнению (3.21), можно записать [56] следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \beta_m & 0 & 0 & \dots & \tilde{\alpha}_0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \beta_m & 0 & \dots & \tilde{\alpha}_1 & \tilde{\alpha}_0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & \beta_m & \dots & \vdots & \tilde{\alpha}_1 & \tilde{\alpha}_0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \tilde{\alpha}_{\tilde{n}-1} & \vdots & \tilde{\alpha}_1 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \tilde{\alpha}_{\tilde{n}} & \tilde{\alpha}_{\tilde{n}-1} & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \tilde{\alpha}_{\tilde{n}} & \tilde{\alpha}_{\tilde{n}-1} & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \tilde{\alpha}_{\tilde{n}} & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\lambda}_0 \\ \tilde{\lambda}_0 \\ \vdots \\ \tilde{\lambda}_{\tilde{l}} \\ \tilde{\rho}_0 \\ \tilde{\rho}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\rho}_{\tilde{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_0 \\ \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \gamma_{d-1} \\ \gamma_d \end{bmatrix}. \qquad (3.35)$$

Отметим, что матрица системы (3.35) всегда имеет $\tilde{l}+1$ столбцов с коэффициентами β_m и $\tilde{r}+1$ столбцов с коэффициентами полинома $\tilde{A}(z)$. Коэффициенты β_m располагаются на диагонали матрицы. Коэффициенты полинома $\tilde{A}(z)$ в каждом столбце располагаются в порядке возрастания индекса, начиная с первой строки. В последующих столбцах коэффициенты полинома $\tilde{A}(z)$ сдвигаются вниз на одну строку. Таким образом, число строк $N_у$, равных количеству уравнений, и число неизвестных $N_н$, равных суммарному количеству коэффициентов полиномов $\tilde{R}(z)$ и $\tilde{L}(z)$, определяются следующими выражениями:

$$N_у = d+1; \;\; N_н = \tilde{l} + \tilde{r} + 2. \qquad (3.36)$$

При этом матрица системы (3.35) всегда квадратная и выполняется условие $N_у = N_н$.

В результате решения системы (3.35) определяются численные значения коэффициентов $\tilde{\lambda}_i$ и $\tilde{\rho}_i$ полиномов $\tilde{R}(z)$ и $\tilde{L}(z)$. Затем по (3.20) находятся искомые полиномы $R(z)$ и $L(z)$.

Тогда, в соответствии с уравнением (3.16) при условии $\mu + w \geq 1$ полиномы $R(z)$ и $L(z)$ имеют вид

$$R(z) = (z-1)^{\nu_R} B_\Omega(z) \tilde{R}(z), \quad L(z) = z\tilde{L}(z), \qquad (3.20)$$

$$zA(z)R(z) + \beta_m B_\Omega(z) L(z) = H(z) B_\Omega(z) z^{\mu+w}. \qquad (3.16)$$

Синтез цифрового устройства управления. Расчет полиномов Q(z)

$$\frac{B(z)Q(z)}{zA(z)R(z)+B(z)L(z)} = \frac{H_0(z)B_\Omega(z)z^\mu}{H(z)B_\Omega(z)z^{\mu+w}} \qquad (3.15)$$

$$B(z) = \beta_m B_\Omega(z); \qquad (3.5)$$

Из условия равенства числителей в (3.15) с учетом выражения (3.5) вытекает следующее соотношение для определения полинома $Q(z)$ ЦУУ:

$$Q(z) = \beta_m^{-1} H_0(z) z^\mu . \qquad (3.37)$$

Как видно из выражения (3.37), степень $q = \deg Q(z) = h_0 + \mu$. Тогда с учетом (3.29) и (3.32) для ЦСС объектом с «внутренними» нулями получим

$$q = r. \qquad (3.38)$$

Представим полиномы $R(z)$, $L(z)$, $Q(z)$ в виде

$$\begin{aligned} R(z) &= \rho_0 + \rho_1 z + \cdots + z^r; \\ L(z) &= \lambda_0 + \lambda_1 z + \cdots + \lambda_l z^l; \\ Q(z) &= \theta_0 + \theta_1 z + \cdots + \theta_q z^q, \end{aligned} \qquad (3.39)$$

где все коэффициенты полиномов $R(z)$, $L(z)$, $Q(z)$, полученные в ходе синтеза, поделены на коэффициент ρ_r при старшей степени полинома $R(z)$.

Полагая в уравнение «вход-выход» ЦУУ (3.1) полиномы $R(z)$, $L(z)$, $Q(z)$ вида (3.39),получим:

$$\begin{aligned} &(z^r + \rho_{r-1}z^{r-1} + \cdots + \rho_0)u(z) \\ &\quad = (\theta_q z^{q-1} + \theta_{q-1}z^{q-2} + \cdots + \theta_0)\mathrm{g}(z) \\ &\quad - (\lambda_l z^{l-1} + \lambda_{l-1}z^{l-2} + \cdots + \lambda_0)y(z). \end{aligned} \qquad (3.40)$$

Приведенные соотношения (3.2) – (3.5), (3.7) – (3.40) составляют аналитическую основу разработанного в работе метода синтеза ЦСС объектами с «внутренними» нулями.

С получением уравнения ЦУУ вида (3.40) формальная процедура синтеза ЦСС с заданными показателями качества заканчивается. Однако для завершения процесса синтеза необходимо промоделировать полученную систему и убедиться, что полученные полиномы $R(z)$, $L(z)$ и $Q(z)$, обеспечивают заданные показатели качества процесса управления. При этом целесообразно объект управления моделировать по его непрерывной модели, а ЦУУ по его алгоритму функционирования с учетом дискретизации по времени и квантованию по уровню.

Алгоритм работы ЦУУ. Базовая вычислительная структура

Искомый алгоритм работы двумерного ЦУУ, ищется в виде разностного уравнения, которое определяет управление u_k как функцию предыдущих значений задающего воздействия, управляемой переменной и управления, т.е. $u_k = (g_{k-i}, y_{k-i}, u_{k-i})\ \forall k > 1, i = 1,2, \dots$

Разделим обе части уравнения (3.40) на z^r, и перейдем к оригиналам, получим:

$$u_k = \sum_{i=0}^{r} \theta_{r-i} g_{k-i-1} - \sum_{i=0}^{r} \lambda_{r-i} y_{k-i-1} - \sum_{i=1}^{r} \rho_{r-i} u_{k-i}. \qquad (3.41)$$

Выражение (3.41) представляет собой алгоритм работы искомого двумерного ЦУУ.

В том случае, когда измеряются не g_k и y_k, а сигналы g_k и ε_k или y_k и ε_k, то алгоритм работы двумерного ЦУУ ищется в виде $u_k = (\varepsilon_{k-i}, y_{k-i}, u_{k-i})$ или $u_k = (g_{k-i}, \varepsilon_{k-i}, u_{k-i})\ \forall k > 1, i = 1,2, \dots$ соответственно.

Алгоритм вычисления управления u_k в БВС определяется следующим выражением:

$$u_k = \sum_{i=0}^{r_{\text{БВС}}} a_{r_{\text{БВС}}-i} \varepsilon_{k-i-1} - \sum_{i=0}^{r_{\text{БВС}}} b_{r_{\text{БВС}}-i} y_{k-i-1} - \sum_{i=1}^{r_{\text{БВС}}} d_{r_{\text{БВС}}-i} u_{k-i} \qquad (3.44)$$

где a_i, b_i, d_i – программируемые коэффициенты рекурсивного алгоритма БВС, определяемые численными значениями коэффициентов синтезированных полиномов $R(z)$, $Q(z)$, $L(z)$; $r_{\text{БВС}}$ – порядок БВС, определяющий количество элементов задержек, умножителей и сумматоров для реализации алгоритма (3.44).

Структурная схема двумерного ЦУУ