# ПОРЯДОК ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЦДА РАССЕВА СЫПУЧИХ УДОБРЕНИЙ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

Закалин Е.Н., Сорочкина О.Ю.

*Донской государственный технический университет*

*Ростов на Дону, Россия*

Оптимизация параметров центробежного дискового аппарата(ЦДА) достигаются путем последовательных итераций процедур цифрового регулятора по критерию максимального быстродействия. Процесс поиска оптимальных параметров центробежного дискового аппарата завершается при выполнении условия:

$$T_у = T_{доп} \pm \varepsilon , \qquad (1)$$

где $T_у$ - время управления, $T_{доп}$ - допустимое время, определяемое параметрами внешних воздействий, $\varepsilon$ - допустимая погрешность времени управления.

Под максимальным быстродействием будем понимать свойство системы отрабатывать входное воздействие вида ступенчатой функции без перерегулирования за конечное и минимальное время. Начальные условия для рассматриваемых систем принимаются нулевыми.

Искомый цифровой регулятор будем рассматривать как усилитель с переменным коэффициентом усиления $K_n$, принимающим различные значения на различных интервалах прерывания /1/. $T_д$ - постоянная времени датчика.

Рассматриваемые системы (система I-рис.1,система II-рис.2, системаIII- рис.3) представлены в виде схем в переменных состояния с нелинейной характеристикой $N_з$.

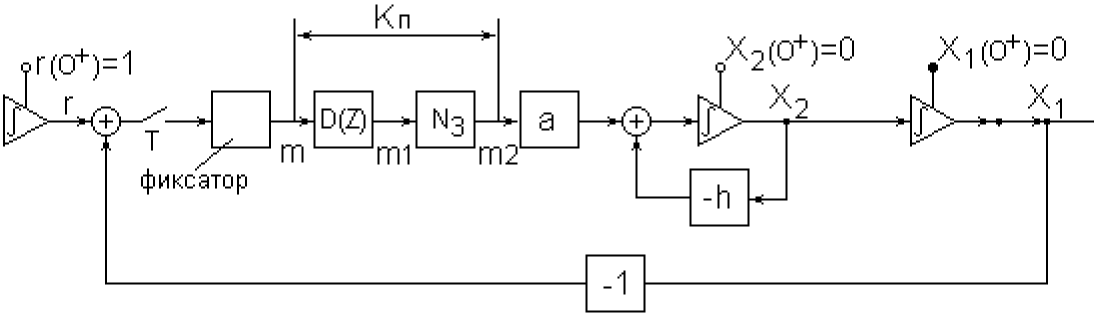


Рис.1. Схема в переменных состояния цифровой дискретной системы управления одноемкостным процессом рассева центробежным дисковым аппаратом с нелинейной характеристикой $N_3$ и астатическим исполнительным механизмом.

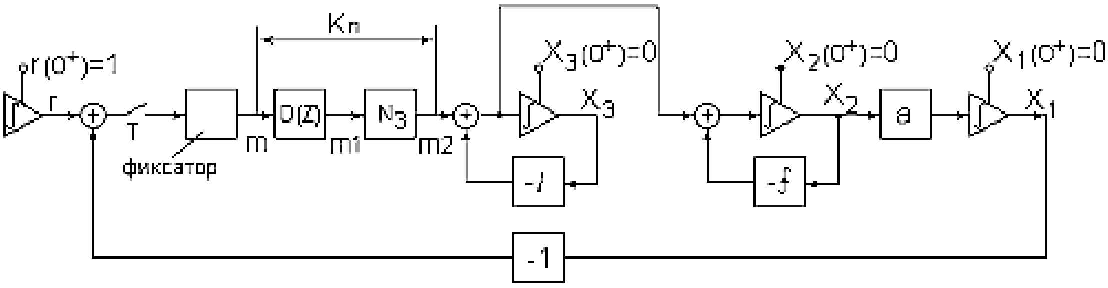


Рис. 2. Схема в переменных состояния цифровой дискретной системы управления двухъемкостным техпроцессом рассева центробежным дисковым аппаратом с нелинейной характеристикой $N_3$ и астатическим регулирующим устройством.

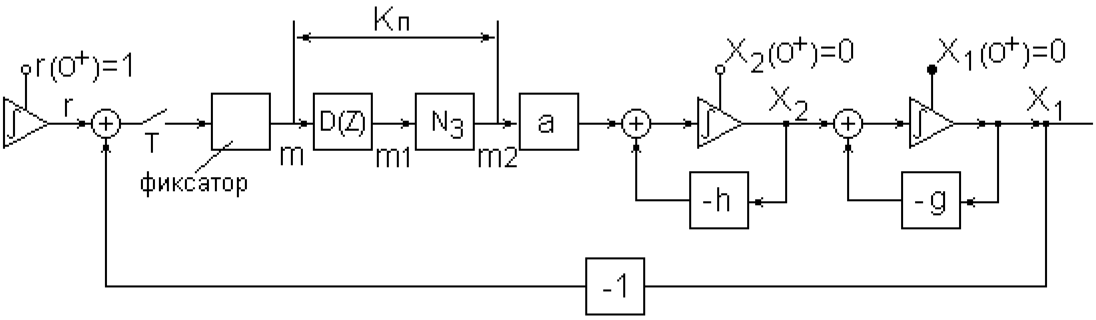


Рис.3. Схема в переменных состояния цифровой дискретной системы управления одноемкостным процессом рассева центробежным дисковым аппаратом с нелинейной характеристикой $N_3$ и статическим регулятором.

Линейная часть систем описывается совокупностью линейных дифференциальных уравнений первого порядка с постоянными коэффициентами, которая в векторной форме имеет вид:

$$\frac{dV(\lambda)}{d\lambda} = AV(\lambda), \qquad (2)$$

где $\lambda = t - nT$ ; $\quad 0 < \lambda \le T$ .

Вектор состояния $V$ включает компоненты вектора входа $r$ и вектора состояния управляемого техпроцесса

$$V = \left[ r, X \right]^T . \tag{3}$$

Для систем I – III имеем:

$$\left.\begin{array}{ll} V_I = & [r, \quad x_1, \quad x_2, \quad m \quad\quad ]^T \\ V_{II} = & [r, \quad x_1, \quad x_2, \quad x_3, \quad m \ ]^T \\ V_{III} = & [r, \quad x_1 \quad x_2 \quad m \quad\quad ]^T \end{array}\right\} . \tag{4}$$

Применение прямого одностороннего преобразования Лапласа к уравнению (1) позволяет получить:

$$V(p) = [pI \text{ - } A]^{\ 1} V\left(0^+\right), \tag{5}$$

где: $I$ - единичная матрица размера $j \times j$ ( $j$ - число переменных состояния, используемых для описания процесса управления).

Квадратные матрицы $A$ для систем I-III имеют вид:

$$A_I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & l & aK_{\Pi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} A_{II} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -f & l & K_{\Pi} \\ 0 & 0 & 0 & -f & K_{\Pi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} A_{III} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -q & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -h & aK_{\Pi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \tag{6}$$

Применяя $L^{-1}$преобразование к уравнению (4), получаем решение дифференциальных уравнений состояния в виде:

$$V(t) = \Phi(t - nT) V\left(nT^+\right), \tag{7}$$

где $\Phi(\lambda)$ - расширенная матрица перехода, определяемая выражением

$$\Phi(\lambda) = L^{-1}[pI - A]^{-1}, \tag{8}$$

Начальные условия для дифференциального уравнения (1) запишем в векторной форме как

$$V\left(nT^+\right) = BV(nT), \tag{9}$$

где квадратная матрица переходных состояний $B$ определяется из схем в переменных состояния (рис. 1-3).

Для систем I-III имеем

$$B_I = B_{III} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{II} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad (10)$$

Используем далее процедуру синтеза оптимального входного сигнала $m$, предложенную американским ученым Ю.Ту /1/. Согласно его исследованиям коэффициент усиления $K_n$ системы должен принимать переменные значения $K_n$ на различных интервалах прерывания $n = 0,1,2\ldots$ . Причем, значения $K_n$ выбираются так, чтобы переходные процессы в системах были конечными и имели минимальную длительность. Суть этого метода состоит в построении рекуррентного соотношения для вектора состояния $V$ в момент $t = kT$:

$$V(kT) = \Phi_{k-1}(T)V\left(\overline{k-1}T^{+}\right), \qquad (11)$$

где матрица перехода $\Phi_{k-1}(T)$ есть функция коэффициента усиления $K_{k-1}$ в каждом периоде прерывания. А вектор состояния $V\left(\overline{k-1}\ T^{+}\right)$есть функция коэффициентов усиления $K_O, K_1 \ldots K_{k-2}$.

Условия максимального быстродействия удовлетворяются, если выполняются соотношения

$$X_1(sT) = r(sT); \qquad (12)$$

$$X_2(sT) = X_3(sT) = \cdots X_S(sT) = 0\,, \qquad (13)$$

где $s$ - порядок дифференциального уравнения управляемого процесса.

Искомая последовательность констант $K_k$ и их число определяются из соотношений (11), (12) с учетом параметров нелинейной характеристики $N_3$. Реализация этой последовательности осуществляется в цифровых системах стабилизации сектора рассева за счет изменения входных воздействий регулирующего органа и за счет назначения оптимальных параметров передаточной функции $D(Z)$ цифрового регулятора.

Для участка $D-N_3$ в любой момент времени $t=nT^+$ выходной сигнал

$$m_2\left(nT^+\right)=K_n m\left(nT^+\right), \tag{14}$$

где $K_n$ - коэффициент усиления участка $D-N_3$, постоянный в пределах интервала прерывания и переменный для различных интервалов прерывания $n=0,\ 1,\ 2\dots$ .

Для $n=0$ по уравнениям (6), (8) получаем

$$V\left(0^+\right)=BV(0); \tag{15}$$

$$V(T)=\Phi_o(T)V\left(0^+\right). \tag{16}$$

Матрица $\Phi_0(T)=\Phi(K_0)$,где: $K_0$ - коэффициент усиления участка $D-N_3$ на первом периоде прерывания.

Тогда $$V(T)=\Phi(K_0)B\cdot V(0). \tag{17}$$

Используя выражения для матриц переходных состояний определяем

$$V_{II}(0)=[1\quad 0\quad 0\quad 0\ ]^T,\quad V_I(0)=V_{III}(0)=[1\quad 0\quad 0\quad 0\ ]^T. \tag{18}$$

Тогда в соответствии с выражение (14) будут определены векторы

$$V_{I-III}\left(0^+\right):$$

$$\begin{aligned} V_I\left(0^+\right)&=V_{III}\left(0^+\right)=BV_I(0)=[1\quad 0\quad 0\quad 0\quad 1\ ],^T \\ V_{II}\left(0^+\right)&=BV_{II}(0)=[1\quad 0\quad 0\quad\ 1].^T \end{aligned} \tag{19}$$

Компонентными векторов (17) являются искомые сигналы $m\left(0^+\right)$.

Пусть из этих векторов вообще имеем, что

$$m\left(0^+\right)=r_1\left(0^+\right).$$

Если $m\left(0^+\right)$ больше максимального выходного сигнала $m_2$ нелинейного элемента $N_3$ (рис.1), то $K_0$ следует выбрать равным максимально возможному значению переменного коэффициента $K_n$ в первом периоде, т.е.

$$K_O = \frac{m_2(0^+)}{r_1(0^+)}, \qquad (20)$$

где $m_2(0^+)$- максимальный выходной сигнал нелинейного элемента $N_3$.

Аналогично строятся рекуррентные соотношения (14) (15) для $n = 1, n = 2$ и т.д. пока $m(T^+), m(2T^+)$ и т.д. больше максимального выхода элемента $N_3$ и коэффициенты $K_1, K_2$, и т.д. выбираются равными максимально возможному значению переменного коэффициента усиления во втором, третьем и т.д. периоде прерывания. Однако, если $m(kT^+)$становится меньше максимального выхода нелинейного элемента $N_3$, то для определения $K_k$ следует привлечь условия максимального быстродействия (11), (12). Из них следует, что ошибка системы равна нулю при $t \geq kT$ если сигнал на выходе систем $X_1(kT)$ равен сигналу на входе, т.е.

$$X_1(kT) = r_1(kT), \qquad (21)$$

а сигналы на всех остальных интеграторах отсутствуют, т.к. к этому моменту переходные процессы в системе должны быть завершены, т.е.

$$X_2(kT) = X_3(kT) = O \quad \text{(для системы II)}, \qquad (22)$$

$$X_2(kT) = O \quad \text{(для системы I, III)},$$

где $X_S(kT)$- координаты систем, являющиеся функциями последовательных значений переменного коэффициента усиления $K_n$, которые могут быть получены из решения системы уравнений (20) и (21) с учетом вида системы (I, II, III).

Итак, входная и выходная последовательности сигналов для участка $D - N_3$ рассматриваемых систем полностью определены $z$ - преобразования этих сигналов имеют вид:

$$M(z) = m(0^+) + m(T^+)z^{-1} + \ldots + m(kT^+)z^{-k}, \qquad (23)$$

$$M_2(z) = K_0 m(0^+) + K_1 m(T^+)z^{-1} + \ldots + K_k m(kT^+)z^{-k}. \qquad (24)$$

Определяем теперь оптимальную передаточную функцию цифрового регулятора, обеспечивающую максимум быстродействия рассматриваемых вариантов систем I-III. Входной сигнал $m_1$ нелинейного элемента представляем в форме $z$ – преобразования

$$M_1(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_k z^{-k}, \tag{25}$$

где коэффициенты $a_i$ есть коэффициенты разложения нелинейности $N_3$, используемой в системах стабилизации положения угла рассева туков.

Передаточная функция цифрового регулятора $D^j(z)$ есть отношение выходного сигнала $M(z)$ к входному $M(z)$ /2/

$$D^i(z) = \frac{\sum_{i=o}^{k} a_i^j z^{-i}}{\sum_{i=0}^{k} m^j\left(iT^+\right) z^{-i}}, \tag{26}$$

где индекс $j =$ I, II, III соответствует типу рассматриваемых систем, а $i = 0,\ 1,\ 2 \ldots\ k$.

Библиографическая ссылка


1. Ту Ю. Современная теория управления. М.: Машиностроение, 1971
2. Закалин Е.Н. Методика оптимального проектирования параметров и режимов работы центробежного дискового аппарата для внесения удобрений / Е.Н. Закалин // Проблемы сельскохозяйственного машиностроения: сб.ст. -Тула: Известия ТулГУ, 2005. -С.48-52.