ЛИТЕРАТУРА

1. *Совалов С. А.* Режимы единой энергосистемы.—М.: Энергоатомиздат, 1983.—384 с.
2. *Иофьев Б. И.* Автоматическое аварийное управление мощностью энергосистем.— М.: Энергия, 1974.—416 с.
3. *Портной М. Г., Рабинович Р. С.* Управление энергосистемами для обеспечения устойчивости.—М., Энергия, 1978.—352 с.

Изв. АН АрмССР (сер. ТН), т. XLI, № 5, 1988

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

С. В. ПАМБУХЧЯН, Л. С. КОСТАНЯН

СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

Системы автоматического управления (САУ), синтезированные на основе линейной модели объекта, на практике могут оказаться неработоспособными. Причиной этому может послужить тот факт, что часто в состав автоматических систем входят существенно нелинейные элементы, которые меняют характер системы и придают ей такие свойства, которые никак не могут быть исследованы в рамках линейной теории [1].

В настоящей работе на примере объекта третьего порядка решается задача синтеза квазиоптимальной САУ с учетом в канале управления нелинейности типа зоны нечувствительности (ЗН). Синтез проводим в два этапа. На первом этапе пренебрегаем существенными нелинейностями и считаем, что объект управления является линейным. На втором этапе, используя результаты первого этапа, с помощью метода нелинейного программирования находим квазиоптимальный закон управления, обеспечивающий более низкий уровень амплитуды возникших автоколебаний.

Рассмотрим линеаризованный объект третьего порядка с математической моделью

$$\dot{X} = AX + BY, \quad \dot{Y} = U. \tag{1}$$

Требуется определить U, минимизирующего критерий качества

$$J = \int\limits_0^\infty (x_1^2 + x_2^2 + y^2 + u^2)\, dt. \tag{2}$$

Оптимальный закон управления будет [2]

$$u = k_1^0 x_1 + k_2^0 x_2 + k_3^0 y, \tag{3}$$

где $X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ — вектор фазовых координат; $A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$ — постоянная неустойчивая матрица; $B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$ — известный вектор; k_0 — вектор коэффициентов обратных связей.

Согласно [3] неустойчивость матрицы А не ограничивает применение принципа максимума при оптимальном синтезе системы (1). На втором этапе в системе (1) учитывается реально существующая нелинейность в канале управления, что приводит к нелинейному описанию объекта управления

$$\dot{X} = AX + BY, \quad \dot{Y} = U, \quad U = \varphi(\sigma), \quad \sigma = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 y, \tag{4}$$

где $\varphi(\sigma)$ — нелинейная характеристика ЗН.

Структурная схема системы (4) приведена на рисунке.

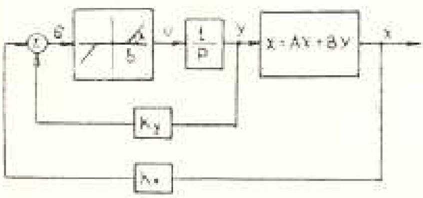

Рис.

Характерным отличием системы (4) от оптимально синтезированной линейной системы (1) является образование области в пространстве параметров системы, где движение носит автоколебательный характер.

Действительно, при $|\sigma| < b$ (b—половина ЗН, рис.) обратные связи отключены ($U=0$), тогда в силу вступает неустойчивость матрицы А и фазовая точка стремится покинуть область зоны нечувствительности. Это приводит к подключению обратных связей ($|\sigma| > b$), которые переводят фазовую точку обратно в ЗН и процесс повторяется заново.

Методом гармонической линеаризации определим амплитуду и частоту автоколебаний. Известно, что

$$\varphi(\sigma) = g\sigma, \tag{5}$$

где

$$g = k - \frac{2k}{\pi}\left(\arcsin\frac{b}{A_m} + \frac{b}{A_m}\sqrt{1 - \frac{b^2}{A_m^2}}\right). \tag{6}$$

Здесь k — угловой коэффициент ($k = \operatorname{tg}\alpha$) наклона линейной части ЗН (рис. 1), A_m — амплитуда автоколебаний. Подставляя (5) в (4), получаем:

$$\dot{X} = AX + BY; \quad \dot{Y} = U; \quad U = g\sigma; \quad \sigma = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 y \tag{7}$$

или

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{y} \end{bmatrix} = Q \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ y \end{bmatrix}, \tag{8}$$

где

$$Q = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad a_{3i} = k_i g \ (i = 1, 2, 3), \ a_{13} = b_1, \ a_{23} = b_2. \tag{9}$$

В результате характеристическое уравнение матрицы принимает вид

$$D(p) = (-p)^3 + c_1(-p)^2 + c_2(-p) + c_3 = 0, \tag{10}$$

где

$$c_1 = \sum_{i=1}^{3} a_{ii}, \quad c_2 = \sum_{i<j}^{2} \begin{vmatrix} a_{ii} & a_{ij} \\ a_{ji} & a_{jj} \end{vmatrix}, \quad c_3 = \det Q \tag{11}$$

являются главными минорами (или их суммами) матрицы Q.

Подставляя K° в (11), получаем ci как функцию от единственного параметра g. Для нахождения g (и соответствующей A_m) приравняем нулю предпоследний определитель Гурвица характеристического уравнения (10)

$$\Delta_2(g) = -c_1 c_2 + c_3. \tag{12}$$

При этом необходимо, чтобы остальные определители были положительными: $\Delta_i(g) > 0$ $(i=1, 2)$. Решая уравнение (12), находим g, а по (6)—амплитуду автоколебаний A_m. Затем по известной методике найдем частоту автоколебаний. Исходя из особенностей системы (7) можно утверждать, что автоколебания имеют устойчивый характер. Если амплитуда автоколебаний A_m не удовлетворяет требованиям, предъявленным к системе (1), необходимо уменьшить их до требуемого значения. Для этого зададимся значением $A_m^* < A_m$ (соответственно $g^* < g$). Подставим g^* в (10) и получим коэффициенты характеристического уравнения в виде функции от параметров обратных связей (k_i). В результате задача сводится к нахождению таких значений $k_i = k_i^*$, которые обеспечили бы условие $A_m^* < A_m$.

Для решения этой задачи применяются методы нелинейного программирования и соответствующий алгоритм скользящего допуска. В качестве целевой функции выбираем

$$F(k_i) = [\Delta_2(k_i^\circ) - \Delta_2(k_i)]^2. \tag{13}$$

Ограничениями в виде неравенств служат условия положительности коэффициентов характеристического уравнения (10)

$$c_i(k_i) - c_i(k_i^\circ) > 0, \quad (i = 1, 2, 3). \tag{14}$$

В результате решения задачи получим новые значения параметров k_i^*. Соответствующее квазиоптимальное управление будет

$$u = k_1^* x_1 + k_2^* x_2 + k_3^* y. \tag{15}$$

В алгоритме скользящего допуска сходимость к экстремальному значению целевой функции во многом зависит от выбора начальной точки в пространстве варьируемых параметров. В этой задаче за начальную точку приняты значения коэффициентов k_i^0 из (3), чем была достигнута быстрая сходимость алгоритма.

Пример. при $A = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ -1 & 3 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 1 \\ -2 \end{bmatrix}$ коэффициенты обратных связей, обеспечивающие оптимальность (1) по критерию (2), имеют следующие значения: $k_1^0 = -2{,}543$; $k_2^0 = 20{,}863$; $k_3^0 = -9{,}462$.

После введения нелинейности ($b = 2$, $k = 1$) появляются автоколебания с амплитудой $A_m = 4{,}72$ и частотой $\omega = 3{,}33\ c^{-1}$. Зададимся новым значениям $A_m^* < A_m$, где $A_m^* = 3{,}1$ ($g^* = 0{,}219$). Для этого случая получим коэффициенты квазиоптимального закона управления

$$k_1^* = -2{,}74,\ k_2^* = 22{,}79,\ k_3^* = -10{,}59. \qquad (16)$$

Время решения задачи нахождения параметров (16) на ЭВМ ЕС—1022 вместе с трансляцией программы составляет около одной минуты. Результаты моделирования движения системы на аналоговой машине МН—7М приведены в таблице.

Таблица

Движения системы	Амплитуды фазовых координат (*В*)			
	x_1	x_2	y	u
При $\overline{k}_i$	0,9	0,6	1,0	3,3
При k_i^*	0,6	0,3	0,8	2,3

Данные нижней строки таблицы соответствуют значениям обратных связей при учете ЗН, а верхней строки—без учета. Из сравнения результатов моделирования следует, что действительно движение системы улучшается, т. е. амплитуды фазовых координат x_1, x_2, y и u уменьшаются соответственно на 33, 50, 20 и 30%.

Разработанная методика нахождения квазиоптимального закона управления может быть применена при синтезе систем по заданным показателям качества и оптимизации операторов управления (регуляторов, корректирующих устройств).

ЕрПИ им. К. Маркса

10. V. 1987

Ս. Վ. ՓԱՄԲՈՒԽՉՅԱՆ, Լ. Ս. ԿՈՍՏԱՆՅԱՆ

ԵՐՐՈՐԴ ԿԱՐԳԻ ԿԵՂԾ ՕՊՏԻՄԱԼ ՂԵԿԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՀԱՄԱԴՐՈՒՄԸ ՈՉ ԳԾԱՅԻՆ ԾՐԱԳՐԱՎՈՐՄԱՆ ԿԻՐԱՌՄԱՄԲ

Ամփոփում

Ոչ գծային համակարգի օպտիմալ համադրումը իրականացված է երկու փուլով: Առաջին օպտիմալ ղեկավարման օրենքը որոշված է գծային համա-

կարգի համար, իսկ երկրորդում հաշվի է առնվում անզգայնության գոտու առկայությունը ղեկավարման կապուղում։ Այնուհետև ոչ գծային ծրագրավորման մեթոդով գտնում են ղեկավարման նոր օրենք՝ ինքնատատանումների ամպլիտուդը փոքրացնելու համար։

ЛИТЕРАТУРА

1. *Абдулаев Н. Д., Петров Ю. П.* Теория и методы проектирования оптимальных регуляторов.—Л.: Энергоатомиздат, 1985.—240 с.
2. *Памбухчян С. В., Костанян Л. С., Бегларян А. Л.* Определение моментов переключения при оптимальном движении в фазовом пространстве // Изв. АН АрмССР. Сер. ТН.—1986.—Т. XXXIX, № 1.—С. 19—24.
3. Математическая теория оптимальных процессов / Л. С. Понтрягин, В. Г. Болтянский, Р. В. Гамкрелидзе и др.—М.: Физматгиз, 1961.—391 с.

Изв. АН АрмССР (сер. ТН), т. XLI, № 5, 1988

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Э. С. АРУТЮНЯН, А. А. МУРАДХАНЯН, Р. М. ТАЩЯН

СИНТЕЗ УСТАНОВОЧНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ ТЕСТОВ ДИСКРЕТНЫХ УСТРОЙСТВ С ПАМЯТЬЮ

Проблема автоматической генерации контролирующих и диагностических тестов для дискретных устройств с памятью (ДУП) приобретает особую актуальность из-за увеличения сложности выпускаемых средств вычислительной техники, построенных на элементной базе ИС с высоким уровнем интеграции. В частности, при исследовании и разработке такой компоненты тестового диагноза, как синтез установочной последовательности для ДУП, особое внимание уделяется повышению эффективности предлагаемых алгоритмов.

В данной работе предложен алгоритм синтеза установочной последовательности, который в отличие от существующих методов [1, 2] позволяет находить существующие решения без наложения ограничений на структуру ДУП. Основные понятия и терминология, используемые в работе, определены в [3, 4]. Задача синтеза установочной последовательности для ДУП формулируется следующим образом.

Дана структура ДУП с потенциальным управлением, представленная базовой системой логических элементов И, ИЛИ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ, МОД-2, неисправность $f \in (0,1)$, множество устанавливаемых контуров $U = \{a_i \mid i \in \{1, \ldots, m\}$, значения их элементов в алфавите $\{0, 1, x\}$, а также номера входных и выходных элементов контуров.

Требуется построить установочную последовательность X длиной L, подача которой на входы ДУП устанавливает контуры множества U, независимо от исходного состояния, в требуемое состояние.