

И. В. КАЛМЫКОВ, Г. М. СУББОТИНА  
(Москва)

### АНАЛОГО-ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

При проектировании измерительно-вычислительных комплексов для автоматизации экспериментальных исследований в системах автоматического управления часто возникают задачи, для решения которых требуется знание динамических характеристик. В то же время электрические цепи датчиков и преобразователей на входе системы, как правило, содержат активные и реактивные устройства, параметры которых являются нелинейными функциями тока или напряжения (варисторы, вариконды, дроссели и т. п.) [1]. Задача расчета динамических характеристик таких цепей сводится к составлению и решению нелинейных дифференциальных уравнений. Известные графоаналитические и аналитические методы решения характеризуются большой трудоемкостью и той или иной степенью приближенности, определяемой достижимой точностью аппроксимации нелинейных функций.

Отмеченные недостатки этих методов послужили поводом к рассмотрению задачи, связанной с определением динамических характеристик нелинейных цепей на основе использования функциональных преобразователей (ФП), позволяющих моделировать нелинейные функции просто и с достаточно высокой степенью точности. Модели, построенные на основе ФП, совместно с малыми цифровыми вычислительными машинами позволяют легко организовать исследовательские комплексы, автоматизирующие широкий круг задач анализа и синтеза нелинейных электрических цепей с учетом их динамических свойств.

Простейшие цепи, содержащие активные и реактивные сопротивления, описываются следующими дифференциальными нелинейными уравнениями:

$$U_{\text{вх}} = r i + \frac{d\psi}{dt}; \quad (1)$$

$$U_{\text{вх}} = r \frac{dq}{dt} + U_c; \quad (2)$$

$$U_{\text{вх}} = r(U \text{ или } I) i + L \frac{di}{dt}; \quad (3)$$

$$U_{\text{вх}} = r(U \text{ или } I) \frac{dq}{dt} + U_c. \quad (4)$$

После несложных преобразований эти уравнения можно привести к двум стандартным формам:

$$k_1 y = k_2 f(x) \frac{dx}{dt} + x, \quad (5)$$

$$k_1 j(x) y = k_2 f(x) \frac{dx}{dt} + x, \quad (6)$$

в которых  $y$  соответствует входному напряжению, а  $x$  — искомому параметру как функции времени;  $k_1$  и  $k_2$  — постоянные коэффициенты;  $f(x)$  — нелинейная функция, определяемая характеристиками  $r(U)$ ,  $L(i)$  или  $C(U)$ . Очевидно, что уравнениям (5) и (6) должны соответствовать и уравнения расчетных моделей.

В настоящее время для воспроизведения нелинейных функций широкое применение нашли ФП, в которых используются усилители постоянного тока (УПТ) с высоким значением коэффициента усиления и переменные сопротивления в функции входного или выходного напряжения. Считая такие преобразователи безынерционными, а усилители — идеальными, можно, включив в цепь ФП конденсаторы (рис. 1), записать основное уравнение для преобразователя [2] (в зависимости от типа включения конденсатора) в виде:

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1(U)} = -C_2 \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} - \frac{U_{\text{вых}}}{R_2(U_{\text{вых}})}; \quad (7)$$

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1(U)} + C_1 \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = -\frac{U_{\text{вых}}}{R_2(U_{\text{вых}})}. \quad (8)$$

Выражения (7) и (8) нетрудно привести к виду (5) или (6). Значения емкостей конденсаторов модели должны в этом случае выбираться с учетом начального значения постоянной времени исследуемой цепи ( $\frac{L}{r}, rC$ ) и динамических свойств реальных ФП:

например, из условия

$$T_0 = T_{p,m} \gg T_{ФП},$$

где  $T_0$  — начальное значение постоянной времени исследуемой цепи;  $T_{ФП}$  — начальное значение постоянной времени реального ФП при замещении его апериодическим звеном;  $T_{p,m}$  — начальное значение постоянной времени расчетной модели (ФП с конденсатором). При невыполнении этого условия необходимо вводить масштабный коэффициент  $K_m$ , который нетрудно учесть в окончательном результате.

Рассмотрим схему однотактного дроссельного магнитного усилителя (МУ) с последовательным включением обмоток переменного тока. Этот тип МУ из большого раз-

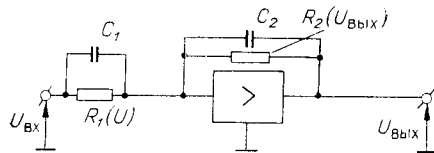


Рис. 1.

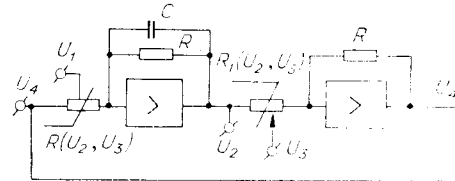


Рис. 2.

нообразие известных схем является наиболее простым (и наиболее распространенным) базовым элементом, на основе которого строятся другие схемы МУ. Допустив для удобства рассмотрения, что токи и напряжения в цепях МУ носят синусоидальный характер (квазилинейное приближение), а инерционность МУ определяется только запаздыванием тока управления от управляющего напряжения, можно, распространяя изложенный выше метод на нелинейные цепи МУ, выработать динамическую модель расчетной схемы усилителя (рис. 2). В схеме рис. 2 вольт-амперные характеристики МУ, являющиеся при принятых допущениях линейным преобразованием магнитных характеристик, воспроизводятся при помощи ФП двух переменных (ФП<sub>1</sub>), а управление нагрузкой — при помощи ФП одного переменного (ФП<sub>2</sub>). Введение конденсатора в цепь обратной связи усилителя ФП<sub>1</sub> обеспечивает учет нелинейного характера изменения постоянной времени МУ, определяемого непостоянством дифференциальной магнитной проницаемости сердечника, за счет аналогичного (в соответствии с вольт-амперными характеристиками) изменения постоянной времени ФП<sub>1</sub>.

Известно, что при расчете нереверсивных элементов автоматики независимо от выбранного метода составляются и совместно решаются уравнения управляющего устройства, нагрузки и цепи. Рассматривая процессы, происходящие в цепи управления и в цепи переменного тока МУ, можно записать соответствующие уравнения [3]:

$$U_{вх} = i_{вх} R_{вх} + L(i_{вх}) \frac{di_{вх}}{dt}; \quad (9)$$

$$i_{вх} = f(I_{п}, U_{п}); \quad (10)$$

$$U_{п} = U_{др} \sqrt{\frac{U_{п}^2}{U_{др}^2} - 1}, \quad (11)$$

где (9) и (10) — уравнения управляющего устройства, а (11) — совместное уравнение нагрузки и управляемой цепи.

Уравнение, описывающее работу модели (с учетом сигнала обратной связи), имеет вид

$$U_1 = -R(U_2, U_3) C \frac{dU_2}{dt} - \frac{R(U_2, U_3)}{R} U_2. \quad (12)$$

В уравнениях (9)–(12) приняты следующие обозначения:  $U_1, U_2, U_3$  — напряжения входа, выхода и корректировки модели;  $R(U_2, U_3)C$  — нелинейный коэффициент при динамическом члене уравнения модели;  $\frac{R(U_2, U_3)}{R}$  — нелинейный статический коэффициент усиления модели;  $U_{вх}, U_{п}, U_{н}, U_{др}$  — напряжения управления, питания, нагрузки и выходных обмоток дросселя МУ соответственно.

Уравнения (9)–(11) можно путем несложных преобразований привести к одному уравнению вида

$$U_{вх} = R_{вх} F_1(I_{п}, U_{п}, A_i) I_{п} + F_2(I_{п}, U_{п}, A_i) \frac{dI_{п}}{dt}, \quad (13)$$

в котором  $A_i$  — параметры МУ, заданные или определяемые из вольт-амперных характеристик. Например,  $A_1 = L_0$  — максимальное значение индуктивности выходной обмотки МУ;  $A_2 = I_{н.м}$  — ток короткого замыкания выходной цепи МУ;  $A_3 = \frac{W_{вх}^2}{W_{вых}^2}$  — отношение квадратов числа витков входной и выходной обмоток и т. д.

Приравнивая статический коэффициент усиления и коэффициент при динамическом члене уравнения (12) соответствующим коэффициентам уравнения (13), можно добиться полной идентичности уравнений. Из условия равенства коэффициентов уравнений определяются через известные величины  $A_i$  значения емкости конденсатора и сопротивления в обратной связи ФП. Ниже приведено выражение для вычисления величины емкости конденсатора обратной связи модели, полученное с использованием условия линейной связанности индуктивностей входной и выходной обмоток МУ:

$$C = \frac{L_0 W_{вых}^2}{R_{вх} R(U_2, U_3)_0 W_{вх}^2}. \quad (14)$$

В уравнении (14) через  $R(U_2, U_3)_0$  обозначена величина сопротивления обратной связи ФП; при  $U_2 = 0$  и  $U_3 = 0$ , а значение  $L_0$  определяется из выражения

$$\gamma = \omega L_0,$$

где  $\gamma$  — угловой коэффициент касательной к вольт-амперной характеристике при  $U_{вх} = 0$  в точке ее пересечения с кривой нагрузки.

Рассмотренные выше модели были реализованы на основе функциональных блоков АВМ МН-18 (стандартный блок нелинейности БНУ был доработан для реализации ФП двух переменных).

Экспериментальная проверка моделей и реальных схем, проведенная путем снятия характеристик переходных процессов, показала их хорошее соответствие. Средние квадратические ошибки переходных процессов (СКО ПП), рассчитанных приближенными графоаналитическими методами, почти на порядок превысили СКО ПП, полученных на описанных моделях.

Рассмотренные модели, несмотря на использованные при их создании допущения, лучше воспроизводят статические и динамические процессы в нелинейных цепях, чем известные приближенные математические модели и применяемые расчетные схемы, т. е. лежат ближе к классу физических моделей, являясь в то же время легко реализуемыми; для их построения должны быть известны только вольт-амперные характеристики нелинейных элементов и начальные значения переменных параметров исследуемой схемы.

На базе описанных выше динамических моделей была организована аналого-цифровая система для автоматического анализа нелинейных цепей МУ, включающая в свой состав АВМ МН-18 и управляющую ЭВМ «Днепр-1».

Обобщенная схема основных информационных и командных связей аналого-цифровой системы представлена на рис. 3. Синхронизацию работы всей системы производит ЭВМ «Днепр-1», которая через блок сигналов управления или через цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) подает на вход модели сигнал заданной формы и

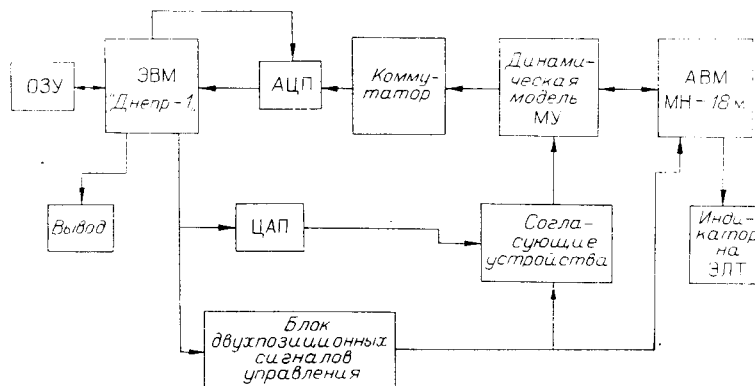


Рис. 3.

амплитуды. Процессы, происходящие в модели, через коммутатор аналоговых сигналов и аналого-цифровой преобразователь (АЦП) фиксируются в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) ЭВМ. Результаты обработки представляются в виде таблицы и графиков, а также контролируются исследователем вместе с исходными процессами при помощи восьмиканального индикатора на ЭЛТ.

Введение через аналого-цифровой преобразователь значений напряжения переходного процесса модели в ОЗУ ЭВМ позволяет осуществить (по установившимся значениям) автоматическое конструирование характеристики вход — выход МУ заданной формы. Использование в системе многоканального ЦАП обеспечивает направленное изменение параметров нагрузочной характеристики ( $U_n$  и  $R_n$ ) модели. При этом значение  $L$ , соответствующее начальному значению индуктивности выходной обмотки усилителя, вычисляется автоматически и сообщается экспериментатору. После введения соответствующей емкости в цепь обратной связи модели проводится исследование переходного процесса для полученного вида характеристики вход — выход.

Система определяет зависимость постоянной времени усилителя от амплитуды управляющего сигнала, длительность переходного процесса и его максимальную крутизну. Используя полученную информацию, система (с заданной точностью приближения) рассчитывает коэффициенты аппроксимирующего динамического уравнения.

## ЛИТЕРАТУРА

1. С. П. Колосов, И. В. Калмыков, В. И. Нефедова. Элементы автоматизации. М., «Машиностроение», 1970.
2. Б. Я. Коган. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963.
3. М. А. Розенблат. Бесконтактные магнитные устройства автоматизации. М., Изд-во АН СССР, 1961.

Поступило в редакцию 20 октября 1972 г.

УДК 62-501

В. П. ПЕРОВ

(Ленинград)

## СИНТЕЗ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ ПО МИНИМУМУ ОШИБКИ И ПЛОЩАДИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

В ряде случаев к системе целесообразно одновременно предъявлять требование минимума площади переходного процесса и ошибки установившегося режима при наличии помех. В качестве оценки площади переходного процесса можно принять интегральную оценку

$$I^2 = \int_0^{\infty} K^2(t, \tau) d\tau, \quad (1)$$

а точность характеризовать, как обычно, например, средним квадратом ошибки  $\xi^2$ . В выражении (1)  $K(t, \tau)$  — весовая функция системы, т. е. ее реакция на единичное импульсное воздействие, и, следовательно, оценка  $I^2$  может служить характеристикой площади переходного процесса.

Критерий качества  $F$  системы, характеризующий точность установившегося режима и площадь переходного процесса, можно выразить в виде суммы

$$F = \xi^2 + \lambda I^2, \quad (2)$$

где  $\lambda$  — весовой коэффициент, выбираемый в соответствии с важностью оценки  $I^2$  по сравнению с  $\xi^2$ ;  $\xi^2$  определяется известным выражением:

$$\begin{aligned} \xi^2 = \overline{H^2(t)} - 2 \int_0^{\infty} \overline{Y(t-\tau)H(t)} K(t, \tau) d\tau + \\ + \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \overline{Y(t-\tau)Y(t-\vartheta)} K(t, \tau) K(t, \vartheta) d\tau d\vartheta, \end{aligned} \quad (3)$$

в котором  $Y(t)$  — входная функция системы;  $H(t) = hs(t)$ ;  $s(t)$  — полезная составляющая входной функции (сигнал);  $h$  — оператор требуемого линейного преобразования сигнала.

Если точность системы характеризовать дисперсией случайной ошибки при заданных коэффициентах динамической ошибки [1], то в (3) следует положить

$$Y(t) = q(t).$$