

диспетчер. «Дисплейный блок» оформлен как стандартная программа (СП). Заказ на работу с дисплеем оформляется как обращение к СП. После вызова в памяти и размещения на поле задачи СП вносит изменения в программу диспетчер, обеспечивающие их совместную работу, и меняет вход в свою программу. Таким образом, при последующих заказах задачу будет обслуживать диспетчер, в который внесены изменения. По окончании работы задачи с дисплеем диспетчер будет полностью восстановлен и занимаемое СП «дисплейный блок» поле поступает в распоряжение задачи.

Если пользователь заказывает диалоговый режим, он сообщает номер листа, где будет размещена принятая из дисплея информация и адрес ячейки, на которую по окончании обмена будет передано управление.

Если пользователь заказывает только пассивный режим работы с дисплеем, он должен еще указать режим выдачи информации: непрерывный или старт-стопный. При непрерывной выдаче заказы на запись массивов в буферную память дисплея выполняются друг за другом по мере их поступления. При старт-стопном режиме выдачи после записи в буферную память дисплея массива по данному заказу все последующие заказы будут выстраиваться в очередь. Передача их будет возобновлена только после того, как от оператора поступит приказ «Пуск».

Сами заказы на связь могут быть двух типов: обычный и срочный. Срочный заказ будет выполнен раньше обычных заказов. Механизм срочных заказов позволяет выдавать метки, комментарии, которые могут накладываться на изображение, выданное обычными заказами.

«Дисплейный блок» выполняет также многочисленные диспетчерские функции, обеспечивающие обмен через канал, и проводит обработку специальных сигналов готовности и индикации ошибки обмена, выдаваемых устройством сопряжения.

С помощью СП «дисплейный блок» пользователь может организовать выдачу информации на экран визуализации, кинокамеру и пишущую машинку, а также предусматривать прием и обработку информации, посылаемой из дисплея в ЭВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. С. Долговесов и др. Система «Экран» для графического взаимодействия человека с ЭВМ.— Автометрия, 1971, № 4.
2. Труды I Всесоюзной конференции по программированию. Киев, 1968.

Поступило в редакцию
27 октября 1970 г.

УДК 621.317.725

В. М. МУТТЕР
(ЛЕНИНГРАД)

ДОСТАТОЧНЫЕ УСЛОВИЯ УСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ СЛЕДЯЩЕГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

В [1—3] с помощью частотного критерия Я. З. Цыпкина [4] исследовалась абсолютная устойчивость цифровых приборов следящего типа. В настоящей работе при использовании критерия Е. Джури—Б. Ли [5] и метода К. Издзавы [6] находятся более широкие области устойчивости. Самостоятельный интерес представляет сравнение результатов, полученных различными методами.

Как известно [2], следящий цифровой прибор является замкнутой релейно-импульсной системой (РИС) и может быть представлен в виде эквивалентной структурной схемы (рис. 1). Здесь РЭ—релейный элемент, имеющий зону нечувствительности η и гистерезис (рис. 2, а) или только зону нечувствительности η (см. рис. 2, б); ИЭ—импульсный элемент, осуществляющий прерывание во времени с частотой $f_0=1/T_0=const$; ДИ—дискретный интегратор; ПНЛЧ—приведенная непрерывная линейная часть с передаточной функцией $W_{ПНЛЧ}(p)$; ЛИЧ—линейная импульсная часть.

На характеристику РЭ наложены следующие ограничения (см. рис. 2, а, б):

$$s(0) = 0; 0 < \frac{s(\Omega)}{\Omega} < L = \frac{h_0}{\eta}; 0 < \left| \frac{ds(\Omega)}{d\Omega} \right| < \infty. \quad (1)$$

Поэтому на данную РИС может быть распространен частотный критерий [5] в следующей интерпретации: для обеспечения устойчивости множества положений равновесия РИС на отрезке покоя достаточно удовлетворить неравенству

$$\operatorname{Re} W_q(z) + \frac{1}{L} \geq 0, \quad (2)$$

где $\operatorname{Re} W_q(z)$ — вещественная часть преобразованной импульсной передаточной функции $W_q(z)$, равной

$$W_q(z) = \left(1 + q \frac{z-1}{z} \right) W_{\text{ЛИЧ}}(z); \quad (3)$$

$W_{\text{ЛИЧ}}(z)$ — импульсная передаточная функция ЛИЧ; $z = e^{j\bar{\omega}}$ — оператор в z -преобразовании [6]; $\bar{\omega} = \omega T_0$ — относительная частота; q — некоторое неотрицательное число.

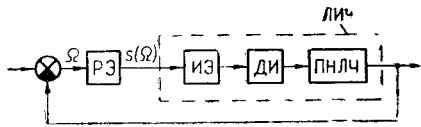


Рис. 1.

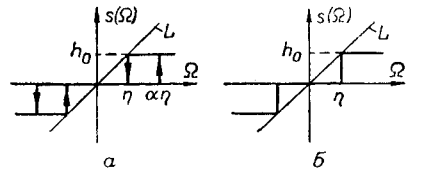


Рис. 2.

Потребуем, чтобы преобразованная вещественная частотная характеристика $\operatorname{Re} W_q(z = e^{j\bar{\omega}})$ не убывала с увеличением $\bar{\omega}$, т. е. чтобы выполнялось соотношение

$$\lim_{z \rightarrow 1} \operatorname{Re} W_q(z) = \lim_{z \rightarrow 1} |W_q(z)| \cos \arg W_q(z) \geq \operatorname{Re} W_q(z). \quad (4)$$

Тогда при $\bar{\omega} = 0$ $\operatorname{Re} W_q(z)$ принимает минимальное значение и (2) может быть заменено следующим неравенством:

$$\lim_{z \rightarrow 1} \operatorname{Re} W_q(z) + \frac{1}{L} \geq 0. \quad (5)$$

Пусть $W_{\text{ПНЛЧ}}(p)$ задано в виде [5]

$$W_{\text{ПНЛЧ}}(p) = K \frac{1 - e^{-pT_0}}{p} e^{-\Theta p} \prod_{k=1}^m (\tau_k p + 1) : \prod_{i=1}^n (T_i p + 1), \quad (6)$$

где $m \leq n$; Θ — запаздывание, причем число Θ/T_0 в общем случае состоит из целой ν и дробной ξ частей.

Применяя модифицированное z -преобразование [6] к обеим частям выражения (6) и учитывая импульсную передаточную функцию ДИ $W_{\text{ДИ}}(z) = z/(z-1)$, получаем

$$W_{\text{ЛИЧ}}(z) = \frac{K}{z^\nu (z-1)} - \frac{K}{z^\nu} \sum_{i=1}^n \frac{e^{-(T_0 - \xi T_0)/T_i}}{z - e^{-T_0/T_i}} M_i, \quad (7)$$

где

$$M_i = \prod_{k=1}^m (1 - \tau_k/T_i) : \prod_{\substack{s=1 \\ s \neq i}}^n (1 - T_s/T_i).$$

Подставив (3) и (7) в (5), после преобразований найдем условие устойчивости

множества положений равновесия цифрового прибора, содержащего РЭ с характеристикой (1) и ПНЛЧ с передаточной функцией (6), в следующем виде:

$$\frac{\eta}{K h_0} \geq \frac{1}{2} + \nu + \sum_{i=1}^n \frac{e^{-(T_0 - \xi T_0)/T_i}}{1 - e^{-T_0/T_i}} M_i - q. \quad (8)$$

При $q=0$ из (8) получаем условие устойчивости, соответствующее критерию Я. З. Цыпкина [7].

Рассмотрим частный случай. Пусть

$$W_{\text{ПНЛЧ}}(p) = \frac{K}{T_y p + 1} e^{-\theta p}. \quad (9)$$

Импульсная передаточная функция ЛИЧ равна

$$W_{\text{ЛИЧ}}(z) = \frac{K}{z^\nu (z-1)} - \frac{K e^{-(T_0 - \xi T_0)/T_y}}{z^\nu (z - e^{-T_0/T_y})}. \quad (10)$$

Подвергая (10) конформному дробно-линейному w -преобразованию и переходя к псевдочастоте λ [6], получим выражение для преобразованной частотной характеристики

$$W_q(j\lambda) = \frac{K (1 + j\lambda T_q) (1 + j\lambda T_\xi) \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right)^{\nu+1}}{j\lambda T_0 (1 + j\lambda T_y) \left(1 + j\lambda \frac{T_0}{2}\right)^{\nu+1}}, \quad (11)$$

где использованы обозначения:

$$T_q = \frac{T_0}{2} (2q + 1); \quad T_\xi = \frac{T_0}{2} (1 - 2\xi).$$

На рис. 3, а по выражению (11) построена логарифмическая амплитудная частотная характеристика. Очевидно, что соотношение (4) выполняется вплоть до $T_q = T_y$ (см. рис. 3, б), т. е. число q может быть выбрано равным

$$q = \frac{T_y}{T_0} - \frac{1}{2}. \quad (12)$$

Подставляя (12) в (8) и полагая $T_1 = T_y$, $T_i = \tau_k = 0$ ($i \neq 1$), получим следующее условие устойчивости цифрового прибора с $W_{\text{ПНЛЧ}}(p)$ вида (9):

$$\frac{\eta}{K h_0} \geq 1 + \nu - \frac{T_y}{T_0} - \frac{e^{-(T_0 - \xi T_0)/T_y}}{1 - e^{-T_0/T_y}}. \quad (13)$$

Условие (13) позволяет выделить в пространстве параметров системы более широкую область устойчивости, чем условия, полученные в работах [4, 5].

Устойчивость РИС может быть установлена также при исследовании периодических движений в системе по методу К. Идзавы [3]. Согласно этому методу, для устранения всех видов периодических движений в РИС достаточно соответствующим выбором параметров системы (например, зоны нечувствительности РЭ) исключить возможность возникновения автоколебаний в эквивалентной непрерывной релейной системе (рис. 4) с суммарным запаздыванием, равным $\Theta + T_0$.

В соответствии со схемой рис. 4 уравнения свободного движения [без учета звена запаздывания $e^{-(\Theta + T_0)p}$ и при $W_{\text{ПНЛЧ}}(p)$, заданном в виде (9)] имеют вид [8]:

$$\ddot{x} + \dot{x} = \mp 1 \text{ при } -\Delta > x, x > \alpha \Delta, \dot{x} > 0 \text{ и при } -\alpha \Delta > x, x > \Delta, \dot{x} < 0; \quad (14)$$

$$\dot{x} + x = -\frac{N_0}{T_y h_0 f_0} \text{ при } -\Delta < x < \alpha \Delta, \dot{x} > 0 \text{ и при } -\alpha \Delta < x < \Delta, \dot{x} < 0, \quad (15)$$

где $x = \Omega/K T_y h_0 f_0$ — безразмерная нормированная ошибка; $N_0 = \text{const}$ — значение

координаты N (см. рис. 4) в момент размыкания РЭ; $\Delta = \eta/K T_y h_0 f_0$ — безразмерная, приведенная зона нечувствительности. Точкой в выражениях (14), (15) отмечен оператор дифференцирования по безразмерному времени t/T_y .

На рис. 5 показан фазовый портрет системы в координатах $(v = \dot{x} + x, x)$ при учете запаздывания в срабатывании РЭ на безразмерную величину $\Xi = (\theta + T_0)/T_y$. Геометрические места точек переключения РЭ представляют собой семейства прямых $x = av \pm b$, $x = av \pm g$, где $a = 1 - e^{-\Xi}$, $b = \alpha \Delta e^{-\Xi}$, $g = (\Delta - 1 - \Xi) e^{-\Xi} + 1$.

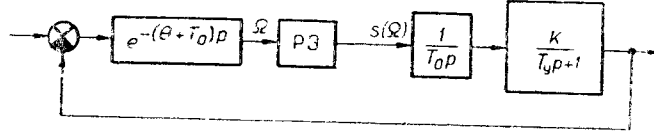


Рис. 4.

Уравнение точечного преобразования [1] положительной полуоси ординат (точка v_1 на рис. 5) в отрицательную (точку v_2) может быть представлено как

$$[v_1(a-1) + b-1] e^{-v_1} = [-v_2(a-1) + g-1] e^{v_2}. \quad (16)$$

При $v_1 = v_2$ из (16) может быть получено условие существования предельного цикла $ABCD$ (см. рис. 5). Для того чтобы автоколебания в системе отсутствовали и вся фазовая плоскость являлась областью притяжения отрезка покоя εF , необходимо и достаточно удовлетворить неравенству $v_1 = v_2 \approx \alpha \Delta$.

Предельные значения параметров, при которых цифровой прибор устойчив, связаны соотношением

$$e^{\Xi - 2\alpha\Delta} = 1 + \Xi - \Delta(1 + \alpha), \quad (17)$$

которое следует из (16) при $v_1 = v_2 = \alpha\Delta$ и после подстановки значений a, b, g .

В частном случае при отсутствии гистерезиса у характеристики РЭ (см. рис. 2, б), т. е. при $\alpha = 1$, $\eta = h_0/L$, получим из (17):

$$\Delta \geq \frac{\Xi}{2}; \quad \frac{T_0 \eta}{K h_0} \geq \frac{1}{2} (\theta + T_0), \quad (18)$$

Условие (18) обеспечивает еще большую область устойчивости, чем (13).

Таким образом, получены простые аналитические зависимости, позволяющие при проектировании прибора выбирать параметры (коэффициент усиления, шаг квантования по уровню и по времени, зону нечувствительности, постоянные времени инерционных звеньев и запаздывание), не нарушая условия устойчивости. Сравнивая известные критерии устойчивости РИС и учитывая результаты работы [1—3], можно сделать вывод, что с точки зрения близости к необходимым и достаточным условиям устойчивости эти критерии могут быть расположены в следующем порядке: метод К. Идзавы [6], критерий Е. Джури — Б. Ли [5], критерий Я. З. Цыпкина [4]. Это согласуется с результатом, полученным в [9], где рассматривался другой класс РИС.

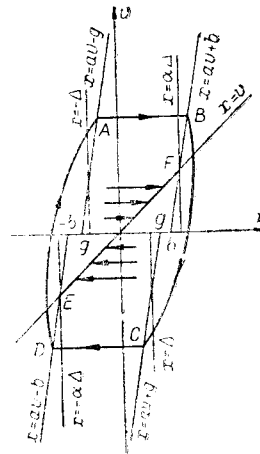


Рис. 5.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. М. Ковалев. Анализ абсолютной устойчивости автоматических цифровых вольтметров следящего уравнивания. — Автометрия, 1968, № 5.
2. В. М. Муттер. К вопросу об устойчивости следящих аналого-цифровых преобразователей. — Автометрия, 1968, № 5.
3. В. М. Муттер. Динамика следящих аналого-цифровых преобразователей с переменным шагом квантования. — Сб. «Контрольно-измерительная техника», вып. 7. Львов, 1969.

4. Я. З. Цыпкин. Об устойчивости в целом нелинейных импульсных автоматических систем.— Докл. АН СССР, 1962, т. 145, № 1.
5. E. Yung E., B. Lee. On the Absolute Stability of Nonlinear Sampled — data Systems.— IEEE Trans., 1964, v. AC-9.
6. К. Идзава. Релейные системы регулирования с импульсным действием.— Труды I Конгресса ИФАК, т. 2. М., 1961.
7. Ю. Т. Ту. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. М., «Машиностроение», 1964.
8. А. А. Андронов, А. А. Витт, С. Э. Хайкин. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1959.
9. Ш. А. Ахматов, А. И. Черепанов. Применение теорем об абсолютной устойчивости для анализа релейно-импульсных систем регулирования.— ИВУЗ, Радиотехника, 1968, № 3.

Поступило в редакцию
18 декабря 1969 г.

УДК 621.317.322

Л. И. ВОЛГИН
(ТАЛЛИН)

ЛИНЕЙНЫЙ ДЕТЕКТОР ЭФФЕКТИВНЫХ ЗНАЧЕНИЙ

В электронных вольтметрах эффективных значений, предназначенных для измерения напряжений произвольной формы, находят применение квадратичные детекторы с линейно-сегментной аппроксимацией вольт-амперной характеристики [1]. В частности, по схеме линейно-сегментной аппроксимации построены детекторы вольтметров ВЗ-6, ВЗ-18, ВЗ-19 и измерителя нелинейных искажений С6-2 (рис. 1). Указанные приборы имеют квадратичный характер шкалы, что обуславливает увеличение количества пре-

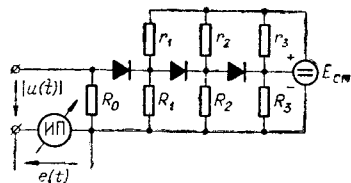


Рис. 1.

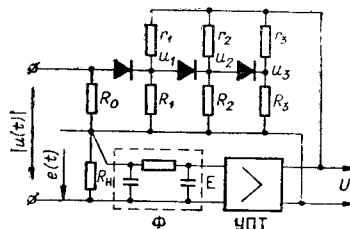


Рис. 2.

делов измерения и допустимых погрешностей вдоль шкалы прибора. Известны детекторы эффективных значений с линейной функцией преобразования [2]. Но такие детекторы обладают принципиально неустранимой методической погрешностью от формы кривой измеряемого напряжения $u(t)$ [3] и ограниченным частотным диапазоном (до нескольких сот килогерц).

Ниже описывается детектор эффективных значений с линейной функцией преобразования, свободный от указанных недостатков. Способ линеаризации базируется на охвате квадривирующего устройства (КУ) обратной связью по фокальному параметру КУ. Пусть функция преобразования КУ по мгновенным значениям задана выражением $e(t) = \frac{1}{2p} u^2(t)$, где p — фокальный параметр (расстояние от фокуса параболы до ее директриссы); $e(t)$ — падение напряжения на нагрузке детектора (на рамке магнитоэлектрического измерительного прибора ИП). Постоянная составляющая напряжения $\bar{e}(t)$: $E = s_\phi \bar{e}(t) = s_\phi U^2/2p$, где s_ϕ — коэффициент преобразования; $U = \sqrt{\overline{u^2(t)}}$ — эффективное значение измеряемого сигнала $u(t)$ (черта сверху — символ