

В. М. МУТТЕР

(Ленинград)

### К ВОПРОСУ ОБ УСТОЙЧИВОСТИ СЛЕДЯЩИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Следящие аналого-цифровые преобразователи (АЦП) при определенных входных сигналах обладают целым рядом преимуществ перед остальными АЦП [1]. Широкое применение получили АЦП, содержащие реверсивный двигатель — непрерывный [2] или шаговый [3]. Замена двигателя реверсивным счетчиком позволяет выполнить АЦП полностью на бесконтактных элементах [4].

Следящие преобразователи являются замкнутыми системами, и для них приобретает важное значение вопрос обеспечения устойчивости. В [5] рассматривается устойчивость преобразователя, зависящая от его статических характеристик. Также известно [4], что при нерациональном выборе зоны нечувствительности  $\Delta$  и шага квантования  $q_0$  в системе могут возникнуть автоколебания даже при идеальности характеристик преобразователя. Большой интерес представляет нахождение области устойчивости в пространстве параметров системы, содержащей инерционные элементы (конечная величина постоянных времени усилителя сигнала рассогласования, запаздывание, вносимое ключами, и т. п.). Этот вопрос становится особенно актуальным при проектировании прецизионных бесконтактных АЦП.

В данной работе исследуется абсолютная устойчивость следящего АЦП и рассматриваются некоторые структурные схемы преобразователей, позволяющие улучшить его динамические характеристики.

#### АМПЛИТУДНО-ФАЗОВАЯ ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЛИНЕЙНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ЧАСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Как известно [6], следящий АЦП может быть представлен в виде нелинейной импульсной замкнутой системы (рис. 1). Здесь ИЭ — импульсный элемент, осуществляющий прерывание во времени с частотой  $f_0 = 1/T_0$ ; ДИ — дискретный интегратор (реверсивный счетчик); ПНЛЧ — приведенная непрерывная линейная часть системы с передаточной функцией  $W(p)$ , включающей коэффициенты передачи запоминающего устройства  $(1 - e^{-pT_0})/p$ , УПТ, ЦАП (источник опорного напряжения, транзисторные ключи) и т. п.; РЭ — релейный элемент.

Для достаточно широкого класса систем  $W(p)$  может быть представлено в виде

$$W(p) = \frac{1 - e^{-pT_0}}{p} \frac{K \prod_{j=1}^{j=m} (\tau_j p + 1)}{\prod_{i=1}^{i=n} (T_i p + 1)} e^{-\theta p}; \quad m \leq n, \quad (1)$$

где  $p = j\omega$  — оператор Лапласа;  $K$  — коэффициент усиления ПНЛЧ;  $\tau_j$ ,  $T_i$  — постоянные времени соответственно дифференцирующих и аperiodических звеньев;  $\theta$  — запаздывание (в реальных АЦП имеет место соотношение  $\theta < T_0$ ).

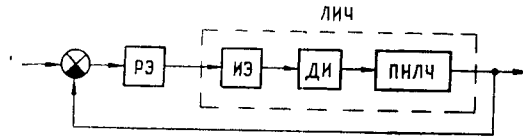


Рис. 1. Эквивалентная структурная схема следящего АЦП.

Применяя модифицированное  $z$ -преобразование [7] к (1) и учитывая коэффициент передачи ДИ  $D^*(z) = z/z-1$ , получим дискретную передаточную функцию линейной импульсной части (ЛИЧ) системы в виде

$$W^*(z) = D^*(z) \{W(p)\}^* = \frac{K}{z-1} - K \sum_{i=1}^{i=n} \frac{e^{-(T_0-\theta)/T_i}}{z - e^{-T_0/T_i}} A_i, \quad (1a)$$

где

$$z = e^{pT_0}; \quad A_i = \frac{\prod_{j=1}^{j=m} (1 - \tau_j/T_i)}{\prod_{\substack{s=1 \\ s \neq i}}^{s=n} (1 - T_s/T_i)}.$$

Используя подстановку  $p = j\omega$ , переходим к амплитудно-фазовой частотной характеристике (АФЧХ) ЛИЧ

$$W^*(j\bar{\omega}) = \frac{K}{e^{j\bar{\omega}} - 1} - \sum_{i=1}^{i=n} \frac{K e^{-(T_0-\theta)/T_i}}{e^{j\bar{\omega}} - e^{-T_0/T_i}} A_i,$$

где  $\bar{\omega} = \omega T_0$  — относительная частота. Используем полученную АФЧХ для вывода условия устойчивости системы.

### АБСОЛЮТНАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ ПОЛОЖЕНИЙ РАВНОВЕСИЯ СЛЕДЯЩЕГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При анализе динамики системы будем использовать понятие об абсолютной устойчивости ее положений равновесия [8]. Воспользуемся частотным критерием Попова — Цыпкина [9], обеспечивающим достаточные условия абсолютной устойчивости положений равновесия системы, содержащей нелинейный элемент (РЭ), характеристика которого полностью заключена в секторе  $L0\epsilon$  (рис. 2, а). Согласно этому критерию, положения равновесия нелинейной импульсной системы абсолют-

но устойчивы, если АФЧХ линейной импульсной части не пересекает прямую  $-1/L$  (см. рис. 2, б), т. е. если имеет место неравенство

$$\operatorname{Re} W^*(j\bar{\omega}) + \frac{1}{L} \geq 0, \quad (2)$$

причем, как следует из рис. 2, а,  $L = q_0/\Delta$ .

Дифференцируя вещественную часть  $W^*(j\bar{\omega})$  по  $\bar{\omega}$  и приравнявая нулю, можно показать, что при  $\bar{\omega} = 0$  она принимает минимальное значение, равное

$$\operatorname{Re} W^*(j\bar{\omega})_{\min} = -\frac{K}{2} - \sum_{i=1}^{i=n} \frac{K e^{-(T_0-\theta)/T_i}}{1 - e^{-T_0/T_i}} A_i.$$

Подставляя последнее выражение в (2) и учитывая значение для  $A_i$ , получим

$$\frac{\Delta}{K q_0} \geq \frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{i=n} \frac{e^{-(T_0-\theta)/T_i}}{1 - e^{-T_0/T_i}} \frac{\prod_{j=1}^{j=n} (1 - \tau_j/T_i)}{\prod_{\substack{s=1 \\ s \neq i}}^{s=n} (1 - T_s/T_i)}. \quad (3)$$

Выражение (3) связывает параметры системы и позволяет выбирать их, не нарушая условий устойчивости.

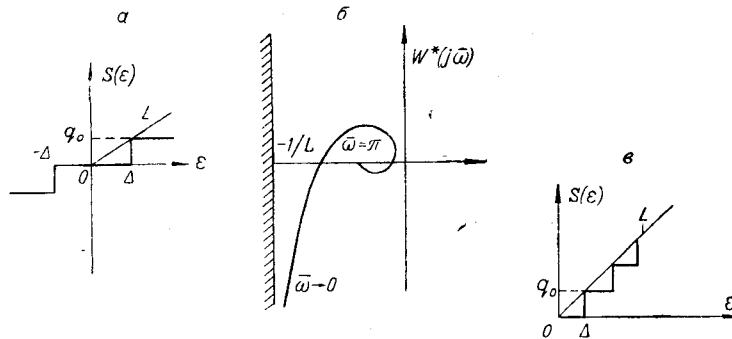


Рис. 2. Статическая характеристика релейного элемента (а), АФЧХ устойчивой системы (б), статическая характеристика квантователя (в).

В случае безынерционного АЦП, мгновенно реагирующего на входной сигнал (т. е. при  $\theta = T_i = \tau_j = 0$ ), и при  $q_0 = \Delta$  из (3) следует:  $K \leq 2$ , что совпадает с известным ограничением коэффициента усиления линейной системы [10], а при  $k=1$  получим известное соотношение  $\Delta \geq q_0/2$  [4].

Рассмотренный выше АЦП характеризуется постоянством скорости изменения выходной координаты счетчика  $\dot{N}$  (при  $\varepsilon > \Delta$ ):  $\dot{N} = q_0 f_0 = \text{const}$ . Известны также преобразователи с переменной (обусловленной величиной рассогласования  $\varepsilon$ ) скоростью изменения числа  $N$ . Такими преобразователями являются АЦП с частотно-импульсной модуляцией  $\dot{N} = f(\varepsilon)$  [11] и АЦП с переменным шагом квантования  $q = q(\varepsilon)$  [12].

Как показано в [13], при исследовании абсолютной устойчивости положений равновесия системы с частотно-импульсной модуляцией может быть использован частотный критерий Попова — Цыпкина, если

частотно-импульсный модулятор заменить импульсным элементом с постоянной частотой прерывания, равной  $f = f(\Delta) = \text{const}$ . Тогда для ПНЛЧ с передаточной функцией вида (1) условие абсолютной устойчивости совпадает с (3), если принять  $1/T_0 = f(\Delta)$ . Так как в общем случае  $f_0 > f(\Delta)$ , то условие абсолютной устойчивости положений равновесия АЦП с частотно-импульсной модуляцией является менее жестким, чем аналогичное условие для АЦП с постоянной скоростью изменения выходной координаты (коэффициент усиления  $K$  в АЦП первого типа можно увеличить).

В том случае, когда характеристика квантователя  $q(\varepsilon)$ , имеющего зону нечувствительности  $\Delta$  и минимальный порог срабатывания  $q_0$ , лежит в том же секторе  $LO\varepsilon$ , что и характеристика РЭ (см. рис. 2, в), из частотного критерия Попова — Цыпкина следует, что множество состояний равновесия АЦП с переменным шагом квантования абсолютно устойчиво при выполнении условия (3).

### СТРУКТУРНЫЕ СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛЕДЯЩИХ АЦП

Абсолютная устойчивость положений равновесия АЦП, рассмотренная выше, еще не обеспечивает его нормальную работу при всевозможных воздействиях. Учитывая, что следящие АЦП предназначены для воспроизведения входных сигналов (в цифровой и аналоговой форме), важно обеспечить устойчивость процессов при любых внешних возмущениях.

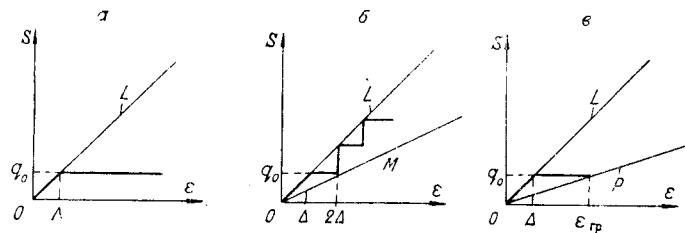


Рис. 3. Статические характеристики нелинейных элементов с линейризацией характеристики в пределах шага квантователя: релейного элемента (а), квантователя (б), релейного элемента в системе с адаптацией (в).

Известно [14], что условие устойчивости положений равновесия совпадает с условием устойчивости процессов в системе при любых воздействиях, если имеет место неравенство

$$\left[ \frac{d s(\varepsilon)}{d \varepsilon} \right]_{\max} < L, \quad (4)$$

где  $s(\varepsilon)$  — характеристика нелинейного элемента.

Введем в пределах зоны нечувствительности (шага квантования) релейного элемента линейный участок, как показано на рис. 3, а. Тогда условие (4) будет выполнено, и, следовательно, будет обеспечена абсолютная устойчивость процессов в АЦП с релейным устройством при любых входных сигналах.

Введение линейности оказывается полезным и в системе с переменным шагом квантования. В этом случае характеристика квантователя полностью размещается внутри сектора  $LOM$  (см. рис. 3, б). Поэтому запретная зона для АФЧХ линейной импульсной части сужается [9] и

представляет собой окружность (рис. 4) радиуса

Условием абсолютной устойчивости такой системы является неравенство [9]

$$\operatorname{Re} \frac{W^*(j\bar{\omega})}{1 + M W^*(j\bar{\omega})} + \frac{1}{L - M} \geq 0$$

или

$$\operatorname{Re} \Phi^*(j\bar{\omega}) + \frac{M}{L - M} \geq 0,$$

где

$$\Phi^*(j\bar{\omega}) = \frac{M W^*(j\bar{\omega})}{1 + M W^*(j\bar{\omega})}$$

— передаточная функция эквивалентной замкнутой системы, содержащей ЛИЧ с коэффициентом усиления МК. Построение  $\Phi^*(j\bar{\omega})$  может быть осуществлено по номограмме замыкания [15]. Предельные значения параметров системы могут быть определены также с помощью логарифмических характеристик ЛИЧ [16].

В последнее время большое внимание уделяется адаптивным системам, в частности АЦП с комбинированным — поразрядным и следящим — преобразованием [1]. В таких АЦП выбор режима уравнивания согласуется с величиной рассогласования  $\varepsilon$ : если  $\varepsilon$  больше некоторой заданной граничной величины  $\varepsilon_{\text{гр}}$ , то АЦП уравнивается поразрядно, а при  $\varepsilon < \varepsilon_{\text{гр}}$  — переходит в режим следящего.

Так как при поразрядном уравнивании система с точки зрения происходящих в ней процессов является разомкнутой, то характеристика эквивалентного релейного элемента с линеаризацией в пределах шага квантования полностью располагается в секторе  $LOP$  (см. рис. 3, в). Запретная зона для  $W^*(j\bar{\omega})$  в этом случае представляет собой окружность (см. рис. 4) радиуса

$$R = \frac{1}{2} \left| \frac{1}{P} - \frac{1}{L} \right| = \frac{\varepsilon_{\text{гр}} - \Delta}{2q_0}$$

с центром на оси абсцисс в точке

$$O_1 = -\frac{1}{2} \left( \frac{1}{P} + \frac{1}{L} \right) = -\frac{\varepsilon_{\text{гр}} - \Delta}{2q_0},$$

где  $P = q_0/\varepsilon_{\text{гр}}$ .

Устойчивость положения равновесия такого АЦП обеспечивает и устойчивость процессов в нем при любых воздействиях. Условие абсолютной устойчивости записываем в виде

$$\operatorname{Re} \Phi^*(j\bar{\omega}) + \frac{\Delta}{\varepsilon_{\text{гр}} - \Delta} \geq 0. \quad (5)$$

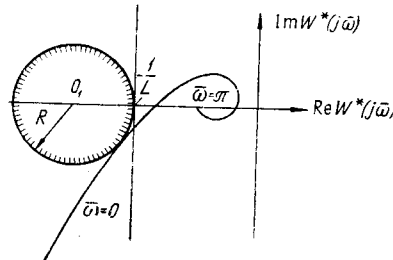


Рис. 4. Запретная зона для ЛФЧХ.

Один из критериев выбора величины  $\varepsilon_{гр}$  приведен в [1]. С другой стороны, выражение (5) связывает  $\varepsilon_{гр}$  с параметрами АЦП, исходя из условия обеспечения устойчивости. Оценим, на сколько снижаются требования к параметрам системы в том случае, когда характеристика нелинейного элемента размещена в некотором секторе  $ЛОМ$  (см. рис. 3, б), по сравнению с условием (3).

Пусть в системе рис. 1 можно учитывать лишь одну постоянную времени  $T_y$  первого (лампового) каскада усилителя сигнала рассогласования, т. е.

$$W(p) = \frac{1 - e^{-pT_0}}{p} \frac{K}{T_y p + 1}. \quad (6)$$

Тогда из (3) следует, что множество положений равновесия системы, содержащей РЭ (с характеристикой, показанной на рис. 2, а), будет абсолютно устойчиво при выполнении следующего условия:

$$\frac{\Delta}{K q_0} \geq \frac{1}{2} + \frac{\lambda}{1 - \lambda} = \frac{1}{2} B, \quad (7)$$

где

$$B = \frac{1 + \lambda}{1 - \lambda}; \quad \lambda = e^{-T_0/T_y}.$$

На рис. 5 построена АФЧХ  $W^*(j\bar{\omega})$  (кривая 1), стремящаяся при  $\bar{\omega} = 0$  к асимптоте:

$$b = -\frac{K}{2} - \frac{K\lambda}{1 - \lambda} = -\frac{K}{2} B.$$

В том случае, когда характеристика нелинейного элемента размещена в секторе  $ЛОМ$ , АФЧХ в пределе может касаться окружности, опирающейся на отрезок  $(-1/L, -1/M)$ ; при этом требования к параметрам системы снижаются. В частности, может быть увеличена тактовая частота  $f_0 = 1/T_0$ . На рис. 5 показан ход предельной кривой  $W^*(j\bar{\omega})$  для рассматриваемого случая (2).

Полагая в (1а)

$$T_1 = T_y, \quad \theta = T_i = \tau_j = 0 \quad (i \neq 1),$$

получим\*

$$W^*(z) = \frac{K}{z - 1} - \frac{K\lambda}{z - \lambda} = \frac{K(1 - \lambda)}{(1 - z^{-1})(z - \lambda)}. \quad (8)$$

Таким образом, задача сводится к проведению годографа  $W^*(j\bar{\omega})$ , касающегося окружности  $(-1/L, -1/M)$ . Однако в данном случае проще воспользоваться обратной АФЧХ. Из (8) следует

$$1/W^*(j\bar{\omega}) = \frac{1}{K} B (\cos \bar{\omega} - 1) + j \frac{1}{K} \sin \bar{\omega}.$$

Построим в комплексной области  $K/W^*(j\bar{\omega})$  годограф обратной АФЧХ. Тогда частотный критерий Попова — Цыпкина должен испол-

\* Так как запаздывание  $\theta$  принимается равным нулю, то  $W^*(z)$  также может быть найдено по правилам немодифицированного  $z$ -преобразования [7], примененного к (6):

$$\begin{aligned} W^*(z) &= D^*(z) \{W(p)\}^* = \frac{zK}{z-1} (1 - z^{-1}) \left( \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-\lambda} \right) = \\ &= \frac{Kz}{z-1} - \frac{Kz}{z-\lambda} = \frac{K(1-\lambda)}{(1-z^{-1})(z-\lambda)}. \end{aligned}$$

зваться в следующей интерпретации [17]: обратная АФЧХ (рис. 6) не должна пересекать окружность, опирающуюся на отрезок  $(-KL, -KM)$ .

Для нахождения годографа, касающегося указанной окружности, сделаем следующие преобразования. Введем обозначения:

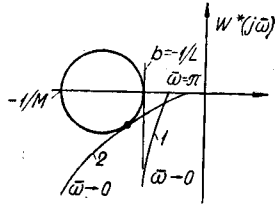


Рис. 5. Предельные АФЧХ.

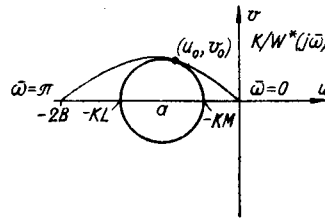


Рис. 6. Предельная обратная АФЧХ.

$B(\cos \bar{\omega} - 1) = u$ ;  $\sin \bar{\omega} = v$ . Тогда в плоскости  $(u, v)$  уравнения для  $K/W^*(j\bar{\omega})$  и окружности  $(-KL, -KM)$  запишем в следующем виде:

$$\begin{cases} u = B(\sqrt{1-v^2} - 1); & (9) \\ (u+a)^2 + v^2 = R^2, & (10) \end{cases}$$

где

$$a = \frac{1}{2} K(L+M); \quad R = \frac{1}{2} K(L-M).$$

Решая систему уравнений (9) и (10), находим абсциссу точки пересечения

$$U_0 = -\frac{B(1-Ba)}{1-B^2} \pm \sqrt{\frac{B^2(1-Ba)^2}{(1-B^2)^2} - \frac{B^2(R^2-a^2)}{1-B^2}}$$

Точке касания соответствует равенство нулю подкоренного выражения. Откуда нетрудно найти условие, при котором кривые (9) и (10) не пересекаются\*:

$$B \leq \frac{a}{R^2} + \sqrt{\frac{a^2}{R^4} - \frac{1-R^2+a^2}{R^2}}. \quad (11)$$

Еще проще задача может быть решена следующим способом. Используем подстановку  $x = u + a, y = \sqrt{1-v^2}$ , тогда систему уравнений (9) и (10) перепишем в виде

$$\begin{cases} x = By + (a - B); & (12) \\ x^2 - y^2 = R^2 - 1. & (13) \end{cases}$$

Таким образом, задача свелась к нахождению такой прямой (12) с угловым коэффициентом  $B$ , отсекающей на оси  $x$  отрезок  $a - B$ , которая касалась бы в некоторой точке  $(x_0, y_0)$  равносторонней гиперболы (13) с вершинами  $|R^2 - 1|$ .

Уравнение касательной к гиперболе может быть представлено [18]:

$$x_0 X - y_0 Y = R^2 - 1 \quad \text{или} \quad X = \frac{y_0}{x_0} Y + \frac{R^2 - 1}{x_0}, \quad (14)$$

\* Перед корнем берется знак плюс, что накладывает на параметры системы более легкие ограничения. Кроме того, при определенных значениях параметров знаку минус может соответствовать случай, при котором условия устойчивости не выполняются.

где  $X$  и  $Y$  — текущие координаты точки, лежащей на касательной, т. е. на прямой (12).

Сравнивая (12) с (14), имеем

$$\frac{y_0}{x_0} = B, \quad \frac{R^2 - 1}{x_0} = a - B \quad \text{или} \quad x_0 = \frac{R^2 - 1}{a - B}, \quad y_0 = B \frac{R^2 - 1}{a - B}.$$

Подставляя значения  $x_0$  и  $y_0$  в (12) и решая полученное уравнение относительно  $B$ , получим (11). Выражение (11) через  $a$ ,  $B$  и  $R$  связывает параметры следящего АЦП в замкнутом виде. В частном случае при  $M=0$  и  $a=R=Kq_0/2\Delta$  из (11) следует полученная выше зависимость (7).

Пусть характеристика нелинейного элемента (квантователя) лежит в секторе  $LOM$  (см. рис. 3, б), т. е.  $L = 2M$ ,  $a = \frac{3}{4} \frac{Kq_0}{\Delta}$ ,  $R = \frac{1}{4} \frac{Kq_0}{\Delta}$ .

Тогда, задаваясь  $K$ ,  $q_0$ ,  $\Delta$ , из (11) можно найти предельные значения для  $T_0/T_y$ . В таблице приведен ряд значений  $T_0/T_y$ , рассчитанных по  $Kq_0/\Delta$

$Kq_0/\Delta$	$T_0/T_y;$ $M=0$	$T_0/T_y;$ $L=2M$	$Kq_0/\Delta$	$T_0/T_y;$ $M=0$	$T_0/T_y;$ $L=2M$
0,1	0,100	0,009	1,3	1,551	0,115
0,2	0,201	0,017	1,4	1,735	0,124
0,3	0,302	0,026	1,5	1,946	0,134
0,4	0,406	0,034	1,6	2,197	0,143
0,5	0,512	0,042	1,7	2,512	0,153
0,6	0,619	0,051	1,8	2,954	0,163
0,7	0,731	0,060	1,9	3,664	0,174
0,8	0,847	0,069	2,0	$\infty$	0,184
0,9	0,969	0,078	2,5	—	0,241
1,0	1,099	0,087	3,0	—	0,311
1,1	1,237	0,096	3,5	—	0,407
1,2	1,386	0,105	4,0	—	0,692

соответствии с (7) и (11). Из таблицы следует, что введение линейного участка в пределах шага квантования позволяет снизить требования, предъявляемые к параметрам системы. Причем при  $2 \leq \frac{Kq_0}{\Delta} \leq 4$  соответствующим выбором отношения  $T_0/T_y$  может быть обеспечена абсолютная устойчивость АЦП.

## ВЫВОДЫ

Следящий аналого-цифровой преобразователь является нелинейной импульсной системой и выбор его параметров должен осуществляться с учетом обеспечения устойчивости множества состояний равновесия.

Введение в характеристику эквивалентного релейного элемента зоны, линейной в пределах шага квантования, обеспечивает абсолютную устойчивость процессов при любых внешних воздействиях. Дополнительное введение в систему адаптации по величине рассогласования сужает запретную зону для амплитудно-фазовой частотной характеристики линейной импульсной части системы.

Линеаризация характеристики квантователя в пределах шага квантования облегчает выполнение условий устойчивости АЦП с переменным шагом квантования.



## ЛИТЕРАТУРА

1. Н. И. Гореликов, А. Н. Касперович, И. И. Коршевер, М. П. Цапенко. О построении цифровых измерительных приборов уравнивания с переменной структурой.— Автометрия, 1965, № 4.
2. В. Ю. Кончаловский. Исследование одного класса измерительных приборов следящего типа с аналоговым и цифровым выходами. Автореф. канд. дисс. М., МЭИ, 1964.
3. М. Н. Глазов. Преобразователи напряжения постоянного тока в угол поворота с шаговыми двигателями. Автореф. канд. дисс. Л., ЛЭТИ, 1967.
4. В. Н. Хлистунов. Основы цифровой электроизмерительной техники и цифровые преобразователи. М.—Л., «Энергия», 1966.
5. Ф. Б. Гриневич, К. Б. Карандеев, М. П. Цапенко. Об устойчивости следящих цифровых измерительных приборов, зависящей от их статических характеристик.— Автометрия, 1967, № 1.
6. Н. И. Гореликов, И. Ф. Клисторин, И. И. Коршевер. Повышение быстродействия цифровых измерительных приборов следящего уравнивания.— Сб. «Проблемы электрометрии». Новосибирск, «Наука», 1967.
7. Ю. Т. Ту. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. М., «Машиностроение», 1964.
8. Проблемы теории импульсных систем управления. Отв. ред. Я. З. Цыпкин. М., «Наука», 1966.
9. Я. З. Цыпкин. Об устойчивости в целом нелинейных импульсных автоматических систем.— Докл. АН СССР, 1962, т. 145, № 1.
10. М. Клейн, Г. Морган, М. Аронсон. Цифровая техника для вычислений и управления. М., Изд-во иностр. лит., 1960.
11. В. Г. Кнорринг, Л. К. Рукина. Новый метод построения цифровых компенсационных приборов для измерения механических величин.— Сб. «Цифровые измерительные и управляющие устройства». Труды ЛПИ № 256. Л., «Энергия», 1965.
12. Н. Г. Бабаев. Исследование вопросов повышения быстродействия цифровых следящих автокомпенсаторов. Автореф. канд. дисс. Баку, 1967.
13. Ю. Н. Чеховой. Динамика нелинейных импульсных систем управления с частотно-импульсной модуляцией. Автореф. канд. дисс. Киев, 1967.
14. Я. З. Цыпкин. Устойчивость процессов в нелинейных импульсных автоматических системах.— Докл. АН СССР, 1963, т. 152, № 2.
15. В. В. Солодовников и др. Частотный метод построения переходных процессов. Справ. пособие. М., 1955.
16. А. А. Вавилов, В. Б. Яковлев. Приближенные методы исследования абсолютной устойчивости нелинейных импульсных систем.— Республиканская межвузовская научно-техническая конференция по радиоэлектронике и автоматике. Тезисы докладов и сообщений. Львов, 1967.
17. Я. З. Цыпкин. Частотные критерии абсолютной устойчивости нелинейных импульсных систем.— Автоматика и телемеханика, 1964, № 3.
18. М. Я. Выгодский. Справочник по высшей математике. М., Гостехиздат, 1956.

*Поступила в редакцию  
23 июля 1967 г.,  
окончательный вариант —  
31 января 1968 г.*