

УСТРОЙСТВА, ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 681.142.521

А. В. ТОПАЛЛЕР

(Москва)

ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СЧЕТА И АНАЛИЗ ЕГО РАБОТЫ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ*

Приведен упрощенный анализ работы цифрового преобразователя последовательного счета во всем диапазоне изменения амплитуды и частоты входного гармонического сигнала. Даны зависимости максимальной амплитудной и фазовой погрешностей от отношения максимальной скорости нарастания входного сигнала к максимально возможной скорости изменения выходного сигнала преобразователя. Определена частота квантования, при которой преобразователь, включенный в систему регулирования, обеспечивает минимальные фазовые и амплитудные искажения. Приведены технические характеристики преобразователя. Рассмотрены два оригинальных узла этого преобразователя: модулятор и счетная декада.

Накопительный аналого-цифровой преобразователь последовательного счета с обратной связью [1, 2] осуществляет следящее преобразование аналоговой величины $x(t)$ в ступенчатоизменяющуюся величину $z(t)$ с постоянным шагом квантования по уровню q и времени τ . Статическая погрешность подобного преобразователя подробно рассмотрена в ряде работ (например, в [3]).

* * *

Зависимость параметров выходного сигнала преобразователя от амплитуды и частоты входного гармонического сигнала может быть получена на основе геометрических соотношений, отображающих процесс преобразования.

Основным допущением, принятым в дальнейшем, является замена ступенчатой линии $z(t)$ ломаной $y(t)$, проходящей через точки

$$y(n\tau) = \frac{\max z(n\tau) + \min z(n\tau)}{2}, \quad (1)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$

Очевидно, что такое допущение не внесет в результаты анализа погрешности по амплитуде более чем $\pm q/2$. При этом сигнал $y(t)$ можно рассматривать как результат аналогового преобразователя входного

* Материал доложен на VIII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1966 года в Новосибирске.

сигнала $x(t)$, а динамические свойства преобразователя как характеристики аналогового элемента.

Основной особенностью динамики следящего преобразователя, рассматриваемого здесь, является ограниченная скорость изменения его выходного сигнала:

$$\left(\frac{dy}{dt}\right)_{\max} = \frac{q}{\tau}. \quad (2)$$

Поэтому при входном гармоническом сигнале $x(t)$ выходной сигнал $y(t)$ может отличаться от синусоидальной формы, оставаясь периодической функцией, период которой в режиме установившихся колебаний равен периоду $x(t)$, а фаза и максимальное значение отличаются от соответствующих величин $x(t)$.

Для определения динамических свойств преобразователя частотный анализ целесообразно производить, используя в качестве независимого переменного не частоту входного сигнала ω , а некоторый «скоростной» коэффициент, равный

$$m = \frac{\left(\frac{dx}{dt}\right)_{\max}}{\left(\frac{dy}{dt}\right)_{\max}} = \frac{A_{\text{вх}} \omega}{\frac{q}{\tau}}, \quad (3)$$

где $A_{\text{вх}}$ — амплитудное значение входного гармонического сигнала.

В зависимости от формы $y(t)$ при

$$x(t) = A_{\text{вх}} \sin \omega t \quad (4)$$

весь частотный диапазон преобразователя можно разбить на три участка, в каждом из которых преобразователь будет работать в специфическом режиме и его свойства будут представлены различно.

1. *Режим слежения* (рис. 1, а). Этот режим характерен тем, что

$$\left(\frac{dx}{dt}\right)_{\max} \leq \frac{q}{\tau}. \quad (5)$$

Следовательно,

$$0 < m \leq 1. \quad (6)$$

Очевидно, что $y(t)$ представляет собой тоже гармоническую функцию, «совпадающую» с $x(t)$. Как будет показано ниже, этот режим является основным при использовании преобразователя в качестве усили-

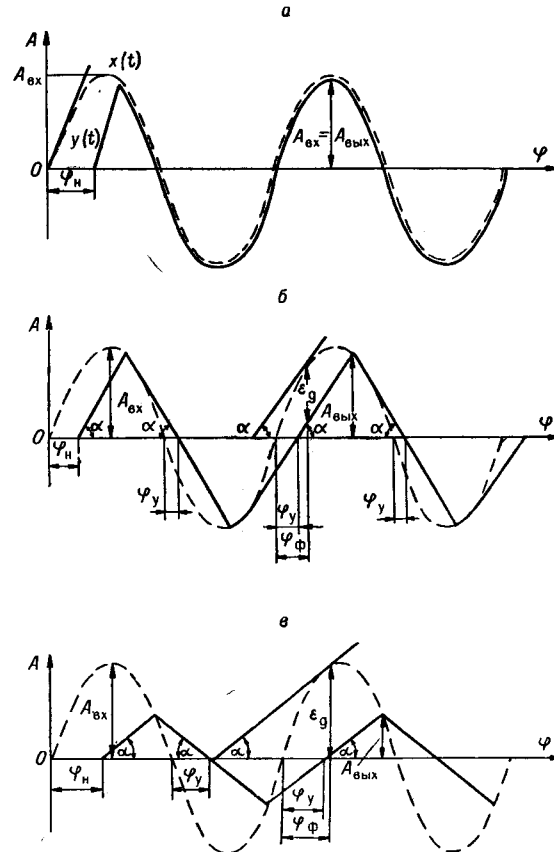


Рис. 1.

тельного звена, так как при этом амплитудные и фазовые искажения, вносимые преобразователем, будут минимальными.

В режиме установившихся колебаний максимальная динамическая погрешность преобразователя равна

$$\varepsilon_d = 0. \quad (7)$$

Фазовый угол между $x(t)$ и $y(t)$ составляет

$$\varphi_y = 0. \quad (8)$$

Фазовый угол при максимальной динамической погрешности ε_d определяется

$$\varphi_\Phi = 0. \quad (9)$$

Режим установившихся колебаний наступает не позднее второго полупериода колебаний $x(t)$ вне зависимости от начального фазового угла φ_n между $x(t)$ и $y(t)$.

2. *Режим ограниченного слежения* (см. рис. 1, б). В этом режиме $y(t)$ состоит из части синусоиды и двух прямых, тангенс угла α наклона которых равен $\operatorname{tg} \alpha = \left| \frac{q}{\tau} \right|$.

Функция $y(t)$ частично совпадает с $x(t)$; при этом

$$1 < m < m_k, \quad (10)$$

где m_k — критическое значение скоростного коэффициента, определенное ниже.

Решение геометрических соотношений в этом режиме дает следующие выражения для интересующих нас параметров в режиме установившихся колебаний:

$$\varepsilon_d = \frac{2A_{\text{вх}}}{m} \left(\sqrt{m^2 - 1} - \arccos \frac{1}{m} \right); \quad (11)$$

$$\varphi_d = \sqrt{m^2 - 1} - \arccos \frac{1}{m}; \quad (12)$$

$$\varphi_\Phi = \arccos \frac{1}{m}; \quad (13)$$

$$m_k \cong 1,85. \quad (14)$$

Так же как и в режиме слежения, установившиеся колебания начинаются не позднее второго полупериода колебаний $x(t)$ вне зависимости от начального фазового угла φ_n .

3. *Режим ограничения скорости нарастания входного сигнала* (см. рис. 1, в). В этом режиме $y(t)$ представляет собой треугольную функцию, совпадающую с $x(t)$ только в одной точке за каждый полупериод и имеющую угол наклона образующих α . При этом $m_k \leq m < \infty$.

При установившихся колебаниях параметры этого режима имеют вид:

$$\varepsilon_d = \frac{A_{\text{вх}}}{m} \left(\sqrt{m^2 - 1} - \arccos \frac{1}{m} + \arccos \frac{\pi}{2m} \right); \quad (15)$$

$$\varphi_y = \arccos \frac{\pi}{2m}; \quad (16)$$

$$\varphi_\Phi = \arccos \frac{1}{m}. \quad (17)$$

Отметим две существенные особенности этого режима. Первая заключается в том, что установившиеся колебания начинаются спустя n полупериодов $x(t)$. Можно показать, что через

$$n \cong \frac{\lg \eta - 0,3}{\lg \frac{m-1}{m+1}} \quad (18)$$

амплитудное значение выходного сигнала будет отличаться от $A_{\text{вых}}$ в установившемся режиме на величину $\eta A_{\text{вых}}$. Выражение (18) приведено для относительной погрешности $\eta \leq 0,1$.

Вторая особенность заключается в том, что в режиме ограничения высота треугольной функции $A_{\text{вых}}$ не зависит от амплитуды входного сигнала и определяется только входной частотой ω и параметрами преобразователя:

$$A_{\text{вых}} = \frac{\pi}{2\omega} \frac{q}{\tau},$$

или

$$A_{\text{вых}} = \frac{q}{4\tau} T = \frac{q}{4\tau} \frac{1}{f}, \quad (19)$$

где f и T — соответственно частота в гц и период входного гармонического сигнала в сек .

Для приближенной оценки динамических свойств преобразователя в режиме ограниченного слежения и в режиме ограничения иногда целесообразно выходной сигнал представить в виде гармонического сигнала $y_1(t)$, имеющего ту же частоту и тот же фазовый угол, что и $y(t)$. Амплитуда $y_1(t)$ выбирается из условий равенства максимальной динамической ошибки при $y(t)$ и $y_1(t)$.

Тогда амплитудное значение A_s функции $y_1(t)$ будет равно

$$A_s = A_{\text{вх}} \cos \varphi_y - \sqrt{\varepsilon_d^2 - A_{\text{вх}}^2 \sin^2 \varphi_y}, \quad (20)$$

где ε_d и φ_y находятся для соответствующих режимов из выражений (11), (12) и (15), (16).

На рис. 2 показан характер амплитудной и фазовой зависимостей преобразователя в функции скоростного коэффициента m , построенных в соответствии с (12), (16) и (20).

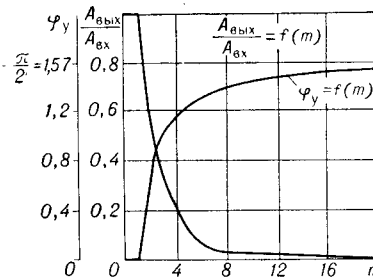


Рис. 2.

* * *

Цифровые преобразователи можно с успехом применять в качестве звеньев аналоговых систем автоматического регулирования. Работе цифровых устройств в аналоговых системах регулирования посвящен ряд исследований (например, [4]). В то же время специфика работы преобразователя следящего типа позволяет сделать несколько предваритель-

ных замечаний в отношении согласования динамических свойств непрерывной части системы и преобразователя*. Эти замечания сводятся к выбору частоты квантования в зависимости от частотных характеристик системы, обеспечивающей работу преобразователя только в режиме слежения. В других режимах амплитудные и фазовые искажения, вносимые преобразователем, как показано выше, настолько велики, что практически делают его применение нерациональным.

Пусть выходной сигнал непрерывной части системы регулирования является входным сигналом $x(t)$ преобразователя. Если задающее воздействие на входе системы при неограниченном диапазоне частот выражается в виде

$$x_{\text{зад}}(t) = A \sum \sin \omega_i t,$$

то входной сигнал преобразователя может быть представлен как

$$x(t) = \sum A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i). \quad (21)$$

Зависимость

$$A_i = f_1(\omega_i),$$

а следовательно, и

$$A_i \omega_i = f_2(\omega_i) \quad (22)$$

определяются амплитудно-частотной характеристикой непрерывной части системы. Но $A_i \omega_i$ является максимальной скоростью изменения данной гармонической составляющей сигнала $x(t)$, и поэтому по амплитудно-частотной характеристике системы может быть найдена та область частот, в которой скорость изменения составляющих сигнала $x(t)$ является максимальной, а также величина этой максимальной скорости.

Следует учесть, что при указанном задающем воздействии решение является достаточно общим, и поэтому выводы, полученные при таком подходе, справедливы и для реальных задающих воздействий, в которых амплитуда сигнала обычно уменьшается с увеличением частоты.

Максимальная скорость изменения гармонических составляющих наиболее просто может быть найдена из упрощенных логарифмических амплитудно-частотных характеристик (ЛАХ) аналоговой части разомкнутой системы. На рис. 3, а приведены некоторые типы этих характеристик (1 — астатическая система; статическая система; 2 — колебательный переходный процесс; 3 — оптимальный переходный процесс; 4 — аperiodический переходный процесс). По ЛАХ можно

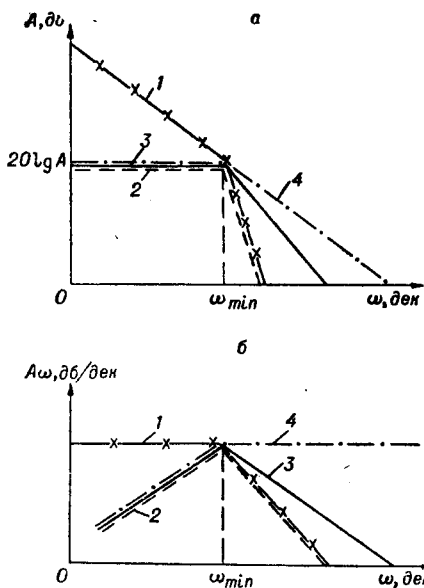


Рис. 3.

2 — колебательный переходный процесс; 3 — оптимальный переходный процесс; 4 — аperiodический переходный процесс). По ЛАХ можно

* Это выполнено при участии канд. техн. наук Ю. В. Журавского.

построить графики зависимости (22), так как умножение всех ординат ЛАХ на ω изменяет наклоны ее ветвей на 20 дб/дек (см. рис. 3, б).

Очевидно, что приведенные на рис. 3, а ЛАХ не учитывают существенных особенностей, которые могут иметь место в конкретной системе, однако их рассмотрение позволяет сделать некоторые выводы:

а) максимальная скорость изменения выходного сигнала системы соответствует низкочастотной части спектра обрабатываемых ею воздействий, т. е. той частью спектра, которая должна передаваться преобразователем с минимальными искажениями;

б) максимальная величина скорости изменения гармонических составляющих $x(t)$ имеет место при $\omega = \omega_{\min} = \frac{1}{T_{\max}}$, где T_{\max} — наибольшая постоянная времени одного из звеньев системы;

в) при условии

$$A \omega_{\min} < \frac{q}{\tau}, \quad (23)$$

где A — диапазон измерения преобразователя, режим слежения будет обеспечен не только для области низкочастотных составляющих сигнала $x(t)$, но и для всего диапазона частот, пропускаемых системой;

г) из выражения (23) может быть получена величина дискретности преобразования по времени. Принимая $\delta = \frac{q}{A}$, получим

$$\tau < T_{\max} \delta. \quad (24)$$

* * *

В разработке и исследовании преобразователя рассмотренного типа принимали участие В. А. Заикин, В. З. Митрофанов, А. В. Топаллер. Преобразователь представляет собой цеховой прецизионный измеритель постоянного тока и предназначен для обработки сигналов датчиков технологического контроля, в частности, проволочных тензометрических датчиков силовых параметров прокатного производства.

Преобразователь выдает усиленный аналоговый сигнал, который может быть использован в системе регулирования и обеспечивает получение информации в цифровой форме.

Блок-схема преобразователя не отличается от известных схем накопительных преобразователей последовательного счета с обратной связью. Преобразователь выполнен на полупроводниковых элементах и обеспечивает следующие основные технические характеристики: диапазон измерений $0-20 \text{ мв}$; приведенная погрешность $\pm 0,5\%$; время набора всей шкалы $0,1 \text{ сек}$; входное сопротивление около 10 ком .

Особенностью разработанного преобразователя является оригинальность схем счетных декад и модулятора нуля-органа. Счетная декада (рис. 4) выполнена в виде кольцевого счетчика на тиристорах, который питается от источника стабилизированного тока. Между анодами тириستоров включены прецизионные и равные между собой сопротивления, а непосредственно в цепи тириستоров — лампы накаливания (используется стандартная индикационная декада проекционного типа). Это позволило исключить из схемы преобразователя дешифрирующее устройство и совместить счетчик с десятичной индикацией, генератор прецизионного ступенчатого напряжения, запоминающее устройство этого напряжения, усилитель мощности выходных цепей.

Такое решение в отличие от общеизвестных [5, 6] обусловило значительное уменьшение числа элементов, сокращение количества функциональных связей и, как следствие, повышение надежности работы преобразователя.

В исходном состоянии все тиристоры, кроме T_0 , закрыты. При этом емкость C_0 заряжена практически до потенциала шины А. При подаче

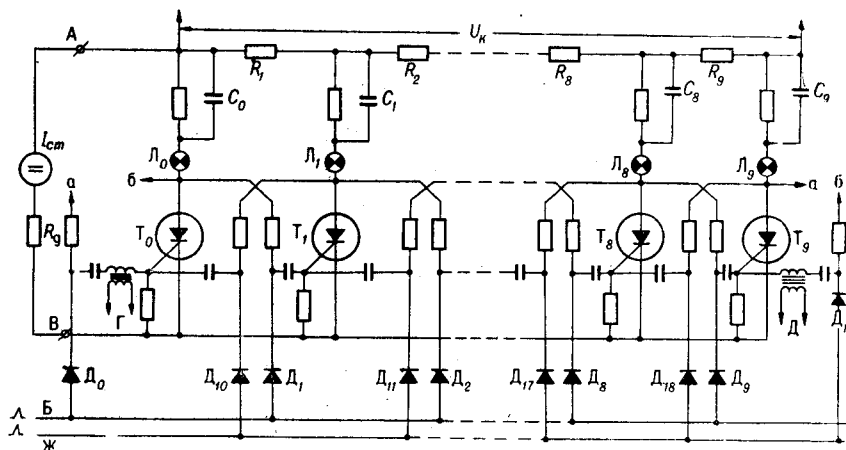


Рис. 4.

положительного импульса на шину Б относительно шины А включается тиристор T_1 . На остальные тиристоры импульс запуска не проходит, так как они блокированы соответствующими диодами $D_0—D_9$, запертыми более высоким положительным потенциалом с анодов закрытых тиристоров. Открытое состояние T_0 и T_1 вызывает уменьшение разности потенциалов между шинами А и Б. Анод T_0 остается под прежним потенциалом за счет емкости C_0 . Ток через T_0 меняет свое направление, тиристор закрывается. После окончания переходного процесса остается включенным только тиристор T_1 . Лампа L_0 гаснет, лампа L_1 загорается. Прохождение тока через T_1 вызывает падение напряжения на прецизионном сопротивлении R_1 , которое поступает на схему сравнения (U_k). При поступлении следующего импульса цикл повторяется: включается тиристор T_2 , загорается лампа L_2 , на сопротивлениях R_1 и R_2 выделяется удвоенное напряжение и т. д.

При реверсе импульсы подаются на шину Ж обратного счета и тиристоры, блокированные диодами $D_{10}—D_{19}$, аналогично сказанному выше, переключаются в последовательности $T_0—T_9—T_8$ и т. д.

При переполнении декады импульс переноса поступает в случае прямого счета с выхода Г на шину прямого счета, а в случае обратного счета — с выхода Д на шину обратного счета последующей декады.

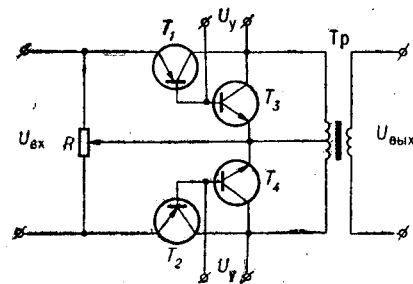


Рис. 5.

Компенсационное напряжение, снимаемое с сопротивлений R_1, R_2, R_9 , поступает на вход преобразователя. Одновременно это же напряжение является командным аналоговым сигналом.

Нуль-орган преобразователя выполнен по схеме модулятор — усилитель переменного тока — демодулятор. Особое внимание при разработке

было уделено исследованию модулятора с точки зрения его временной и температурной стабильности [7, 8]. Наилучшие результаты показала дифференциальная схема (рис. 5).

Модулятор состоит из четырех триодов T_1 — T_4 , потенциометра R и входного трансформатора Tr . Управляющее напряжение U_y подается синфазно на обе пары триодов T_1, T_3 и T_2, T_4 . Триоды включены по инверсной схеме и работают в ключевом режиме. Применение триодов с различными типами проводимости позволяет сократить число источников управляющего напряжения.

Высокая стабильность модулятора обеспечивается тем, что в схеме имеются два отдельных контура для остаточных токов и остаточных напряжений триодов, находящихся в состоянии «разомкнуто» и «замкнуто», благодаря чему осуществляется взаимная компенсация этих параметров. При настройке модулятора потенциометр R устанавливается так, чтобы при входном сигнале $U_{вх}$, равном нулю, выходной сигнал $U_{вых}$ был бы также равен нулю. При этом падение напряжения на нагрузке от разности остаточных токов закрытых триодов равно разности остаточных напряжений открытых триодов. Наиболее эффективно настройка производится при максимальной температуре окружающей среды.

Основное значение для стабильности модулятора имеют параметры триодов T_1 и T_2 . Эти триоды (например, триоды типа П407 или П16Б) следует предварительно отбирать. Триоды T_3, T_4 (например, триоды типа П102) можно применять без отбора.

Лабораторные испытания показали, что дрейф нуля модулятора не превышал 20 мкв при изменении положительной температуры от 15 до 60°С для триодов типа П407 и при изменении температуры от 15 до 45°С для триодов типа П16Б. Эти триоды отбирались по величине β и i_k ($\beta > 80$; $i_k < 1$ мка), а затем подбирались парами по величине остаточного напряжения в одной точке при комнатной температуре ($\Delta U_{ост} < 20$ мкв при $U_{ост} = 100 \div 500$ мкв). Настройка модулятора проводилась при 60°С для триодов типа П407 и 45°С для триодов типа П16Б. Интересно отметить, что при отборе триодов только по β и i_k после дополнительной настройки дрейф при $t = 15 \div 45^\circ\text{C}$ для триодов типа П16Б и $t = 15 \div 60^\circ\text{C}$ для триодов типа П407 не превышал 50 мкв.

Разработанный преобразователь после подтверждения его метрологических характеристик используется в качестве цифровой вторичной аппаратуры измерителя давления металла на валки прокатной кисти. Датчиком давления является мессдоза с тензометрической мостовой схемой; максимальное напряжение на выходе моста 20 мв; выходное сопротивление моста 200 ом. В круглосуточном режиме работы с декабря 1965 года нарушения в функционировании преобразователя не наблюдались. Периодический контроль нуля и чувствительности преобразователя, проводившийся в течение трех месяцев один раз в трое суток, показал, что смещение показаний не превышало $\pm 0,5\%$, вследствие чего корректировка преобразователя не производилась. Преобразователь принят заводом в промышленную эксплуатацию.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. К. Заволокин. Последовательные преобразователи непрерывных величин в числовые эквиваленты. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.
2. Э. И. Гитис. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.

3. В. Ю. Кончаловский. Статическая погрешность некоторых цифровых измерительных приборов.—Измерительная техника, 1964, № 7.
4. С. М. Федотов, А. Л. Литвинов. Автоматические системы с цифровыми управляющими машинами. М.—Л., «Энергия», 1965.
5. Кремниевые управляемые вентили-тиристоры. Технический справочник. М.—Л., «Энергия», 1964.
6. М. Н. Тищенко, В. Г. Малышкин. Динисторы и тиристоры и их применение в автоматике. М.—Л., «Энергия», 1966.
7. В. И. Анисимов, А. П. Голубев. Транзисторные модуляторы. М.—Л., «Энергия», 1964.
8. Н. С. Николаенко. Проектирование транзисторных усилителей. М.—Л., «Энергия», 1965.

*Поступила в редакцию
19 сентября 1966 г.*

A. V. Topaller

**DYNAMIC ANALYSIS OF TIME-BASE ENCODING
ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER**

Approximate analysis of the time coding analog-to-digital converter operation throughout amplitude and frequency ranges of input harmonic signal was quoted. Amplitude and phase maximal errors were determined as a function of ratio of maximal rate of input signal change versus as much as possible rate of output signal change. Sampling rate was estimated, which gave minimal amplitude-phase distortions. Technical data of converter were listed. Modulator and decade counter circuit as original units of converter were considered.
