

Рис. 2.

перфоратор (Пр), производить испытание ЗУ в режиме диалога, а также вести автоматическую проверку на работоспособность самой системы по заданной программе при статических и функциональных испытаниях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Я. И. Кобринский, Н. Н. Зубов. Автоматизированная система анализа, контроля и диагностики сложных цифровых устройств.— Электронная промышленность, 1972, № 2.
2. В. К. Зейденберг, Н. А. Матвеев, Е. В. Тароватова. Обзор зарубежной вычислительной техники по состоянию на 1972 год. М., ИМТиВТ, 1972.
3. Блэтчли. Вычислительные машины для проверок ЗУ.— Электроника, 1969, № 18.
4. Каррен. Испытательные системы для больших интегральных схем с МОП-структурой.— Электроника, 1971, № 10.
5. В. М. Белов, В. А. Буровцев, К. Ш. Ибрагимов, А. Е. Подзин. Устройство формирования тестов для функциональных испытаний ЗУ.— В сб. «Системы первичной аналого-цифровой обработки данных и их элементы», Новосибирск, 1973.

Поступила в редакцию 20 сентября 1973 г.

УДК 621.372.852.2.001.5

**В. П. МАКСИМОВ, В. П. ПЕТРОПАВЛОВСКИЙ, Н. В. СИНИЦЫН,
Н. С. ТРУШКИН**

(Москва)

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ И ЭЛЕМЕНТОВ ОТСЧЕТНОЙ ЧАСТИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ВЫСОКОТОЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УГОЛ — КОД

Повышение точности и быстродействия преобразователей угол — код имеет актуальное значение в системах для слежения за небесными объектами, программного управления станками, в телеметрических устройствах и измерительной технике.

Повышение точности преобразователей до единиц угловых секунд достигается в ряде случаев построением двухотсчетных устройств с повышающим электрическим редуктором (типа многополюсного фазовращателя (МФ) и фазовой следящей системой (ФСС) в канале точного отсчета (ТО)) [1]. Однако быстродействие такого преобразователя, как правило, не превышает нескольких градусов в секунду в режиме непрерывного слежения за объектом. При этом к статической ошибке устройства добавляется динамическая погрешность такого же порядка, увеличивая тем самым общую погрешность всего преобразователя угол — код.

Предельно допустимая угловая скорость на исследуемом валу (ИВ) ограничена быстродействием ФСС в канале ТО и определяется выражением [2]

$$\omega_{\text{ИВ}} = \frac{\omega_{\text{ФВ}}}{i} = \frac{D_{\text{ФСС}} \Delta_{\text{ФСС}}}{i} = D_{\text{ФСС}} \Delta_{\text{ИВ}}, \quad (1)$$

где $D_{\text{ФСС}} = \omega_{\text{ФВ}} / \Delta_{\text{ФСС}}$ — добротность ФСС; $\omega_{\text{ФВ}}$ — угловая скорость вращения ФВ; $\Delta_{\text{ФСС}}$ — допустимая динамическая ошибка ФСС; i — передаточное число электрического редуктора; $\Delta_{\text{ИВ}}$ — допустимая динамическая ошибка ИВ.

В таких устройствах необходимы скорости слежения порядка 20—40°/с. Исходя из этого, оценим быстродействие ФСС в канале ТО при динамической ошибке на ИВ, не превышающей цены градации 19-го разряда ($\Delta_{\text{ИВ}} \approx 2,46''$) при $i = 2^7$, $\omega_{\text{ИВ}} = 20^\circ/\text{с}$.

Из (1) следует, что $\omega_{\text{ФВ}} = 2560^\circ/\text{с} \approx 420$ об/мин при $\Delta_{\text{ФСС}} = \Delta_{\text{ИВ}} i \approx 5,25'$.

Из рассмотренных требований к быстродействию и погрешности ФСС видно, что ФСС, построенная по принципу, использующему электромеханический фазовращатель с электромеханическим двигателем и редуктором в цепи обратной связи, не может обеспечить необходимые динамические параметры или добротность.

В последнее время появились работы [3, 4], посвященные построению электронных аналогов электромеханических фазовращателей, управляемых двоичным кодом при помощи электронных ключей. Отказ от электромеханического ФВ и применение таких так называемых статических фазовращателей (СФВ) в ФСС позволяют повысить предельно допустимые угловые скорости ФСС при малых динамических погрешностях $\Delta_{\text{ФСС}}$ и соответственно $\Delta_{\text{ИВ}}$ и $\omega_{\text{ИВ}}$.

Целью работы является исследование и разработка отсчетной части быстродействующего высокоточного преобразователя угол — код с $\omega_{\text{ИВ}} = 20 \div 40^\circ/\text{с}$ и $\Delta_{\text{ИВ}} = 1 \div 5''$.

На рис. 1 представлена структурная схема одного из возможных вариантов быстродействующего высокоточного преобразователя угол — код. Преобразователь угол — код состоит из датчика грубого отсчета-трансформаторного цифрового датчика угла (ЦДУ) на 7 разрядов [5], повышающего электрического редуктора (МФ) с $i = 2^7$ и отсчетной части, включающей в себя каналы грубого (ГО) и точного (ТО) отсчетов.

Рассмотрим кратко назначение и устройство отдельных узлов и блоков.

К а н а л Г О. При повороте исследуемого вала ИВ, на который посажены МФ и ЦДУ, последний (ЦДУ) кодирует измеряемый угол в V-коде (коде Баркера) с точностью до 7-го разряда, преобразование которого в двоичный производится цифровыми устройствами канала ГО.

Питание дающих магнитных головок (ДМГ) ЦДУ, включенного по схеме последовательного считывания, осуществляется сдвинутыми относительно друг друга во времени импульсами, поступающими с распределителя импульсов (РИ). Запуск РИ осуществляется схемой запуска (СЗ), управляемой или импульсами от ЭЦВМ (внешний запуск), или от мультивибратора (МВ) (внутренний запуск). Последовательность импуль-

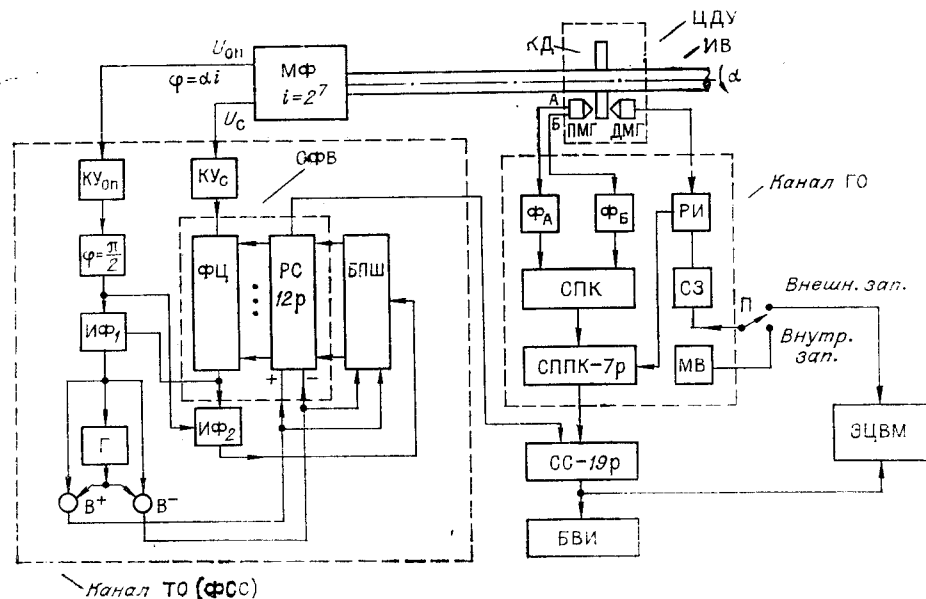


Рис. 1. Структурная схема преобразователя угол — код.

сов V -кода с принимающих магнитных головок (ПМГ) ЦДУ по линиям А и Б подается на формирователи (Φ_A , Φ_B). Формирователи осуществляют дискриминацию импульсов по амплитуде, которые затем поступают на схему преобразования V -кода в двоичный последовательный код (СПК). Последовательный двоичный код преобразуется в параллельный схемой преобразования параллельного кода (СППК) и далее подается на схему согласования (СС) для согласования с двоичным кодом, поступающим из канала ТО. Таким образом, канал ГО обеспечивает кодирование угла поворота ИВ в двоичном коде с точностью до 7-го разряда (около 3° угловых).

Канал ТО. Двоичный код от 8-го до 19-го разряда формируется каналом ТО, который работает следующим образом. Поворот ИВ через электрический редуктор МФ (с коэффициентом редукции $i=2^7$) преобразуется в фазовый сдвиг φ между сигнальным U_c и опорным $U_{оп}$ гармоническими напряжениями, снимаемыми с МФ. Фазовый сдвиг составляет $\varphi = \alpha i$, где α — угол поворота ИВ. Частота сигналов U_c и $U_{оп}$, снимаемых с МФ, обычно не превышает нескольких килогерц.

Таким образом, в задачу канала ТО входит преобразование фазового сдвига φ между U_c и $U_{оп}$ в двоичный 12-разрядный код. Преобразование фазового сдвига в цифровой код может быть осуществлено несколькими методами, из которых основными являются: 1) преобразование в пропорциональный временной интервал с заполнением его счетными импульсами (метод последовательного счета и метод считывания); 2) компенсация фазы исследуемого сигнала при помощи фазовой следящей системы, в которой используется дискретный фазовращатель фаза — код.

Не останавливаясь подробно на первом методе, который описан в [6], можно отметить, что основными его недостатками являются: большая погрешность из-за нестабильности частоты генератора счетных импульсов* (метод последовательного счета); необходимость понижения

* В [7] описываются схемы, позволяющие исключить эту погрешность, однако относительная сложность и ряд других недостатков делают их практически неприменимыми в преобразователях фаза — код.

частоты исследуемого сигнала в 2^n раз (n — число разрядов двоичного кода), что вызывает соответствующее понижение быстродействия всего устройства (метод считывания).

К достоинствам фазовой следящей системы относятся высокая помехоустойчивость, точность измерения фазы и возможность исключения влияния нелинейных искажений исследуемого сигнала (с помощью фильтров) на точность ФСС независимо от величины угла рассогласования.

Кроме того, применение ФСС в канале ТО позволяет в некоторых случаях получить усреднение технологических погрешностей, возникающих при изготовлении электрического редуктора. Это объясняется тем, что ФСС, обладая некоторой постоянной времени, не в состоянии реагировать на мгновенные изменения фазы, вызванные неточностью изготовления МФ [7].

Таким образом, наиболее приемлемо в канале ТО применение ФСС с дискретным фазовращателем фаза — код. Рассмотрим подробнее работу и устройство ФСС канала ТО. Сигналы U_c и $U_{оп}$ поступают на каналные усилители KU_c и $KU_{оп}$, где они усиливаются и фильтруются от высших гармоник до уровня коэффициента нелинейных искажений (КНИ)*, меньшего 0,3%. После KU_c и $KU_{оп}$ сигналы U_c и $U_{оп}$ подаются соответственно на статический фазовращатель (СФВ) и индикатор фазы** (ИФ₁), управляющий работой генератора счетных импульсов (Г) и вентилями знака фазы (V^+ , V^-). Импульсы с Г, частота которых определяется быстродействием ФСС, поступают на реверсивный счетчик (РС) СФВ через V^+ или V^- в зависимости от знака фазы, обеспечивая работу РС в режиме сложения или вычитания поступающих импульсов. Реверсивный счетчик, входящий в СФВ, содержит 12 разрядов. Сигналы с РС поступают непосредственно на схему согласования СС всего преобразователя. РС (рис. 2) управляет ключами ($V_1—V_{24}$), включающими фазосдвигающие цепочки (ФЦ) СФВ по двоичному закону до полной компенсации фазового сдвига φ , возникшего на входе ФСС.

Таким образом, на СС преобразователя поступают сигналы 7 разрядов двоичного кода из канала ГО и сигналы 12 разрядов из канала ТО. В СС происходит согласование кодов по старшему и младшему разрядам каналов ТО и ГО. Двоичный код с выхода СС поступает в ЭЦВМ и блок видеоиндикации (БВИ) для визуального контроля и отсчета.

Анализ структурной схемы отсчетной части преобразователя угол — код показывает, что на быстродействие рассматриваемого устройства влияет частота сигналов U_c и $U_{оп}$ МФ***, так как при современных методах быстродействующего измерения фазы (максимум — два раза в период) трудно добиться высокой скорости ИВ. Определим, например, не учитывая постоянных времени КУ, СФВ и РС, максимальную угловую скорость ИВ

$$\omega_{ИВ} = \frac{\omega_{ФСС}}{i} = \frac{f \Delta_{ФСС}}{i}, \quad (2)$$

где f — частота генератора счетных импульсов Г. При $f=6400$ Гц, $\Delta_{ФСС}=5'$ (электр.), $i=2^7$ будем иметь $\omega_{ИВ} \approx 5^\circ/\text{с}$. Выражение (2) для угловой скорости $\omega_{ИВ}$ показывает, что быстродействие всего преобразователя при заданной точности измерения угла поворота ИВ ограничено

* Указанное значение КНИ необходимо для обеспечения точности СФВ до 12-го разряда в диапазоне $0—360^\circ$ [1].

** В качестве ИФ₁ используется высокоточный фазовый детектор, описанный в [8].

*** Предполагается, что в качестве МФ используются емкостный многополюсный фазовращатель или индуктосин, включенные по схемам, описанным соответственно в [2 и 9].

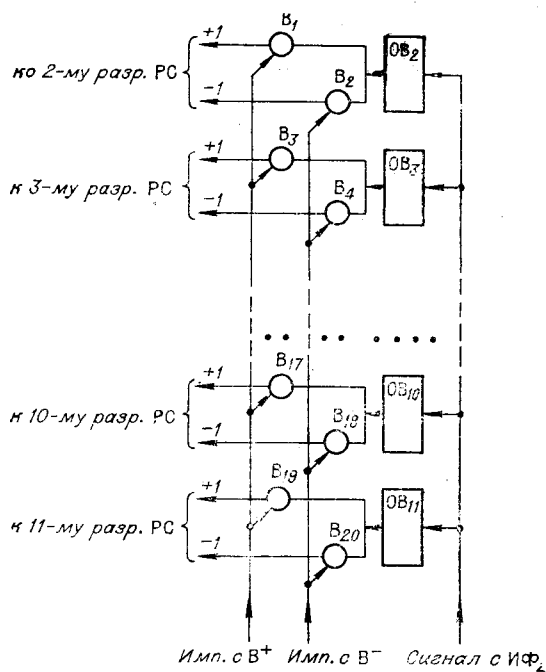


Рис. 2. Структурная схема блока переменного шага.

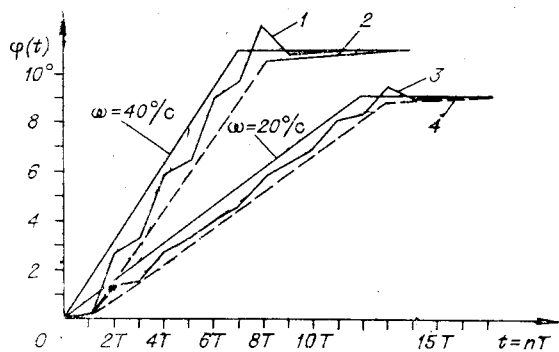


Рис. 3. Графики динамических диаграмм обработки фазы ФСС в зависимости от угловой скорости ω :

1 — ФСС с переменным шагом при $\Delta_1=80^\circ$, $\Delta_2=40^\circ$, $\Delta_3=20^\circ$, $\Delta_4=10^\circ$, $\Delta_5=5^\circ$; 2 — ФСС на 2 канала при $\Delta_1=80^\circ$, $\Delta_2=5^\circ$; 3 — ФСС с переменным шагом при $\Delta_1=40^\circ$, $\Delta_2=20^\circ$, $\Delta_3=10^\circ$, $\Delta_4=5^\circ$; 4 — ФСС на 2 канала при $\Delta_1=40^\circ$, $\Delta_2=5^\circ$.
 $T=0,3$ мс, n — число шагов с дискретностью Δ_i .

Представим значение скорости $\omega_{2ш}$ отработки фазы для двухшаговой системы слежения в виде

$$\omega_{2ш} = f \frac{n_{гр} \Delta_{гр} + n_{т} \Delta_{т}}{n_{гр} + n_{т}}, \quad (3)$$

где $n_{гр}$ — число «грубых» шагов $\Delta_{гр}$ отработки фазы; $n_{т}$ — число «точных» шагов $\Delta_{т}$ отработки фазы. Выигрыш σ_2 в скорости отработки фазы получим, разделив $\omega_{2ш}$ на $\omega_{1ш}$ одношаговой ФСС:

$$\sigma_2 = \frac{\omega_{2ш}}{\omega_{1ш}} = \frac{\omega_{2ш}}{f \Delta_{т}} = \frac{n_{т}}{n_{гр} + n_{т}} + \frac{n_{гр}}{n_{гр} + n_{т}} \frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}}. \quad (4)$$

частотой гармонического сигнала, снимаемого с МФ (частота МФ практически не превышает нескольких килогерц из-за невозможности повышения скорости электродвигателя МФ и технологических трудностей, связанных с увеличением числа зубцов z на роторе и статоре МФ [2]). Указанное ограничение можно разрешить несколькими способами.

В первом случае для увеличения измеряемой $\omega_{ив}$ необходимо разработать быстродействующий ИФ, измеряющий фазу 10–100 раз за период сигнала МФ или поставить в $KУ_c$ и $KУ_{оп}$ умножители частоты для повышения рабочей частоты ФСС.

Второй способ заключается в построении двухшаговой ФСС, позволяющей компенсировать возникший фазовый сдвиг ϕ сначала грубо ($\Delta_{гр}$), а затем точно ($\Delta_{т}$). При этом значительно сокращается время отработки фазового рассогласования при возникшем быстром изменении фазы на входе ФСС (так называемом скачке фазы). Кроме того, для увеличения быстродействия ФСС можно также использовать линейную или нелинейную зависимость частоты генератора счетных импульсов Γ (управляемого ИФ₁) от величины фазового рассогласования на входе ФСС. Однако быстродействие ФСС опять будет ограничиваться ИФ.

Численное значение $n_{гр}$ можно представить как $\varphi/\Delta_{гр}$, где φ — сдвиг фазы, отрабатываемой ФСС, а $n_{т} = \Delta_{гр}/\Delta_{т}$. Тогда (4) примет следующий вид:

$$\sigma_2 = \frac{\frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}}}{\frac{\varphi}{\Delta_{гр}} + \frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}}} + \frac{\frac{\varphi}{\Delta_{гр}}}{\frac{\varphi}{\Delta_{гр}} + \frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}}} \frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}}. \quad (5)$$

Исследуем выражение (5) на максимум в зависимости от отношения $\Delta_{гр}/\Delta_{т}$. Возьмем производную от (5) и, приравняв ее нулю, найдем

$$\frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}} = 1 + \sqrt{1 + \frac{\varphi}{\Delta_{т}}}. \quad (6)$$

Из (6), задаваясь необходимой точностью $\Delta_{т}$, можно вычислить дискретность шага

$$\Delta_{гр} = \Delta_{т} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{\varphi}{\Delta_{т}}} \right). \quad (7)$$

Так, для $\Delta_{т} = 5'$ и $\varphi = 360^\circ$ величина $\Delta_{гр} \approx 5,6^\circ$ обеспечивает максимальное быстродействие системы при отработке фазы. Выражение (7) показывает, что в зависимости от φ величина $\Delta_{гр}$ меняется в больших пределах. Очевидно, что для получения максимального быстродействия необходимо строить не двухшаговые ФСС, а ФСС с переменным шагом Δ_i отработки фазы в зависимости от величины фазового рассогласования. При этом скорость отработки фазы будет выражаться как

$$\omega_{лш} = f \frac{\sum_{i=1}^l n_i \Delta_i}{\sum_{i=1}^l n_i}, \quad (8)$$

где n_i — число шагов с дискретностью фазы Δ_i ; l — число различных Δ_i при отслеживании фазы в ФСС. Точность измерения фазы будет определяться частотой сигнала МФ и скоростью изменения фазы на входе ФСС [см. формулу (2)].

Значение σ_i в этом случае оценивается, так же как и в (4):

$$\sigma_i = \frac{1}{\Delta_{т}} \frac{\sum_{i=1}^l n_i \Delta_i}{\sum_{i=1}^l n_i}. \quad (9)$$

Формулы (7) — (9) дают возможность ввести блок переменного шага (БПШ) в структурную схему ФСС (см. рис. 1) для увеличения ее быстродействия. Для этого параллельно ИФ₁ включен ИФ₂, построенный по суммо-разностному методу на основе балансной схемы сложения и инвертора [10]. ИФ₂ имеет V-фазовую характеристику, практически безынерционен и обладает хорошей линейностью при изменении фазы в диапазоне от 0 до $\pm 180^\circ$. Недостатком схемы является отсутствие информации о знаке фазы, однако этот недостаток играет положительную роль. К выходу ИФ₂ (рис. 2) параллельно подключены обновляторы ОВ₂ — ОВ₁₁ с порогами срабатывания, пропорциональными фазо-

вому сдвигу (φ) по двоичному закону. При больших фазовых рассогласованиях (независимо от знака фазы) $OB_2 — OB_{11}$ открывают клапаны $B_1 — B_{20}$, пропуская импульсы с B^+ или B^- на старшие разряды РС. Число OB определяется необходимой угловой скоростью отслеживания фазы, так как при больших значениях ω погрешность отслеживания будет увеличиваться из-за постоянства f . Например, при $\omega = 20^\circ/\text{с}$, $f = 6400$ Гц, $i = 2^7$ динамическая ошибка равна

$$\Delta_{\text{ФСС}} = \frac{\omega i}{f} \approx 24' \text{ (электр.)}, \quad (10)$$

а при $\omega = 40^\circ/\text{с}$ будем иметь $\Delta_{\text{ФСС}} \approx 48'$ (электр.). Отсюда видно, что для обеспечения желаемого быстродействия ФСС при $\omega = 40^\circ/\text{с}$ необходимо четыре $OB_{11} — OB_8$ с порогами срабатывания на 10, 20, 40 и 80' (электр.).

Следует отметить, что для обеспечения максимального быстродействия нужно ввести в схему ФСС $n-1$ OB , где n — число разрядов РС (последний разряд РС работает от Г). При построении ФСС, очевидно, исходя из экономии оборудования, следует ориентироваться на угловую скорость, которую должен обеспечить преобразователь угол — код. В нашем случае можно добавить OB_2 с порогом на 90° для быстрого перевода ФСС в необходимый квадрант отработки фазы.

На рис. 3 представлены теоретические динамические диаграммы отработки фазы преобразователя со скоростью 20 и $40^\circ/\text{с}$, построенные по формулам (2) — (8). Из диаграмм видно, что ФСС с переменным шагом отработки фазы превосходит двухшаговые ФСС по скорости отработки фазы как в режиме непрерывного слежения, так и при отработке быстрого изменения фазы.

Следующим интересным узлом для рассмотрения является статический фазовращатель СФВ с точностью до 12-го разряда, управляемый двоичным кодом.

Известные в литературе [3, 4] статические фазовращатели СФВ, построенные на резистивных или трансформаторных элементах по методу следящего уравнивания, имеют большой объем оборудования и плохо поддаются микроминиатюризации. Поэтому представляет интерес построить СФВ на последовательно включенных фазосдвигающих цепочках (ФЦ), управляемых двоичным кодом, поступающим из реверсивного счетчика РС. Последовательное включение ФЦ позволяет значительно упростить схему СФВ и отказаться от довольно сложного дешифратора.

На рис. 4 представлена функциональная схема СФВ, который состоит из одностороннего РС на 12 разрядов и последовательно соединенных фазосдвигающих цепочек $\varphi_1 — \varphi_{12}$ с $\varphi_n = 2\pi/2^n$ (где n — номер двоичного разряда), которые можно включать и выключать при помощи клапанов $B_1 — B_{24}$ (электронных клапанов на полевых транзисторах), управляемых триггерами $T_1 — T_{12}$ РС.

Работа СФВ происходит следующим образом. Импульсы с генератора Г поступают на шины сложения V_{+1} или вычитания V_{-1} РС, который суммирует или вычитает их по двоичному закону. При подаче импульса по шине V_{+1} сигналы x и \bar{x} с триггера 12-го разряда T_{12} отключают клапан B_1 и включают клапан B_2 . Сигнал $U \sin \omega t$ проходит через фазосдвигающую цепочку φ_{12} и сдвигается по фазе на $5,25'$. Если же затем импульс на РС приходит по шине V_{-1} , то клапан B_1 открывается, а B_2 замыкается сигналами x и \bar{x} с триггера T_{12} и сигнал $U_c \sin \omega t$ через клапан B_1 обходит фазосдвигающую цепочку φ_{12} . Работа всех остальных разрядов РС и связанных с ними фазосдвигающих цепочек φ_n протекает аналогично. Подавая на шины V_{+1} и V_{-1} импульсы, можно сдвинуть сигнал $U_c \sin \omega t$ на любой фазовый угол по двоичному закону в диапазоне $0-360^\circ$ с точностью до 12-го разряда ($5,25'$). На входы

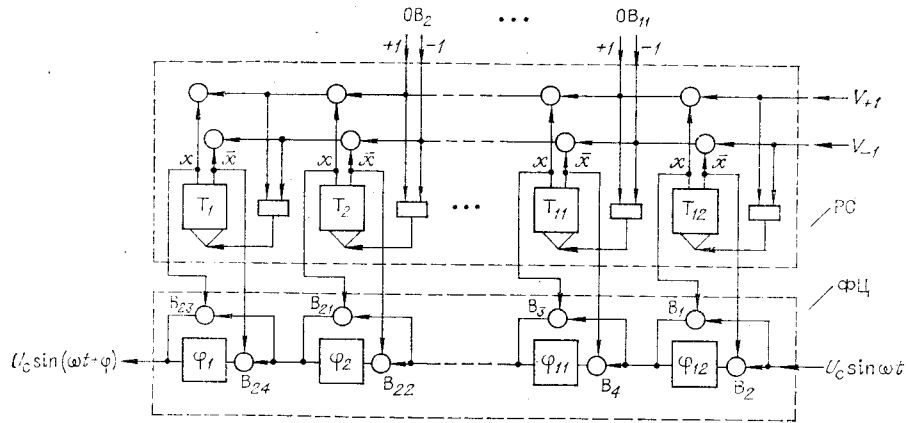


Рис. 4. Статический фазовращатель.

триггеров $T_2 \div T_{11}$ из БПШ подаются импульсы с шин V_{+1} и V_{-1} в старшие разряды РС для увеличения быстродействия РС и СФВ. Построенный по такому принципу СФВ имеет большие преимущества перед рассмотренными выше [3, 4] СФВ, так как в данной схеме отсутствует дешифратор (его роль выполняют триггеры $T_1 - T_{12}$ РС), кроме того, к коммутирующим ключам (вентили $B_1 - B_{24}$) не предъявляются высокие требования по прямому сопротивлению (можно до 100 Ом). Все это в целом дает возможность построить простой быстродействующий и надежный СФВ, управляемый двоичным кодом.

На рис. 5 представлена принципиальная схема фазосдвигающей цепочки (φ_n), построенной на основе фазовращателя на транзисторе T_1 , коммутирующих ключей на полевых и биполярных транзисторах $ПТ_2, ПТ_3$ и T_4, T_5 . Необходимо отметить, что важным вопросом, который опускается во многих работах по фазовращателям, является калибровка фазосдвигающих цепей СФВ с $\varphi_n = 180; 90; 45; 22,5; 11,25^\circ$ с точностью до нескольких минут. Известные в литературе [10] методы измерения фазы при достижении такой точности или слишком сложны, или не удовлетворяют требованиям необходимой точности. Калибровка исследуемого СФВ проводилась на основе суммо-разностного метода измерения фазы и применения умножителей частоты. Экспериментальный образец СФВ обладает следующими параметрами: входное сопротивление $R_{вх} \geq 50$ кОм; коэффициент передачи $K_{СФВ} \approx 0,9$; относительная нестабильность $K_{СФВ}$ при обработке фазы $\frac{\Delta K_{СФВ}}{K_{СФВ}} \leq 3 \div 5\%$; выходное сопротивление $R_{вых} \leq 1,0$ кОм; амплитуда входного сигнала СФВ $U_{вх} \leq 1,0$ В.

Все линейные и преобразовательные устройства отсчетной части могут быть выполнены на биполярных и полевых транзисторах. Достоинством данной схемы отсчетной части

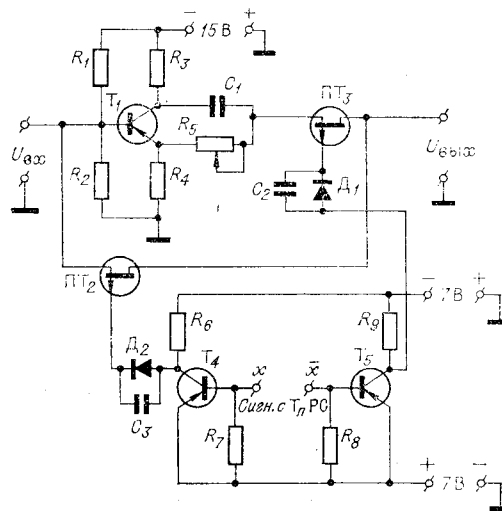


Рис. 5. Принципиальная схема фазосдвигающей цепочки (φ_n) СФВ.

преобразователя является то, что все ее цифровые узлы и блоки разработаны на динамических элементах в микромодульном и интегральном исполнении [11, 12] с тактовой частотой $f_{гк}=2 \div 10$ МГц. Применение динамических элементов снимает все вопросы синхронизации и согласования между каналами ГО и ТО и связи отсчетной части с ЭЦВМ, а также значительно упрощает логические схемы и снижает объем всего электронного оборудования в преобразователе. Так, например, при построении цифровых устройств на интегральных элементах используются всего лишь два логических универсальных элемента с регенеративным расширением типа И — ИЛИ и И — ИЛИ — НЕ.

В схеме отсчетной части все цифровые узлы каналов ГО и ТО разработаны на микромодульных динамических элементах с $f_{гк}=2$ МГц, причем опрос 7 разрядов канала ГО происходит за 14 мкс (тактовая частота опроса ЦДУ $f_t=0,5$ МГц). Реверсивный счетчик РС и схема согласования СС также собраны на аналогичных динамических элементах. Анализируя построение и работу цифровых элементов каналов ГО и ТО, можно отметить, что их быстродействие намного (на 2—3 порядка) превышает быстродействие линейных узлов в канале ТО (или ФСС).

В результате исследования отдельных узлов и блоков преобразователя и их экспериментальной проверки были получены следующие результаты: время получения 7 разрядов ГО 14 мкс; время получения 12 разрядов ТО 23 мс; полное время выдачи 19 разрядов преобразователя угол — код 23 мс. Максимальная угловая скорость в режиме непрерывного слежения $\omega_{ив} \leq 5^\circ/\text{с}$, а в режиме измерения резкого изменения величины измеряемого угла (скачка) достигает порядка $100^\circ/\text{с}$ с погрешностью, пропорциональной $\omega_{ив}$. Для увеличения $\omega_{ив}$ до $20^\circ/\text{с}$ можно дополнительно ввести в каналные усилители ФСС умножители частоты с коэффициентом умножения $N=4$ [13].

Выводы

Применение в канале ГО преобразователя угол — код ЦДУ совместно с устройствами съема на динамических элементах позволяет пренебречь переходными процессами в канале ГО.

Введение переменного шага отработки фазы в ФСС канала ТО дает возможность значительно расширить диапазон скоростей вращения ИВ.

В случае измерения угла поворота ИВ в непрерывном режиме с $\omega_{ив}=20 \div 40^\circ/\text{с}$ и точностью до 18—19-го двоичного разряда необходимо увеличить в несколько раз быстродействие ИФ или в КУ поставить умножители частоты с $N \geq 4$. При выборе СФВ для ФСС следует отдавать предпочтение СФВ на последовательно соединенных коммутируемых фазосдвигающих цепочках.

При построении ФСС со СФВ надо учитывать переходные процессы, возникающие в электронных устройствах ФСС из-за быстрых изменений (скачков) фазы (например, в избирательных и резонансных усилителях), которыми раньше в электромеханических ФСС пренебрегали.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. В. Синицын, В. П. Петропавловский, В. Н. Прилепов, А. П. Жарков. Комбинированная фазовая следящая система высокой точности.— В сб. «Элементы цифровых систем управления». Л., «Наука», 1971, стр. 109—115.
2. С. В. Коротков, В. П. Максимов, В. А. Мясников. Метод электрической редукции в приборостроении.— В сб. «Автоматизированный электропривод». Л., «Наука», 1965.
3. А. М. Эльбирт. Фазовращатель, управляемый цифровым кодом.— ИВУЗ, Приборостроение, 1967, т. X, № 4.

4. Робертс. Об одном способе преобразования угла поворота в цифровую форму.— Электроника, 1970, т. 43, № 7.
5. М. И. Борзов. Индуктивные преобразователи угла в код. М., «Энергия», 1970.
6. Р. Д. Бай и др. Управление следящими электроприводами с применением цифровых устройств. М., «Энергия», 1969.
7. Л. Н. Преснухин, В. Ф. Шаньгин, Ю. А. Шаталов. Муаровые растровые датчики положения и их применение. М., «Машиностроение», 1969.
8. В. П. Петропавловский, Н. В. Сеницын. Высокостабильные транзисторные фазовые детекторы.— ИВУЗ, Радиоэлектроника, т. XIV, № 8, 1971.
9. Д. А. Бачатин, И. Я. Гольдман. Поворотный индуктосин. Л., «Энергия», 1969.
10. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. Я. Мизюк. Электромеханические и электронные фазометры. М.—Л., ГЭИ, 1962.
11. А. Г. Филиппов. Транзисторные динамические элементы цифровых вычислительных машин. М., «Советское радио», 1969.
12. В. А. Мясников, А. Г. Филиппов, Н. В. Сеницын, Ю. И. Кононыхин. Дискретная часть двухотсчетного преобразователя угол — код высокой точности.— В сб. «Элементы цифровых систем управления». Л., «Наука», 1971, стр. 202—215.
13. В. П. Петропавловский, В. Н. Прилепов, Н. В. Сеницын. Фазостабильные умножители частоты на транзисторах для высокоточных фазоследящих систем.— В сб. «Теория и расчет импульсных и усилительных схем на полупроводниковых приборах», вып. 1. М., Атомиздат, 1969, стр. 231—241.

*Поступила в редакцию 23 декабря 1971 г.,
окончательный вариант — 27 декабря 1972 г.*

УДК 621.317.725

Л. В. БЫЛИНСКИЙ, Н. И. ЖЕЛУДКОВ, В. В. МЕЕР

(Рязань)

О ПОГРЕШНОСТИ РАЗНОСТНО-ИНТЕГРИРУЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В КОД

Интегрирующие аналого-цифровые преобразователи (ИАЦП) характеризуются высокой помехозащищенностью, структурной простотой и минимумом прецизионных элементов, что облегчает их микроминиатюризацию. Наиболее существенный вклад в погрешность ИАЦП вносит вольт-секундный преобразователь (ВСП), основанный на двухшаговом интегрировании [1, 2]; при этом погрешность окончного счетно-импульсного преобразования ограничена [3] и определяется разрядностью. Снижение погрешности ВСП достигается как улучшением качества аналоговых узлов (усилителей, переключателей и источников тока), так и структурными усовершенствованиями (следящая установка начального уровня интегратора по Фримену [4], цифровая автокоррекция по разностному алгоритму [5]). Разностно-интегрирующие аналого-цифровые преобразователи (РИАЦП) используют смещение начального уровня входного сигнала U_x произвольного знака на величину

$$U_0 = -pU_x, \quad 0 < p < 1, \quad (1)$$

где p — постоянная, зависящая от диапазона изменения U_x , а их базовая структура [5], дополненная цепью установки нуля типа [4], обладает качественно новыми точностными характеристиками. В статье дается количественная оценка основных составляющих погрешности ВСП и РИАЦП, отражающая корректирующие возможности разностного алгоритма.