

УДК.621.3.084
doi:10.21685/2307-5538-2023-1-6

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ ТРАКТЕ КОММУТАЦИОННО-ТАКТОВОЙ ФАЗОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

А. Р. Григорьян¹, Н. М. Богатов², Р. Л. Григорьян³

^{1,2} Кубанский государственный университет, Краснодар, Россия

³ Научно-производственная фирма «Мезон», Краснодар, Россия

¹leonmezon@mail.ru, ²bogatov@phys.kubsu.ru, ³mezon_kub@mail.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Рассмотрены вопросы применения микроконтроллеров в измерительной технике как непосредственно в измерительных процедурах, так и в последующей математической обработке выходных данных. *Материалы и методы.* Предложены методы преобразования сигналов с программно-изменяемой структурой измерительного тракта с применением коммутируемых дополнительных масштабных преобразователей. Проанализированы возникающие при коммутационном преобразовании сигналов погрешности и предложены технические решения по устранению аддитивной коммутационной и мультипликативной амплитудно-фазовой погрешностей. *Результаты и выводы.* Предложенные методы преобразования сигналов с программно-изменяемой структурой измерительного тракта имеют универсальный характер, и могут быть использованы как в однополюсных, так в многополюсных измерительных структурах.

Ключевые слова: анализатор, фазовые методы, такт, фазовращатель, коммутатор

Для цитирования: Григорьян А. Р., Богатов Н. М., Григорьян Р. Л. Применение микроконтроллеров в программно-конфигурируемом измерительном тракте коммутационно-тактовой фазоизмерительной аппаратуре // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2023. № 1. С. 45–55. doi:10.21685/2307-5538-2023-1-6

APPLICATION OF MICROCONTROLLERS IN A SOFTWARE-CONFIGURABLE MEASURING SWITCHING-CLOCK PATH PHASE MEASURING EQUIPMENT

L.R. Grigoryan¹, N.M. Bogatov², R.L. Grigoryan³

^{1,2} Kuban State University, Krasnodar, Russia

³ Scientific and production company "Mezon", Krasnodar, Russia

¹leonmezon@mail.ru, ²bogatov@phys.kubsu.ru, ³mezon_kub@mail.ru

Abstract. *Background.* The paper considers the issues of using microcontrollers in measuring technology directly in measuring procedures and the subsequent mathematical processing of output data. *Materials and methods.* Methods are proposed for converting signals with a programmatically changeable structure of the measuring path using switched different scale converters. Errors arising during switching conversion signals are analyzed, and technical solutions are proposed to eliminate additive switching and multiplicative amplitude-phase errors. The proposed methods for converting signals with a program-changeable structure of the measuring path are universal. *Results and conclusions.* They can be used both in single-pole and multi-pole measuring structures.

Keywords: analyzer, phase methods, cycle, phase shifter, commutator

For citation: Grigoryan L.R., Bogatov N.M., Grigoryan R.L. Application of microcontrollers in a software-configurable measuring switching-clock path phase measuring equipment. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measuring. Monitoring. Management. Control.* 2023;(1):45–55. (In Russ.). doi:10.21685/2307-5538-2023-1-6

Введение. Доминирующей тенденцией развития современной науки и техники является внедрение средств вычислительной техники практически во все области жизнедеятельности человека.

Развитие и содержание этого процесса «цифровизации» зависят от многих факторов, но основные, на наш взгляд, определяются технологическим уровнем развития микроэлектрони-

ки, являющейся материальной основой данного процесса, и совершенствованием средств измерения, определяющих границы точности технологических процессов.

Наиболее ощутимо совершенство методов и средств измерений происходит в фазоизмерительной технике. Это обусловлено широким внедрением фазовых методов в различных физико-технических приложениях, где использование уникальных свойств фазовых измерений наиболее предпочтительно [1, 2].

Отличительной особенностью фазоизмерительной техники является двухканальная структура ее измерительного тракта, нестабильность и неидентичность фазовых параметров измерительных каналов которого предопределяет в целом предельную точность фазовых измерений [3]. Радикальным решением этой проблемы является разбиение измерительной процедуры на два такта [4]. В первом такте происходит измерение разности фаз исследуемых измерительного и опорного сигналов, а во втором такте, при подаче на оба канала только опорного сигнала, измерение их фазовой неидентичности и нестабильности. Безусловно, практическая реализация такого подхода возможна только при наличии цифрового процессора, осуществляющего как управленческие, так и вычислительные функции. Рассмотрение этого вопроса целесообразно начать с анализа обобщенной структурной схемы коммутационно-тактового фазоизмерителя, представленной на рис. 1.

Коммутационно-тактовый фазоизмеритель включает двухканальный коммутатор, состоящий из переключателя Π_{Ω} и генератора коммутационных импульсов Γ_{Ω} , два усилителя-ограничителя $УО_1$, $УО_2$ и ключевой фазовый детектор, выходные импульсы которого могут быть преобразованы в пропорциональное напряжение или в эквивалентный цифровой код.

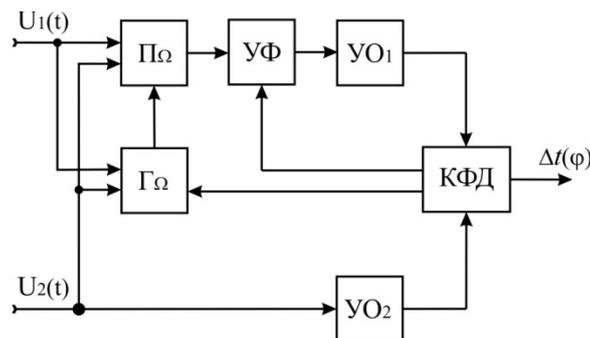


Рис. 1. Обобщенная структурная схема коммутационно-тактового измерителя фазовых сдвигов

Двухтактный алгоритм сравнения фазовых параметров сигналов $U_1(t) = U_{m_1} \sin(\omega_0 t + \varphi_1)$ и $U_2(t) = U_{m_2} \sin(\omega_0 t + \varphi_2)$ заключается в следующем.

Исследуемые сигналы через переключатель Π_{Ω} поочередно поступают на усилитель-ограничитель $УО_1$. Одновременно на усилитель-ограничитель $УО_2$ опорного канала подается сигнал $U_2(t)$. Таким образом, на выходе ключевого фазового детектора (КФД) формируются импульсы первого Δt_1 и второго Δt_2 такта коммутации:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega} \left[(\varphi'_f - \varphi''_f) + (\varphi'_{U_1} - \varphi''_{U_2}) \right], \quad (1)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega} \left[\varphi + (\varphi'_f - \varphi''_f) + (\varphi'_{U_1} - \varphi''_{U_2}) \right], \quad (2)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота; $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ – измеряемая разность фаз.

Соответственно, разностный сигнал определяется из выражения

$$\Delta t_{\varphi} = \Delta t_2 - \Delta t_1 = \frac{\varphi}{\omega} + \frac{1}{\omega} (\varphi'_{U_1} - \varphi''_{U_2}) = \frac{1}{\omega} (\varphi + \Delta\varphi_U), \quad (3)$$

где $\Delta\varphi_U = (\varphi'_{U_1} - \varphi''_{U_2})$ – амплитудно-фазовая погрешность измерительного тракта.

Из формулы (3) следует, что разностный сигнал не зависит от фазовой и амплитудной неидентичности каналов $\Delta\phi_f$, $\Delta\phi_U$, и это обстоятельство свидетельствует о потенциальных возможностях коммутационно-тактового метода.

Однако реализация этих возможностей предполагает решение ряда проблем, присущих также этому методу. Поскольку эти вопросы коррелируются со схемотехникой конкретных узлов устройства, дальнейший анализ проведем в данном контексте по каждому его элементу.

Двухканальный коммутатор. Коммутационный способ преобразования сигналов прошел несколько этапов в своем развитии: от первоначального асинхронного до одно- и двухфазного синхронного способа коммутации сигналов. Недостатком асинхронного способа коммутации является значительные коммутационные погрешности. Основными причинами их возникновения являются:

- наличие в спектре выходного сигнала переключателя Π_Ω комбинационных частот, кратных частоте коммутации;
- смещение исследуемых сигналов после переключателя относительно нулевой линии;
- наличие интерференционных помех, обусловленных эффектом наложения затухающих колебаний от предыдущего сигнала на неустановившиеся колебания последующего сигнала (эффект энергоемких элементов).

Впервые эти погрешности рассмотрены в работах [5, 6], из аналитического материала которых следует, что коммутационные погрешности зависят не только от соотношений $\eta = \frac{\omega}{\Omega}$

и $W = \frac{U_{m1}}{U_{m2}}$, но и от величины фазового сдвига между сравниваемыми сигналами и импульсами коммутации.

Полное исключение коммутационных погрешностей обеспечивается, когда каждый полупериод коммутации начинается и заканчивается при нулевом фазовом сдвиге исследуемых сигналов. Для реализации этих условий разработаны двухканальные коммутаторы, реализующие соответственно однофазный и двухфазный способы синхронной коммутации сигналов [7, 8].

Общим недостатком предложенных решений является сложность оперативного изменения частоты переключения исследуемых сигналов, определяемой длительностью выходных импульсов времязадающих одновибраторов.

Для исключения данного недостатка разработана схема двухканального коммутатора сигналов (рис. 2), в котором управляющие и времязадающие функции возложены на микроконтроллер [9]. Для иллюстрации предложенного схемотехнического решения на рис. 3 приведены временные диаграммы, поясняющие принцип действия коммутатора.

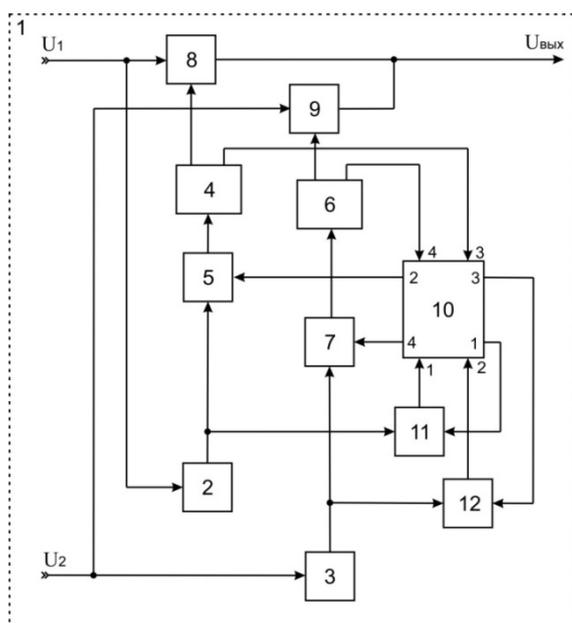


Рис. 2. Структурная схема двухканального коммутатора

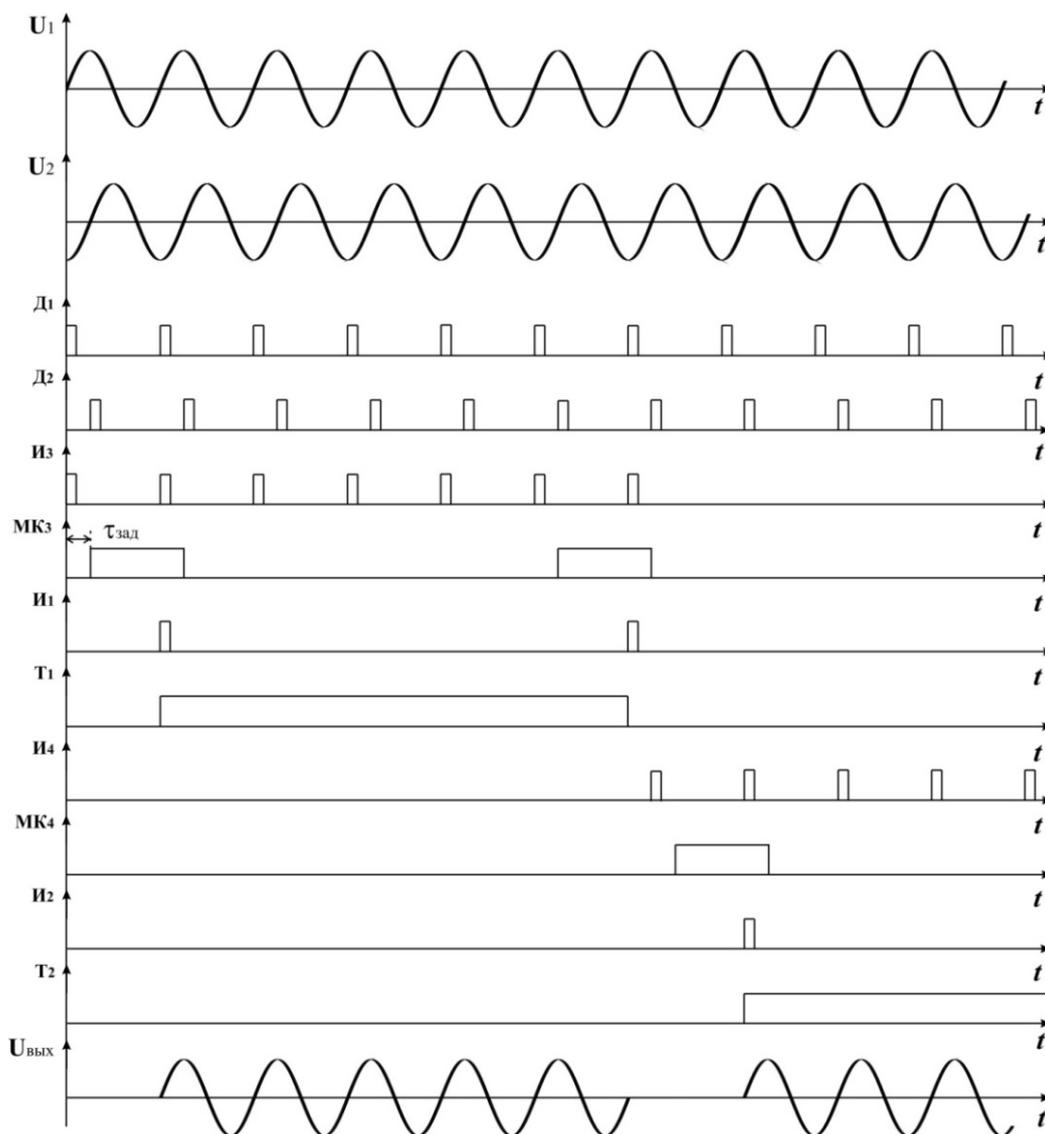


Рис. 3. Временные диаграммы двухканального коммутатора

Двухканальный коммутатор гармонических сигналов *1* состоит из двух дискриминаторов *2* и *3*, триггера *4* и элемента «И» *5* первого канала, триггера *6* и элемента «И» *7* второго канала, двух ключей *8* и *9*, а также микроконтроллера *10* и двух дополнительных элементов «И» *11* и *12*.

Детальное рассмотрение работы устройства целесообразно начать с исходного положения, когда оба триггера *4* и *6* установлены в нулевое состояние и ключи *8* и *9* находятся в выключенном состоянии.

В первом такте по сигналу с первого управляющего выхода микроконтроллера *10* на элемент «И» *11* поступает разрешающий сигнал, и импульсы с дискриминатора *1* начинают поступать на первый информационный вход микроконтроллера *10*. С некоторой задержкой $\tau_{\text{зад}}$ со второго управляющего выхода микроконтроллера *10* поступает разрешающий сигнал на элемент «И» *5*, что позволяет очередному импульсу с дискриминатора *2* опрокинуть триггер *4* в единичное положение. Ключ *8* переключается в замкнутое положение и сигнал $U_1(t)$ поступает на выход устройства *1*. После подсчета *K* импульсов дискриминатора *2* (задается программным способом и определяется частотой входных сигналов) с третьего управляющего выхода микроконтроллера *10* вновь появляется разрешающий сигнал, что позволяет импульсу с дискриминатора *2* вернуть триггер *4* в первоначальное нулевое положение. Ключ *8* выключается и прохождение сигнала $U_1(t)$ на выход устройства *1* прекращается.

Во втором такте рассмотренная последовательность действий повторяется при задействовании элементов второго канала, логического элемента «И» 12, а также второго управляющего выхода и второго информационного входа микроконтроллера 10.

Отметим, что информационные входы 3 и 4 микроконтроллера 10 предназначены для его синхронизации при переключении триггеров 4 и 6.

Из рассмотренного принципа действия коммутатора следует:

- переключение исследуемых сигналов начинается и заканчивается в моменты их перехода через ноль, т.е. при нулевом фазовом сдвиге;
- одновременно время коммутации (период коммутации) не строго детерминировано, а программно управляемо в зависимости от частоты сигнала. Так, в герцевом диапазоне период составляет единицы секунд, а с повышением частоты уменьшается до сотен миллисекунд.

Ключевой фазовый детектор. В качестве ключевых элементов в ФД используются триггеры или схемы совпадения. В отличие от триггерного ФД на схемах совпадения обеспечивают непрерывность характеристики и повышенную помехозащищенность. Общим недостатком простейших схем КФД является линейность характеристики преобразователя только в пределах полупериода $\varphi_{\max} = P_{\max} \omega < \pi$, где $P_{\max} = \frac{T_{\omega}}{2}$. Для устранения данного недостатка разработаны схемы ключевых ФД, в которых используется деление частоты исследуемых сигналов на два [10] или на три [11].

Схемотехника данных КФД реализована с использованием ключевых формирователей импульсов и триггерных делителей частоты, неидентичность временных характеристик которых в двухканальной схеме преобразователя приводит к существенным фазовым флуктуациям его выходного сигнала. Для устранения данного недостатка предложен новый алгоритм понижения частоты исследуемых сигналов.

Структурная схема разработанного КФД представлена на рис. 4, а на рис. 5 временные диаграммы, иллюстрирующие принцип его действия [12]. Принципиальным отличием данного КФД является использование совершенного нового цифрового синхронизатора, базовым элементом которого является микроконтроллер 12 с соответствующим программным обеспечением. Запуск программы и в целом синхронизация микроконтроллера 12 осуществляются сигналами с прямых выходов усилителей-ограничителей 4 и 5. С поступлением первых импульсов вычисляется период T_{ω} исследуемых сигналов. Далее фиксируется начальный импульс с усилителей-ограничителей 4, 5 и начинается процесс генерации управляющих сигналов T_{γ} . Эти сигналы с выходов 1 и 2 микроконтроллера 12 поступают на разрешающие входы схем «И» 13 и 15 измерительного канала, а с выходов 3 и 4 – на разрешающие входы схем «И» 14 и 16 опорного канала.

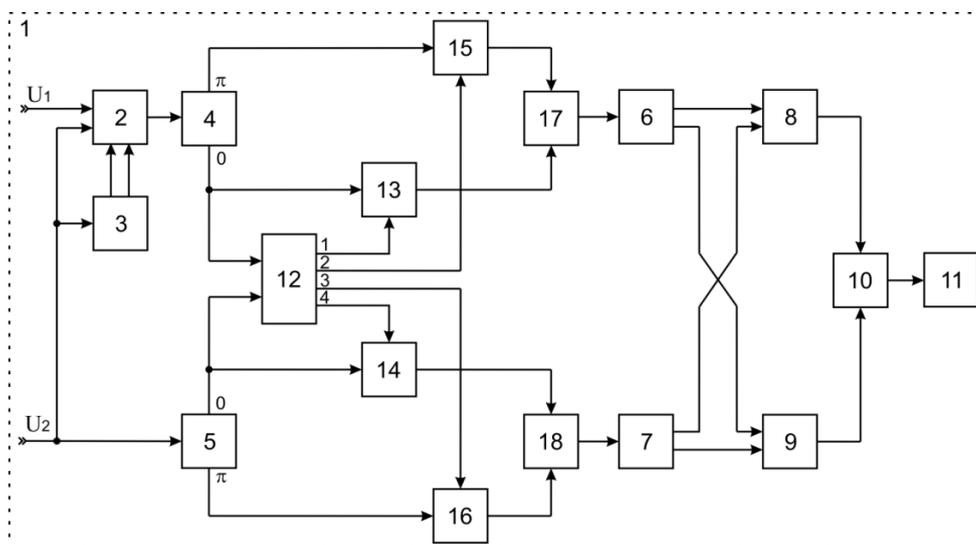


Рис. 4. Структурная схема коммутационного преобразователя фазовых сдвигов

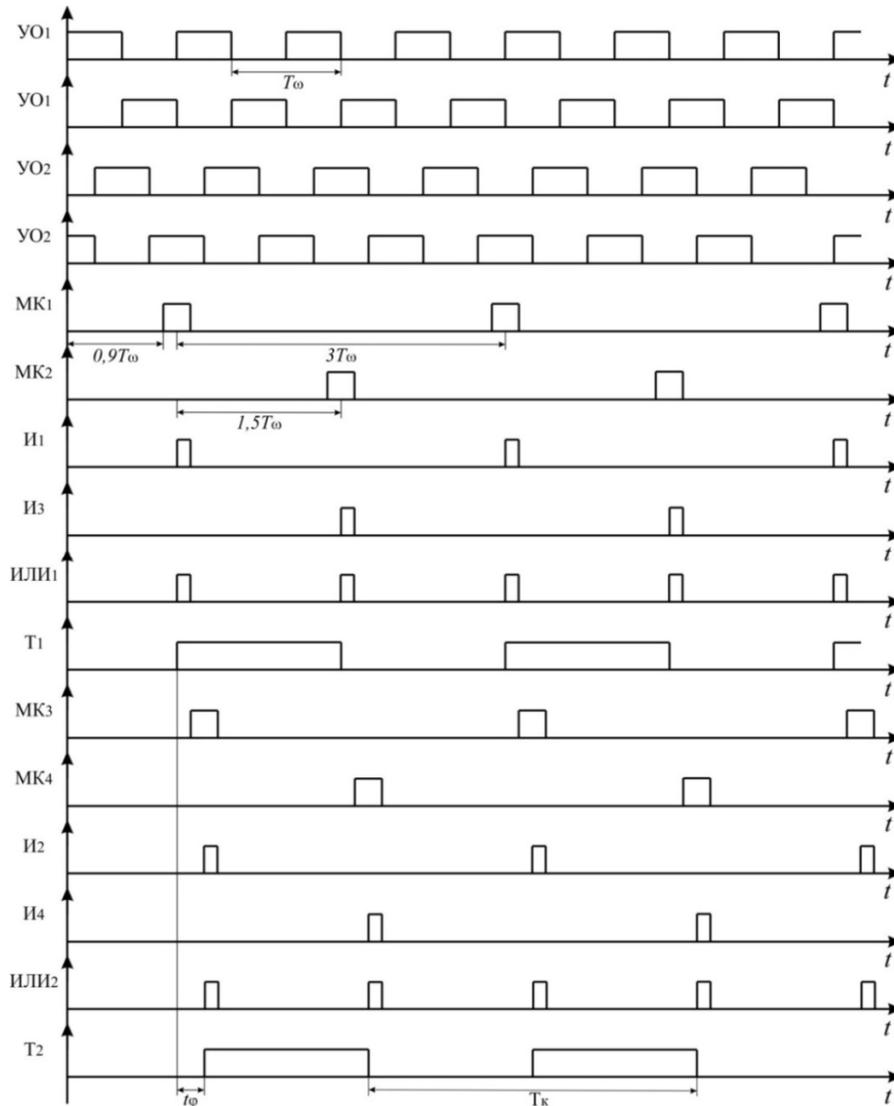


Рис. 5. Временная диаграмма КФП

Временная расстановка управляющих сигналов следующая. Первый импульс с выхода 1 микроконтроллера 12 относительно начального импульса с прямого выхода усилителя-ограничителя 4 поступит на вход схемы «И» 13 с задержкой $0,9T_\omega$ и далее будет поступать с периодичностью $3T_\omega$. Относительно импульсов с выхода 1 микроконтроллера 12 первый импульс с выхода 2 поступает на схему «И» 15 с задержкой $1,5T_\omega$ и далее будет поступать с периодичностью $3T_\omega$. Аналогично формируются управляющие сигналы с выходов 3 и 4 микроконтроллера 12, только относительно начального импульса с прямого выхода усилителя-ограничителя 5.

Длительность управляющих сигналов составляет примерно $0,2T_\omega$. Это означает, что поступление управляющих сигналов на схемы «И» 13, 14, 15 и 16 наступает раньше и заканчивается несколько позже прохождения через указанные схемы фронтов выходных сигналов (обеих полярностей) с усилителей-ограничителей 4 и 5. Такая временная расстановка управляющих сигналов T_y является ключевой при оптимизации способа синхронизации коммутируемых сигналов. При этом необходимо заметить, что управляющие сигналы с микроконтроллера 12 только дают разрешение, не оказывая никакого дестабилизирующего фактора на сам процесс прохождения импульсов с усилителей-ограничителей 4 и 5. А это означает, что фронты выходных импульсов обеих схем «ИЛИ» 17 и 18 жестко синхронизированы сигналами с прямых и инверсных выходов усилителей-ограничителей 4 и 5. Длительность сигналов выходных триг-

геров 6 и 7 составляет $1,5T_0$. Следовательно, предложенное техническое решение реализует двухполярный принцип работы преобразователя, обеспечивая расширение его фазовой характеристики до 3π . При этом схемотехника КФД реализована с применением потенциальных логических схем «И» и «ИЛИ», что с учетом их полной симметрии обеспечивает предельно достижимую фазовую идентичность обоих каналов преобразователя. Например, учитывая, что типичное значение времени задержки распространения сигналов для эмиттерно-связанной логики составляет 350 пс, можно утверждать, что фазовая асимметрия данного коммутационного преобразователя фазовых сдвигов в диапазоне частот до 1 МГц составляет тысячные доли градуса.

Из приведенного анализа следует, что объединяющим элементом в схемотехнике как двухканального коммутатора, так и ключевого ФД является микроконтроллер. Это обобщение можно распространить также на последующее преобразование фазовых интервалов Δt_ϕ в цифровой код с возможностью установления длительности измерительных интервалов, равных целочисленному значению периодов коммутируемых сигналов. Однако прежде, чем детализировать этот вопрос, необходимо отметить одно замечание, касающееся обобщенной схемы на рис. 1. Связано это с обработкой выходных импульсов КФД при прохождении опорного сигнала $U_2(t)$ через измерительный канал. Очевидно, что длительность импульсов Δt_1 в этот такт минимальна и определяется только фазовой неидентичностью измерительного и опорного каналов. Обработка таких импульсов при любом способе интегрирования технически затруднена.

Решение этой задачи возможно через включение в измерительный канал управляемого микроконтроллером фазовращателя, что позволяет отодвинуть «нулевую» точку примерно на 45° . На рис. 6 приведена схема фазовращателя с применением цифровых потенциометров и коммутируемых конденсаторов. Параметры этих элементов должны быть таковы, чтобы во всем частотном диапазоне обеспечивать соотношение $\omega RC \approx 1$, при котором $K_U = \frac{1}{N_2}$, $\phi_U = -45^\circ$.

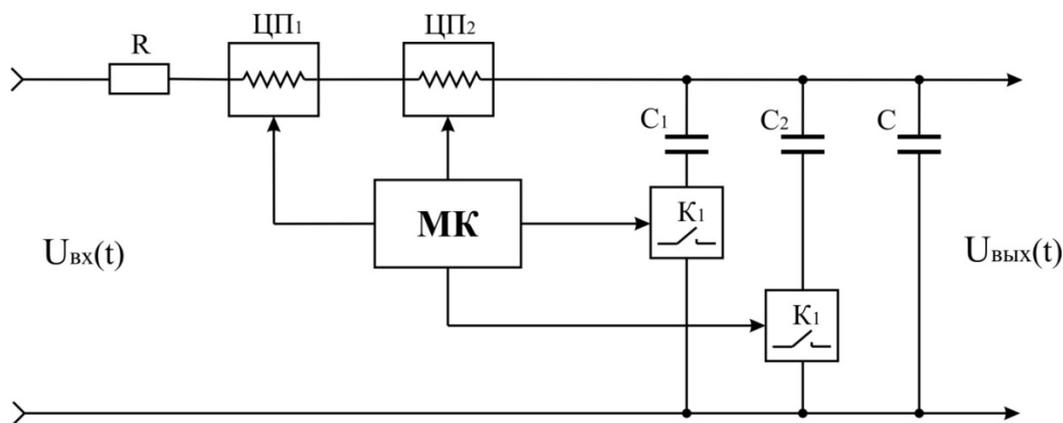


Рис. 6. Структурная схема управляемого фазовращателя

В заключении рассмотрим коммутационный цифровой фазометр (рис. 7) с интегрированными в его структуру приведенными выше элементами. Принцип действия фазометра основан на высокочастотной дискретизации выходных импульсов КФД в течение целочисленного значения периодов входных сигналов. Непосредственно процесс квантования синхронизируется микроконтроллером, осуществляющим управление, синхронизацию, математическую обработку с выдачей результатов измерения на регистрирующее устройство. Анализатор включает переключатель Π_Ω , состоящий из двух ключей K_1 и K_2 , генератора коммутационных импульсов Γ_Ω , содержащий два триггера T_1 и T_2 , два формирователя импульсов $\Phi И_1$ и $\Phi И_2$, и четыре логические схемы $И_1, И_2, И_3, И_4$, подключенные соответствующим образом к управляющим входам и выходам микроконтроллера.

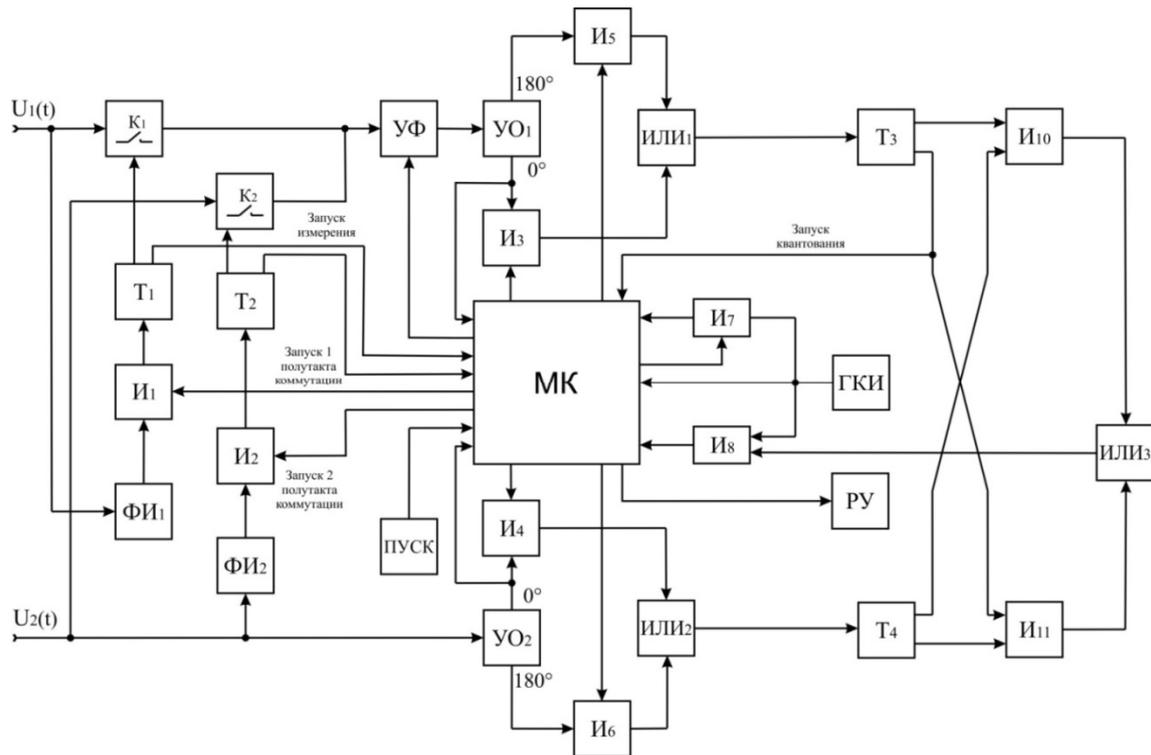


Рис. 7. Структурная схема фазового анализатора

Коммутационный фазовый преобразователь выполнен по двухполярной схеме [13] и включает управляемый фазовращатель УФ, два усилителя-ограничителя УО₁ и УО₂, логические схемы И₃, И₄, И₅, И₆, И₁₀, И₁₁, логические схемы ИЛИ₁, ИЛИ₂, ИЛИ₃ и два триггера со счетным входом Т₃ и Т₄. Квантование временных интервалов t_ϕ и T осуществляется генератором квантующих импульсов (ГКИ), подключенным к сигнальным входам двух логических схем И₇ и И₈.

Принцип действия анализатора следующий. В соответствии с коммутационными методами измерения фазовых сдвигов весь цикл измерения состоит из двух тактов. При этом в исходном состоянии оба триггера Т₁ и Т₂ и переключатели К₁ и К₂, а также логические схемы И₁, И₂, И₃, И₄ находятся в выключенном закрытом состоянии. По сигналу «Пуск» с микроконтроллера МК на схему И₃ поступает разрешающий сигнал «Запуск коммутации», фиксирующий поступление в микроконтроллер импульсов с формирователя ФИ₁. Далее микроконтроллер с некоторой задержкой выдает разрешающий сигнал на схему И₁, позволяющий очередному импульсу с формирователя ФИ₁ опрокинуть триггер Т₁ в противоположное положение. Сигнал с одного из выходов триггера Т₁ переводит переключатель К₁ в замкнутое положение, одновременно сигнал с другого выхода триггера Т₁ фиксирует в микроконтроллере МК начало первого такта измерения разности фаз двух сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$. Процесс формирования фазовых интервалов t_ϕ подробно рассмотрен при анализе структуры КФП (рис. 4), а вот процесс квантования временных интервалов t_ϕ требует некоторого пояснения. Непосредственно процесс квантования синхронизируется импульсом «Запуск квантования», поступающим в микроконтроллер МК с одного из выходов триггера Т₃. Этот сигнал запускает подпрограмму «Квантование», по которой в зависимости от частоты исследуемых сигналов задается оптимальное число K периодов квантования T_k (где T_k – период выходных импульсов триггеров Т₃ и Т₄). При этом в микроконтроллер МК через логические схемы И₇ и И₈ в течение времени первого такта KT_k поступает количество импульсов:

$$N_{\phi 1} = 2Kt_\phi f_{\text{кв}}, \quad (4)$$

$$N_T = KT_k f_{\text{кв}}. \quad (5)$$

Здесь в формуле (5) коэффициент 2 определяется двухполупериодным принципом формирования фазовых интервалов.

С учетом, что $T_k = 3T$, где T – период входного сигнала, результат измерения определяется из формулы $\varphi_1 = 360^\circ \cdot \frac{N_{\varphi 1}}{N_m} = 360^\circ \cdot \frac{t_{\varphi 1}}{3T}$. Из анализа этой формулы следует, что в данном

анализаторе отсутствует низкочастотная погрешность время-импульсного преобразования фазовых сдвигов, так как время измерения KT_k кратно периоду входных сигналов, что является условием ее исключения.

С окончанием подпрограммы «Квантование» на схему I_1 поступает с МК разрешающий сигнал и очередной импульс с формирователя ΦI_1 опрокидывает триггер T_1 в первоначальное исходное положение. С этого момента микроконтроллер переходит ко второму такту измерительного цикла. Последовательность действия здесь аналогична первому такту, только с учетом, что в этом такте участвуют элементы ΦI_2 , T_2 и схема I_2 . С переключением триггера T_2 открывается ключ K_2 , а также со второго его выхода в микроконтроллер приходит сообщение о начале второго такта измерительного процесса, при котором в обоих каналах измерителя задействован сигнал $U_2(t)$. Это означает, что результат измерения второго такта характеризует фазовую и амплитудную неидентичность обоих каналов в анализаторе и определяется по

формуле $\varphi_2 = 360^\circ \cdot \frac{N_{\varphi 2}}{N_m}$, а общий результат обоих тактов равен $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$. Это означает,

что в данном фазоизмерителе отсутствует методическая низкочастотная погрешность, а также аддитивная погрешность φ_2 , вычитаемая из результата первого такта измерения φ_1 .

Заключение

Из анализа рассмотренного материала следует:

1. Микроконтроллер является объединяющим системным цифровым синхронизатором в схемотехнике программно-конфигурируемом измерительном тракте коммутационно-тактовой фазоизмерительной аппаратуры.

2. Применение микроконтроллера в двухканальном коммутаторе гармонических сигналов позволило решить проблему оперативного изменения частоты переключателя сигналов, адаптированной к значению частоты коммутируемых сигналов.

3. Реализация КФП с использованием микроконтроллера позволило реализовать двухполярный принцип действия преобразователя с расширением его фазовой характеристики до 3π .

4. Применение микроконтроллеров позволило реализовать в цифровом коммутационном фазометре программируемый способ синхронизации двухканального коммутатора и коммутационного фазового преобразователя с формирователем измерительных интервалов, равных целочисленному значению периодов исследуемых сигналов, что с учетом симметрии и идентичности каналов преобразования обеспечивает наивысшую точность измерения фазовых сдвигов.

Список литературы

1. Комолов В. П., Трофименко И. Т. Квантование фазы при обнаружении сигналов. М. : Сов. радио, 1976. 224 с.
2. Опенхайм А. В., Лим Дж. С. Важность фазы при обработке сигналов // ТНИЭР. 1981. Т. 69, № 5. С. 39–54.
3. Глинченко А. С., Кузнецкий С. С., Финштейн А. М., Чмых М. К. Цифровые методы измерения сдвига фаз. Новосибирск : Наука, 1979. 288 с.
4. Григорьян Р. Л., Скрипник Ю. А., Шалдыкин О. К. Анализаторы характеристик радиоэлектронных устройств. Киев : Техника, 1981. 248 с.
5. Шалдыкин О. К., Григорьян Р. Л. К вопросу увеличения быстродействия одноканальных дифференциальных индикаторов // Вопросы улучшения технических параметров выпрямительных и транзисторных приборов. Л. : ВНИИЭП, 1970.
6. Григорьян Р. Л., Диденко В. А., Скрипник Ю. А. Влияние переходных процессов в широкополосном усилителе на точность коммутационного фазометра // Электрические и магнитные измерения. Киев : Наук. думка, 1977.
7. АС СССР 571902. Двухканальный коммутатор гармонических сигналов / Григорьян Р. Л., Скрипник Ю. А. № 2355489/21 ; заявл. 19.05.76 ; опубл. 05.09.77, Бюл. № 33.

8. АС СССР № 790303. Двухканальный коммутатор гармонических сигналов / Григорьян Р. Л., Дудкин В. Н., Решетников Ю. А., Скрипник Ю. А. № 2712544/18-21 ; заявл. 12.01.79 ; опубл. 23.12.80, Бюл. № 47.
9. Патент РФ 2757805. Двухканальный коммутатор гармонических сигналов / Григорьян Л. Р. № 2021105122 ; заявл. 25.02.2021 ; опубл. 21.10.2021.
10. АС СССР 504985. Коммутационный преобразователь разности фаз / Григорьян Р.Л. [и др.]. № 2040438/26-21 ; заявл. 02.07.74 ; опубл. 28.02.76, Бюл. № 8.
11. АС СССР 655986. Коммутационный преобразователь разности фаз / Григорьян Р. Л. [и др.]. ; опубл. 14.12.1978.
12. Патент РФ 2745700. Коммутационный преобразователь фазовых сдвигов / Григорьян Л. Р. № 2020120321 ; заявл. 15.06.2020 ; опубл. 30.03.2021.
13. Григорьян Л. Р., Богатов Н. М., Григорьян Р. Л. Новые схемотехнические решения в практике коммутационных фазовых измерений // Перспективные технологии в средствах передачи информации : материалы 14-ой Междунар. науч.-техн. конф. (г. Владимир, 6–7 октября 2021 г.). Владимир : ВлГУ, 2021. С. 307–310.

References

1. Komolov V.P., Trofimenko I.T. *Kvantovanie fazy pri obnaruzhenii signalov = Phase quantization in signal detection*. Moscow: Sov. radio, 1976:224. (In Russ.)
2. Oppenkaym A.V., Lim Dzh.S. The importance of phase in signal processing. *TNIER = TNIER*. 1981;69(5):39–54. (In Russ.)
3. Glinchenko A.S., Kuznetskiy S.S., Finshteyn A.M., Chmykh M.K. *Tsifrovye metody izmereniya sdviga faz = Digital methods for measuring phase shift*. Novosibirsk: Nauka, 1979:288. (In Russ.)
4. Grigor'yan R.L., Skripnik Yu.A., Shaldykin O.K. *Analizatory kharakteristik radioelektronnykh ustroystv = Analyzers of characteristics of radio-electronic devices*. Kiev: Tekhnika, 1981:248. (In Russ.)
5. Shaldykin O.K., Grigor'yan R.L. On the issue of increasing the speed of single-channel differential indicators. *Voprosy uluchsheniya tekhnicheskikh parametrov vypryamitel'nykh i tranzistornykh priborov = Issues of improving the technical parameters of rectifier and transistor devices*. Leningrad: VNIIEP, 1970. (In Russ.)
6. Grigor'yan R.L., Didenko V.A., Skripnik Yu.A. The influence of transients in broadband amplifiers on the accuracy of the switching phase meter. *Elektricheskie i magnitnye izmereniya = Electrical and magnetic measurements*. Kiev: Nauk. dumka, 1977. (In Russ.)
7. AS SSSR 571902. *Dvukhkanal'nyy kommutator garmonicheskikh signalov = Two-channel harmonic signal switchboard*. Grigor'yan R.L., Skripnik Yu.A. No. 2355489/21; appl. 19.05.76; publ. 05.09.77, bull. № 33. (In Russ.)
8. AS SSSR 790303. *Dvukhkanal'nyy kommutator garmonicheskikh signalov = Two-channel harmonic signal switchboard*. Grigor'yan R.L., Dudkin V.N., Reshetnikov Yu.A., Skripnik Yu.A. No. 2712544/18-21; appl. 12.01.79; publ. 23.12.80, bull. № 47. (In Russ.)
9. Patent RF 2757805. *Dvukhkanal'nyy kommutator garmonicheskikh signalov = Two-channel harmonic signal switchboard*. Grigor'yan L.R. No. 2021105122; appl. 25.02.2021; publ. 21.10.2021. (In Russ.)
10. AS SSSR 504985. *Kommutatsionnyy preobrazovatel' raznosti faz = Switching phase difference converter*. Grigor'yan R.L. et al. No. 2040438/26-21; appl. 02.07.74; publ. 28.02.76, bull. № 8. (In Russ.)
11. AS SSSR 655986. *Kommutatsionnyy preobrazovatel' raznosti faz = Switching phase difference converter*. Grigor'yan R.L. et al.; publ. 14.12.1978. (In Russ.)
12. Patent RF 2745700. *Kommutatsionnyy preobrazovatel' fazovykh sdvigov = Switching phase shift converter*. Grigor'yan L.R. No. 2020120321; appl. 15.06.2020; publ. 30.03.2021. (In Russ.)
13. Grigor'yan L.R., Bogatov N.M., Grigor'yan R.L. New circuit solutions in the practice of switching phase measurements. *Perspektivnye tekhnologii v sredstvakh peredachi informatsii: materialy 14-oy Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf. (g. Vladimir, 6–7 oktyabrya 2021 g.) = Promising technologies in the media of information transmission : materials of the 14th International scientific and technical conference. conf.* Vladimir: VIGU, 2021:307–310. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the authors

Леонтий Рустемович Григорьян

кандидат физико-математических наук, доцент,
доцент кафедры физики
и информационных систем,
Кубанский государственный университет
(Россия, г. Краснодар, ул. Ставропольская, 149)
E-mail: leonmezon@mail.ru

Leonty R. Grigoryan

Candidate of physical and mathematical sciences,
associate professor, associate professor
of the sub-department of physics
and information systems,
Kuban State University
(149 Stavropolskaya street, Krasnodar, Russia)

Николай Маркович Богатов

доктор физико-математических наук, профессор,
заведующий кафедрой физики
и информационных систем,
Кубанский государственный университет
(Россия, г. Краснодар, ул. Ставропольская, 149)
E-mail: bogatov@phys.kubsu.ru

Nikolay M. Bogatov

Doctor of physical and mathematical sciences,
professor, head of the sub-department
of physics and information systems,
Kuban State University
(149 Stavropolskaya street, Krasnodar, Russia)

Рустем Леонтьевич Григорьян

кандидат технических наук,
исполнительный директор,
Научно-производственная фирма «Мезон»
(Россия, г. Краснодар, ул. Солнечная, 10)
E-mail: mezon_kub@mail.ru

Rustem L. Grigoryan

Candidate of technical sciences,
executive director,
Scientific and production company "Mezon"
(10 Solnechnaya street, Krasnodar, Russia)

**Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов /
The authors declare no conflicts of interests.**

Поступила в редакцию/Received 26.11.2022

Поступила после рецензирования/Revised 24.12.2022

Принята к публикации/Accepted 20.01.2023