

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамбергер. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1961.
2. Ю. А. Скрипник. Способы построения высокостабильных фазочувствительных дифференциальных индикаторов.— Приборостроение, 1961, № 10.

Поступила в редакцию 17 ноября 1971 г.

УДК 621.317.77

А. Д. НИЖЕНСКИЙ, Ю. А. СКРИПНИК, Ю. П. ЮРЧЕНКО

(Киев)

МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФАЗЫ

Получение измерительной информации, содержащейся в фазовых соотношениях двух гармонических сигналов, сопряжено с целым рядом предварительных аналоговых преобразований, таких как усиление, фильтрация, амплитудное ограничение и т. п. При этом специфика выделения фазовой информации предопределяет двухканальную структуру измерительного преобразователя. Поскольку же аналоговые звенья для предварительного преобразования, как правило, обладают неидентичными фазовыми характеристиками, то возникает необходимость в ручных регулировках последних (установка «нуля»). Для этой цели может быть применен регулируемый фазовращатель, включенный в один из каналов. При установке нуля на оба входа преобразователя подаются один и тот же сигнал и путем перестройки регулируемого фазовращателя добиваются нулевого показания на выходе, выравнивая таким образом фазовые сдвиги, вносимые каналами.

Однако вследствие недостаточной стабильности характеристик каналов требуются частые регулировки нуля, а при их быстром изменении становится вообще невозможно произвести измерение с высокой точностью. Кроме того, в случае применения преобразователей фазы в качестве отдельных звеньев в системах автоматического управления и контроля наличие ручных регулировок недопустимо.

В этой связи возникает задача разработки методов и средств автоматической коррекции указанных погрешностей.

На рис. 1 приведены блок-схемы преобразователей фазы, в которых для получения корректирующего воздействия использовано периодическое «запараллеливание» каналов [1, 2]. Здесь ВП₁ и ВП₂ — входные преобразователи, осуществляющие усиление, фильтрацию и амплитудное ограничение входных сигналов; ТФП — трехполюсный линейный фазовый преобразователь [3], осуществляющий преобразование фазового сдвига между выходными напряжениями ВП₁ и ВП₂ в величину, удобную для кодирования, (временной интервал, напряжение постоянного тока и т. п.); КП — квантующий преобразователь для получения количества импульсов, пропорционального выходному сигналу ТФП; РСИ — реверсивный счетчик импульсов; АЦП — аналого-цифровой преобразователь, дающий результат в виде цифрового кода; Р — регистр; С — сумматор; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь; ЦОУ — цифровое отсчетное устройство; БУ — блок управления.

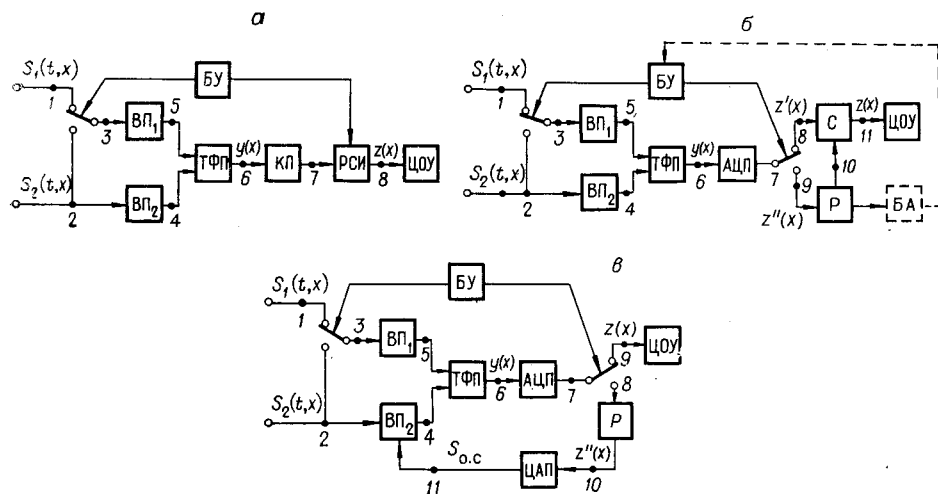


Рис. 1.

Устройства, построенные по блок-схеме рис. 1, *а*, используют непрерывную автоматическую коммутацию входных сигналов, осуществляемую по команде от блока управления БУ. Один из входных сигналов $S_2 = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$ непрерывно подается на вход преобразователя ВП₂, играющего роль опорного канала. На вход преобразователя ВП₁ периодически с частотой коммутации подаются то $S_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$, то S_2 . Таким образом, на выходе ВП₂ постоянно действует прямоугольное напряжение

$$U_4 = U_0 \text{sign} \sin(\omega t + \varphi_2 + \psi_2), \quad (1)$$

а на выходе ВП₁ — промодулированное по фазе прямоугольное напряжение

$$U_5 = U_0 \text{sign} \sin \left[\omega t + \frac{\varphi_1 + \psi_1}{2} (1 + \text{sign} \sin \Omega t) + \frac{\varphi_2 + \psi_1}{2} (1 - \text{sign} \sin \Omega t) \right], \quad (2)$$

где U_0 — уровень амплитудного ограничения в ВП₁ и ВП₂; ψ_1 и ψ_2 — фазовые сдвиги, вносимые преобразователями ВП₁ и ВП₂ соответственно; Ω — круговая частота коммутации.

В первую половину периода коммутации, когда на вход ВП₁ поступает S_1 , на вход РСИ, работающего на сложение, проходит количество импульсов

$$Z_1 = K_1 K_2 (\varphi_1 - \varphi_2 + \psi_1 - \psi_2), \quad (3)$$

а после переключения входного переключателя, когда РСИ работает на вычитание —

$$Z_2 = K_1 K_2 (\psi_1 - \psi_2). \quad (4)$$

Здесь K_1 — крутизна ТФП; K_2 — крутизна КП. Вычитание результатов этих двух измерений дает

$$Z = Z_1 - Z_2 = K_1 K_2 (\varphi_1 - \varphi_2), \quad (5)$$

т. е. результат измерения за один период коммутации не зависит от фазовой неидентичности каналов. Влияние переходных процессов, возникающих в преобразователях ВП₁, ВП₂, ТФП и КП в моменты коммутации, исключается устройством стробирования, запирающим на время переходных процессов вход счетчика (на схеме не показано).

Однако такой алгоритм работы с непрерывной коммутацией на входе приводит к значительному снижению быстродействия преобразователя фазы, так как получение корректирующего кода производится в каждом цикле измерения. Кроме того, поскольку в каналах происходит периодическое переключение сравниваемых по фазе напряжений, возникают значительные переходные процессы из-за скачков фазы на входе ВП₁ и коммутационных разрывов. Для снижения влияния последних переключения на входе производятся с частотой, гораздо меньшей частоты входных сигналов, т. е. быстродействие еще более снижается. Так, время измерения в серийно выпускаемом фазомере Ф2-4, построенном по схеме рис. 1, а, в зависимости от частоты входных сигналов (20 Гц — 50 кГц) колеблется от 5 до 90 с [4].

Преобразователь фазы, построенный по блок-схеме рис. 1, б, имеет более высокое быстродействие по сравнению с рассмотренным благодаря тому, что получение корректирующего кода происходит не в каждом цикле измерения. Произведя измерение при замкнутом накоротко входе и получив корректирующий код в регистре Р, можно произвести затем ряд измерений с использованием одного и того же корректирующего кода, вводимого из регистра Р в сумматор С с обратным знаком.

Схема рис. 1, в отличается от предыдущей лишь тем, что коррекция производится не на выходе путем добавления корректирующего кода к результату измерения, а на входе. При этом код, полученный в АЦП при замкнутом накоротко входе и переписанный в регистр Р, с помощью ЦАП преобразуется в напряжение, которое используется для перестройки фазовой характеристики ВП₂ (или ВП₁). Выравнивая таким образом фазовые характеристики каналов, можно переключить входной и выходной переключатели и произвести ряд измерений.

Для автоматического определения периодичности получения корректирующего кода в схемы рис. 1, б и в возможно введение блока адаптации БА (показано штрихами), который осуществляет статистический анализ погрешности, вносимой каналами. Воздействуя на блок управления БУ блок адаптации БА изменяет период получения корректирующего кода в зависимости от характера изменения погрешности.

На рис. 2, а приведена блок-схема преобразователя фазы с перекрестным переключением каналов (ДЧ — делитель частоты). В данной схеме выходная величина преобразователя ТФП принимает в различные полупериоды коммутации значения:

$$y'(x) = K_1(\varphi_1 - \varphi_2 + \psi_1 - \psi_2); \quad (6)$$

$$y''(x) = K_1(\varphi_1 - \varphi_2 + \psi_2 - \psi_1). \quad (7)$$

Эти величины кодируются с помощью квантующего преобразователя КП, и за один период коммутации в счетчике импульсов СИ накапливается количество импульсов, пропорциональное фазовому сдвигу между сигналами S_1 и S_2 и не зависящее от фазовой неидентичности каналов:

$$Z = K_2[y'(x) + y''(x)] = 2K_1K_2(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (8)$$

В отличие от предыдущих схем с коррекцией последняя схема получается несколько проще, поскольку требуется суммирование промежуточных результатов, а не вычитание. Сумматоры же, производящие вычитание, требуют преобразователя прямого кода в дополнительный. В случае применения время-импульсного или частотно-импульсного кодирующего преобразователя схема также упрощается благодаря применению обычного, а не реверсивного счетчика импульсов.

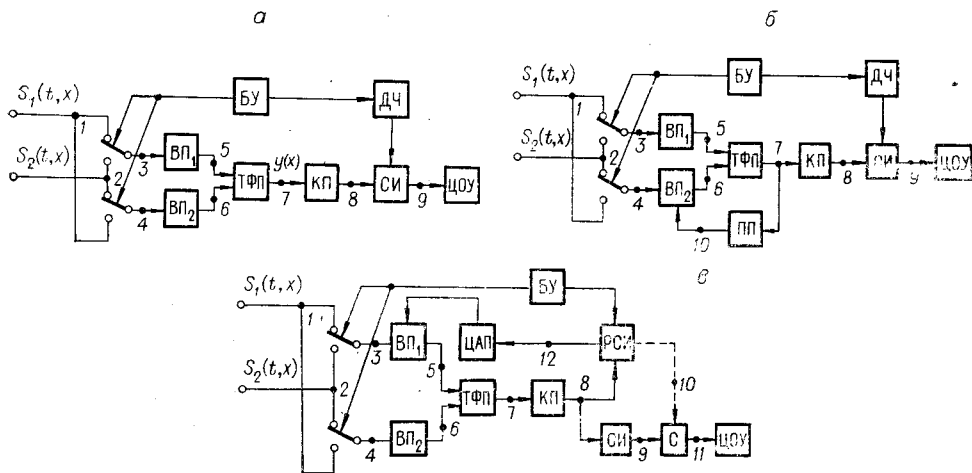


Рис. 2.

Следует отметить, что проведение коррекции погрешности по методу рис. 2, а требует применения в качестве ТФП схемы, нечувствительной к знаку измеряемого фазового сдвига. В противном случае (например, при использовании триггерной фазоизмерительной схемы) необходимо введение еще двух переключателей на входах ТФП, коммутирующих выходы $ВП_1$ и $ВП_2$ синхронно со входными переключателями.

Недостатком последней схемы является невозможность устранения зоны неопределенности на краях диапазона измеряемых углов. Эти зоны могут иметь достаточно большую ширину (до $20-30^\circ$) из-за неидентичности избирательных (например, резонансных) каналов $ВП_1$ и $ВП_2$. На схеме рис. 2, б предусмотрено выделение переменной составляющей выходной величины ТФП, пропорциональной величине неидентичности каналов, и получение с помощью преобразователя погрешности ПП на его выходе 10 управляющего воздействия, перестраивающего фазовую характеристику $ВП_2$ [5]. При этом зона неопределенности сужается до десятых долей градуса и определяется статизмом системы автоподстройки. Время измерения на низких частотах в этом случае может быть снижено до нескольких секунд.

Схема, приведенная на рис. 2, в, использует перекрестную коммутацию входных сигналов для получения в реверсивном счетчике импульсов кода, пропорционального погрешности. С учетом выражений (6) и (7) в РСИ получается код

$$Z = K_2[y'(x) - y''(x)] = 2K_1K_2(\psi_1 - \psi_2), \quad (9)$$

который может использоваться для коррекции ряда измерений. При этом код коррекции либо непосредственно вводится в результат измерения посредством сумматора С, либо преобразуется обратным преобразователем ЦАП в управляющее воздействие, перестраивающее фазовую характеристику входного преобразователя. В последнем случае расширяется диапазон измеряемых углов до 360° .

Все рассмотренные до сих пор схемы коррекции погрешностей преобразователей фазы предусматривали прерывание процесса измерения (в каждом такте измерения или один раз на ряд измерений) с целью получения кода коррекции. Такие методы коррекции не позволяют получить максимального быстродействия преобразователя фазы. Кроме того, в ряде случаев при использовании последнего в автоматических системах контроля прерывание процесса измерения

недопустимо. В этих случаях прибегают к более сложному методу параллельной коррекции.

На рис. 3, а приведена блок-схема преобразователя с параллельной коррекцией погрешностей. Здесь два основных канала ВП₁ и ВП₂, а также ТФП₁, АЦП и ЦОУ представляют собой обычный двухканальный цифровой фазометр. Дополнительный канал (канал коррекции) имеет ТФП₂, аналогичный основному. Входные сигналы S_1 и S_2 попеременно подаются на вход ВП₃, аналогичного ВП₁ и ВП₂. На вход 5 ТФП₂ с той же частотой переключения подаются попеременно сигналы с выходов ВП₁ и ВП₂. Разностный сигнал на выходе ТФП₂ в двух соседних полупериодах коммутации (например, переменная составляющая напряжения частоты коммутации в случае использования в качестве ТФП₂ триггерной схемы с ФНЧ на выходе) оказывается пропорциональным разности фазовых сдвигов, вносимых ВП₁ и ВП₂. Этот сигнал с помощью промежуточного преобразователя ПП преобразуется в управляющий сигнал для перестройки фазовой характеристики одного из входных преобразователей основных каналов.

Поскольку изменения фазовых сдвигов, вносимых каналами, определяются в основном температурными и временными нестабильностями входящих в них элементов и происходят сравнительно медленно, то канал коррекции всегда, практически без задержки, успевает их отслеживать. Прямой же канал преобразования обладает максимально возможным быстродействием, т.е. позволяет производить измерение за один период входного сигнала.

Для экспериментальной проверки метода параллельной коррекции был построен макет быстродействующего измерительного преобразователя фазы. Преобразователь обеспечивает автоматическое выравнивание фазовых характеристик каналов с погрешностью не более 0,05°. Суммарная погрешность не превышает 0,1° при искажениях входного сигнала до 5%. Быстродействие определяется кодирующей частью и в пределе может составлять один период входного сигнала.

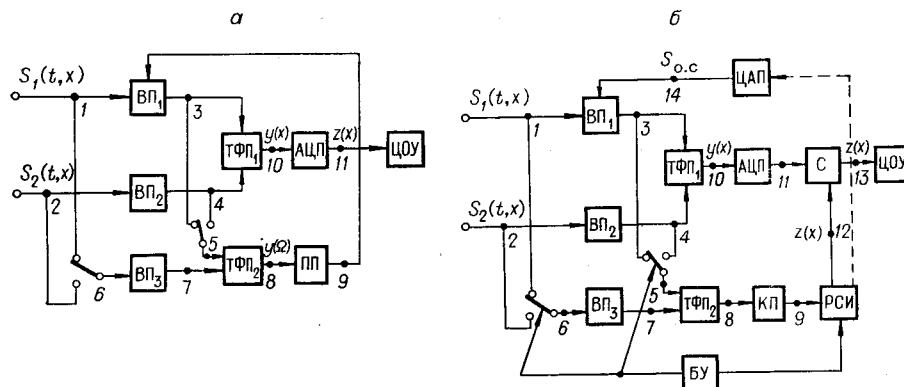


Рис. 3.

Использование такого метода получения управляющего сигнала требует непрерывной коммутации в канале коррекции и аналогового преобразования (усиления и синхронного детектирования) переменной составляющей выходной величины ТФП₂. При работе с инфранизкочастотными входными сигналами выполнение аналоговых преобразований в канале коррекции требует фильтров с непомерно большими постоянными времени. При этом трудно обеспечить устойчивость всей системы.

Схема рис. 3, б является развитием схемы рис. 3, а в том смысле, что канал коррекции выполняется цифровым. Код коррекции, пропорциональный фазовой неидентичности каналов, запоминается в реверсивном счетчике импульсов РСИ и используется для коррекции либо на выходе через сумматор С, либо на входе путем обратного преобразования в ЦАП. Получение кода коррекции может быть проинтерполировано в этой схеме за один период входного сигнала.

Итак, все рассмотренные методы автоматической коррекции погрешностей обеспечивают исключение фазочастотных погрешностей из результата измерения, что устраняет необходимость ручной калибровки фазометра. Выбор того или иного метода коррекции определяется соображениями минимума аппаратных затрат, диапазоном измеряемых значений фазового сдвига и быстродействием фазоизмерительной схемы. Так, наиболее экономичными (в смысле минимума дополнительных элементов) являются схемы последовательной во времени коррекции с одним автоматическим переключателем (см. рис. 1). Однако им присуще низкое быстродействие из-за последовательной обработки результатов измерения за два такта коммутации. Поэтому они применимы в основном для статических измерений. Схемы рис. 2 обладают повышенным быстродействием, так как сравниваются по фазе оба сигнала в каждый такт коммутации. Однако наличие двух синхронно работающих переключателей в схеме (см. рис. 2) увеличивает межканальные паразитные связи (при одном переключателе возможна блокировка разомкнутого контакта на «землю» всего с помощью одного дополнительного переключателя). Высоким быстродействием обладают схемы с параллельной коррекцией, но они и наиболее сложны в схемном отношении. Поэтому их целесообразно применять главным образом при динамических изменениях. Таким образом, важность одного из перечисленных факторов и должна предопределять выбор метода и схемы автоматической коррекции погрешностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. П. П. Орнатский, Ю. А. Скрипник, С. М. Маевский. Устройство для измерения сдвига фаз между двумя напряжениями искаженной формы. Авт. свидетельство № 176328.— БИ, 1965, № 22.
2. П. П. Орнатский. Автоматические измерительные приборы. Киев, «Техника», 1965.
3. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. Я. Мизюк. Электромеханические и электронные фазометры. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.
4. С. С. Хризман. Цифровые измерительные приборы и системы. Киев, «Наукова думка», 1970.
5. В. Л. Каминский. Фазометр периодического сравнения. Авт. свидетельство № 281640.— ОИПОТЗ, 1970, № 29.

*Поступила в редакцию 16 августа 1971 г.,
окончательный вариант — 24 января 1972 г.*