

$$W_{эл} = 7,2 \cdot 10^{-6} \text{ нм/рад}; \quad P = 1 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2/\text{с}.$$

Следовательно,

$$\tau_1 = \frac{J}{P} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}; \quad \tau_2 = \frac{P}{W_M} = 315 \text{ с}.$$

Постоянную времени τ_1 можно отбросить.

$$J_э = 0,35 \cdot 1 \cdot 10^{-5} = 3,5 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2; \quad P_э = 0,35 \cdot 2,9 \cdot 10^{-8} + 1 \cdot 10^{-5} = 1 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2/\text{с};$$

$$\omega_{0э} = \sqrt{\frac{7,2 \cdot 10^{-6}}{3,5 \cdot 10^{-6}}} = 1,4 \text{ рад/с};$$

$$\beta_э = \frac{1 \cdot 10^{-5}}{2 \sqrt{3,5 \cdot 10^{-6} \cdot 7,2 \cdot 10^{-6}}} \approx 1.$$

По графику рис. 2 для $\kappa=0$ при $\beta=1$ находим $\theta_y = 5,6$. Следовательно,

$$t_y = \frac{\theta_y}{\omega_{0э}} = \frac{5,6}{1,4} = 4 \text{ с}.$$

Экспериментальная оценка времени успокоения НФК-1 дала 5 с, что, учитывая ограниченную точность исходных данных и самого опыта, следует считать подтверждением правильности расчетов.

Таким образом, при расчете динамики ГА время их успокоения может быть оценено без специальных вычислений по графикам, приведенным на рис. 1, 2 или 3. В тех случаях, когда значения степени успокоения или относительной инерционности схемы выходят за пределы, предусмотренные этими графиками, решение может быть получено с помощью трансформации характеристического уравнения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Ф. Куликовский, А. М. Мелик-Шахназаров, С. Г. Рабинович, Б. А. Селибер. Гальванометрические компенсаторы. М.—Л., «Энергия», 1964.
2. С. Г. Рабинович. Фотогальванометрические компенсационные приборы. М.—Л., «Энергия», 1964.
3. С. Г. Рабинович. Фотокомпенсационные стабилизаторы постоянного тока и напряжения. — Измерительная техника, 1957, № 1.

Поступило в редакцию
23 декабря 1968 г.

УДК 621.317.37

П. А. ЗУБЦОВ, В. В. МИХАЙЛЕНКО

(Челябинск)

КВАЗИОДНОКАНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СДВИГА ФАЗ

Существенный недостаток известных цифровых фазометров — необходимость осуществлять периодическую подстройку пороговых уровней для обеспечения их равенства и производить уравнивание амплитуд входных сигналов перед их преобразованием. В данном сообщении рассматривается возможность устранения указанного недостатка применением такого преобразования сдвига фаз, названного одноканальным, при котором усиление сигналов осуществляется в общем тракте путем использования амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) и временного разделения «каналов». При этом общий пороговый детектор фиксирует все выбросы усиленных АИМ сигналов над уровнем детектирования. Получаемая совокупность импульсов постоянной амплитуды путем син-

хронного детектирования разделяется на две серии, каждая из которых соответствует своему входному сигналу. Указанные серии позволяют сформировать импульсные сигналы, дающие возможность выделить необходимые для вычисления сдвига фаз временные интервалы, один из которых эквивалентен этому сдвигу, а другой — периоду сигнала.

Квазидисканальный преобразователь, функциональная схема которого приведена на рис. 1, содержит: отдельные импульсные модуляторы (импульсные элементы) 1 и 2 для каждого из входных сигналов; схему суммирования 3; импульсный усилитель 4; пороговый детектор 5; синхронные детекторы (схемы совпадений) 6—9; триггеры 10—12. Работа схемы с целью лучшего ее уяснения и большей наглядности поясняется временной диаграммой (рис. 2).

Близкие по амплитуде (о способе уравнивания амплитуд говорится ниже) синусоидальные сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ (см. 1, 2 на рис. 2) подаются на входы амплитудно-импульсных модуляторов 1 и 2. «Ключи» последних управляются смещенными одна относительно другой на половину периода следования импульсными последовательностями («несущими») $F_1^*(t)$ и $F_2^*(t)$ (см. 3, 4 на рис. 2). АИМ сигналы $u_1^*(t)$ и $u_2^*(t)$ (см. 5, 6 на рис. 2) с помощью пассивной схемы суммирования 3 вводятся в импульсный усилитель 4.

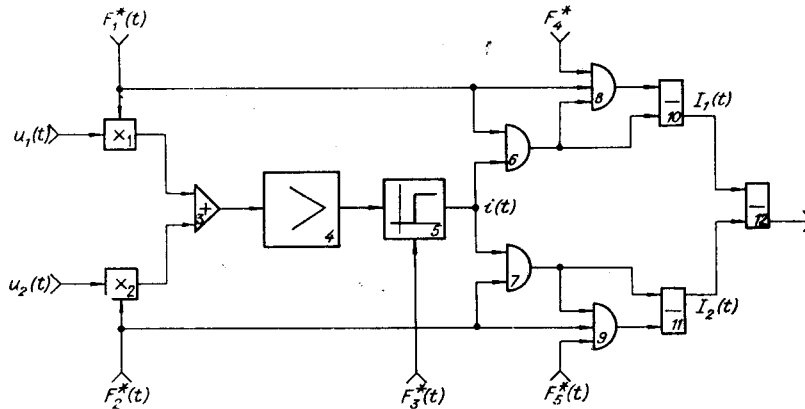


Рис. 1.

Формирование импульса пороговым детектором 5 осуществляется на всех «позициях», которым соответствует превышение сигнала $[u_1^*(t) + n_2^*(t)]$ (см. 7 на рис. 2) над используемым в схеме уровнем детектирования U_d ; последний рассматривается приведенным к входу импульсного усилителя. Ложные срабатывания порогового детектора от «паразитных» выбросов ключей модуляторов устраняются путем применения стробирования. Для этого пороговый детектор дополнительно управляется импульсной последовательностью $F_3^*(t)$ (см. 8 на рис. 2).

Совокупность импульсов $i(t)$ (см. 9 на рис. 2) с выхода порогового детектора подвергается «синхронному детектированию» с помощью схем совпадения 6 и 7. Схема 6 выделяет пачку импульсов Π_1 (см. 10 на рис. 2), которая соответствует «положительному» выбросу сигнала $u_1(t)$. Схема 7 выполняет аналогичную операцию выделения пачки Π_2 (см. 11 на рис. 2), соответствующей «положительному» выбросу второго сигнала $u_2(t)$. В течение времени, когда сигналы находятся ниже уровня детектирования («отрицательный» выброс), с помощью схем совпадения 8 и 9 формируются «теневые» пачки импульсов $\bar{\Pi}_1$ (см. 14 на рис. 2) и $\bar{\Pi}_2$ (см. 15 на рис. 2). Последние необходимы для более простого «сглаживания» (выделения) импульсов $I_1(t)$ (см. 16 на рис. 2) и $I_2(t)$ (см. 17 на рис. 2), каждый из которых соответствует положительному выбросу «своего» сигнала. Указанные импульсы формируются триггерами 10 и 11. Для устранения ложных срабатываний схемы 8 и 9 дополнительно стробируются импульсными последовательностями $F_4^*(t)$ и $F_5^*(t)$ (см. 12, 13 на рис. 2).

Сформированные рассмотренным выше способом импульсные сигналы $I_1(t)$ и $I_2(t)$ позволяют выделить интервал времени τ (см. 18 на рис. 2), эквивалентный измеряемому сдвигу фаз сигналов, и интервал, соответствующий периоду опорного сигнала. Для выполнения первой из указанных операций использован триггер 12. Элементы выделения периода на функциональной схеме не показаны.

Преобразование сдвига фаз в эквивалентный ему интервал времени сопровождается «методической» погрешностью, которая обусловлена временным квантованием сигнала.

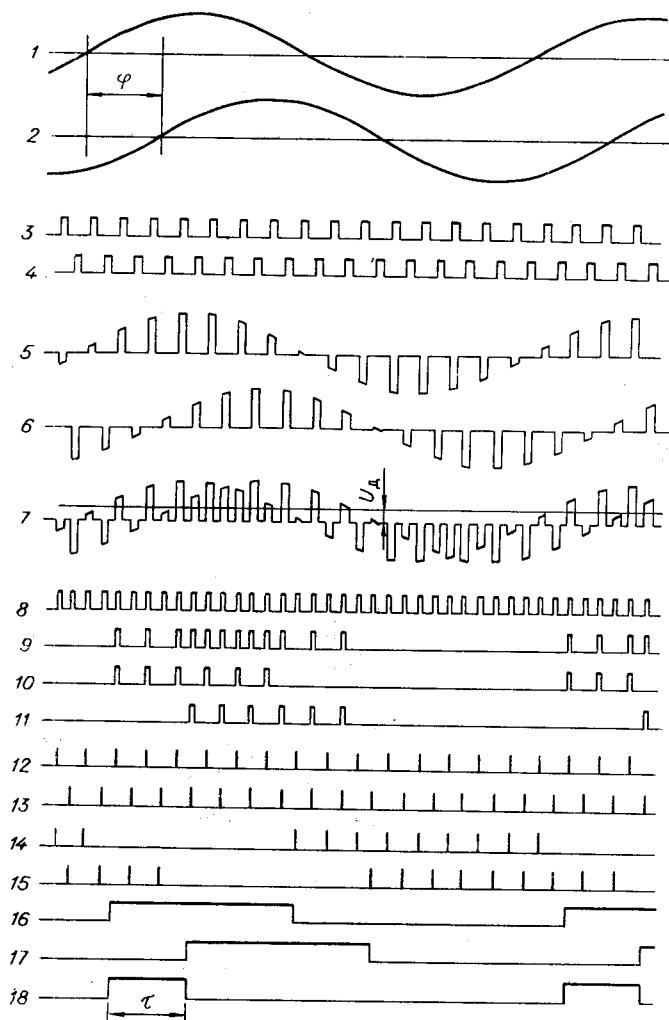


Рис. 2.

лов в процессе преобразования и тем, что каждый сигнал случайно сдвинут относительно «своей» несущей. Удовлетворительные по точности преобразования получаются при отношениях частоты «несущей» и верхней границы частотного диапазона фазометра не менее 500—1000.

Как было указано в начале статьи, в ходе измерения сдвига фаз приходится уравнивать амплитуды входных сигналов. Для этой цели обычно используются входные делители напряжения. Вместе с ними фазометр должен иметь достаточно «объективный» компаратор сигналов. В статье не ставится целью рассмотрение всех возможных способов компарирования, а лишь выделяются некоторые свойства исследуемого преобразователя, использование которых дает возможность осуществить такое компарирование.

Длительность пачек Π_1 и Π_2 на выходах схем совпадения 6 и 7, а следовательно, и длительность положительных выбросов сигналов зависят от амплитуд преобразуемых сигналов. Действительно, порог детектирования для каждого из сигналов в рассматриваемой схеме остается одним и тем же, поэтому длительность «положительного» выброса сигнала является функцией только его амплитуды. Сопоставляя длительности этих выбросов каждого из сигналов между собой, удастся выявить различие амплитуд входных сигналов. В соответствии со сказанным компаратор сигналов должен содержать счетчики импульсов в пачках Π_1 и Π_2 и устройство вычитания кодов, которое и дает оценку различия амплитуд.

Следует отметить, что все указанные операции по выявлению «кода» разности амплитуд могут быть выполнены с помощью реверсивного счетчика импульсов. В процессе «уравнивания» амплитуд с помощью входных делителей напряжения добиваются «нулевого» значения «кода» разности.

В В О Д Ы

В процессе измерения сдвига фаз с помощью квазидноканального преобразователя полностью устраняется необходимость регулировки и уравнивания уровней порогового детектирования сигналов фазометра. Это обусловлено специфическим свойством рассматриваемого преобразователя, в котором используется один общий усилитель и пороговый детектор.

Процесс преобразования сдвига фаз сопровождается методической погрешностью, которая обусловлена временным квантованием сигналов и может быть сделана оптимальной путем правильного выбора соотношения частоты несущей и верхней границы частотного диапазона.

Принцип квазидноканального преобразования содержит все необходимые предпосылки для объективного компарирования сигналов в процессе уравнивания амплитуд; используется возможность цифрового сравнения длительностей положительных выбросов исследуемых сигналов.

Рассмотренный принцип может найти применение в системах прецизионного кодирования разности угловых перемещений, в системах автоматической синхронизации вращающихся валов и т. п.

Поступило в редакцию
22 февраля 1971 г.

УДК 621.317.39 : 084.2

Б. И. ЛИТВИНЕЦ, Г. А. ШТАМБЕРГЕР
(Ивано-Франковск)

ЕМКОСТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В практике измерения различных физических величин широкое применение получили емкостные измерительные преобразователи (ЕИП) [1—8]. Объясняется это сравнительной простотой самого преобразователя, а также совершенством устройств, предназначенных для измерения параметров конденсаторов. Подобная универсальность ЕИП привела к большому разнообразию конструкций преобразователей, разрабатываемых применительно к решаемой конкретной задаче, что, естественно, затрудняет выбор типа преобразователя при проектировании нового устройства.

Таблица 1

