ПРИБОР ДЛЯ УСРЕДНЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ СДВИГА ФАЗ С ЦИФРОВЫМ ОТСЧЕТОМ

И. З. Василевский, В. А. Гулиус, Л. А. Полосухина

Харьков

Часто возникает необходимость измерения сдвига фаз от 0° до 360° между двумя синусоидальными напряжениями в цифровом коде и использования такой информации для дальнейшей обработки на быстро-

действующих ЦВМ. Технические характеристики универсальных цифровых фазометров не позволяют применять их для этих целей. Например, выпускаемый серийно фазометр типа Ф2-4 имеет значительное время измерения (4,6 *сек* — 56 *сек*), не позволяет производить автоматическое измерение сдвига фаз от 0° до 360°. В приборе не предусмотрен вывод информации в ЦВМ.

В осваиваемой промышленностью фазометрической приставке к частотомеру Ч6—65 также отсутствует возможность автоматического измерения от 0 до 360°.

Поэтому для решения многих практических задач, требующих непрерывного измерения сдвига фаз от 0 до 360° с высокой точностью, возникает необходимость в разработке специализированных фазометров.

Ниже приводится описание специализированного прибора для измерения сдвига фаз с цифровым отсчетом, разработанного на кафедре математических машин дискретного действия Харьковского института радиоэлектроники. Измерение сдвига фаз в этом приборе производится от 0 до 360° на одной из фиксированных частот, лежащих в диапазоне 10—50 *кгц*. Частота счетных импульсов в зависимости от требуемой точности измерений может изменяться от 1 до 12 *мгц*. Информация о результате измерения выдается в виде кода 1—2—4—8 в ЦВМ и в десятичном коде на индикационное табло.

Измерение сдвига фаз производится методом двухкратного преобразования: сдвиг фаз преобразуется во временной интервал, временной интервал в код. Для такого вида преобразования суммарную погрешность приближенно можно представить в следующем виде [1, 2]:

$$\delta_{сум} = \delta_1 + \frac{\Delta t_1}{T_{изм}} + \frac{1}{f_0 T_{изм}},$$

где δ_1 — относительная нестабильность генератора счетных импульсов;

Δt_1 — абсолютная погрешность преобразования сдвига фаз-временной интервал;

$T_{изм}$ — временной интервал, пропорциональный сдвигу фаз;

f_0 — частота счетных импульсов.

Анализ составляющих суммарной погрешности позволяет найти возможности их уменьшения.

Первая составляющая суммарной погрешности δ_1 определяется нестабильностью внешнего источника счетных импульсов и при дальнейшем анализе рассматриваться не будет.

Вторая составляющая $\frac{\Delta t_1}{T_{изм}}$ — относительная погрешность преобразования сдвига фаз во временной интервал вызвана несколькими факторами:

1) неидентичностью фазовых характеристик опорного и рабочего каналов преобразователя «фаза—временной интервал». Эта погрешность может быть сведена к минимуму регулировкой уровня срабатывания триггеров Шмитта, входящих в состав формирователя, при подаче одного и того же сигнала на оба входа;

2) изменением фазовой характеристики формирователя при изменении амплитуды сигнала на одном из его входов; применение во входных устройствах формирователя усилителей-ограничителей с логарифмической амплитудной характеристикой позволяет значительно уменьшить эту составляющую погрешности. Так при соотношении амп-

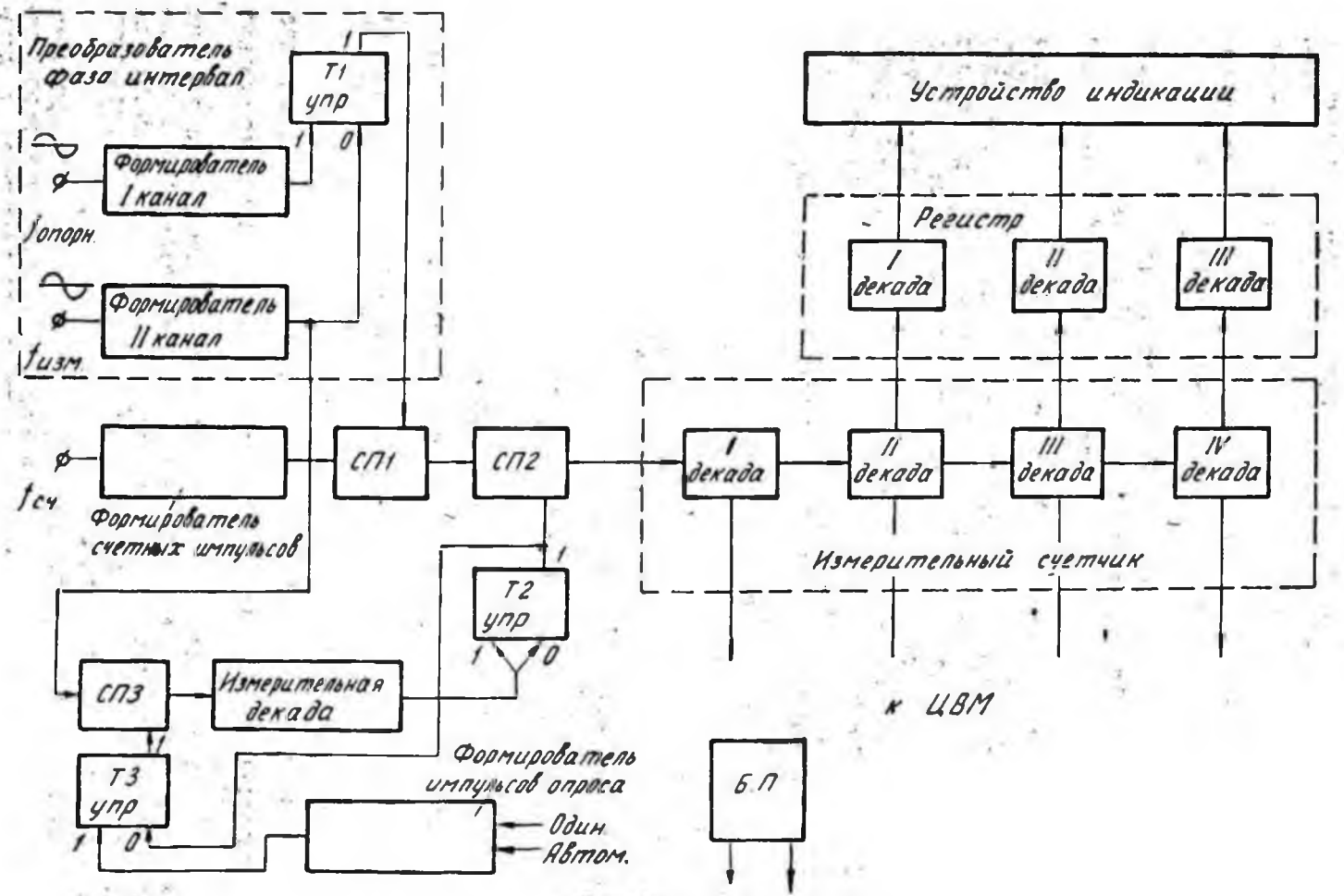


Рис. 1. Блок-схема прибора.

литуд входных сигналов 1 : 10 абсолютная погрешность Δt_1 преобразователя не превышает 0,1 *мксек*;

3) разрешающей способностью измерительного триггера Т1. В целях уменьшения погрешности в приборе применен высокочастотный триггер, у которого время нарастания и спада импульса не превышает 0,05 *мксек*.

Третья составляющая суммарной погрешности $\frac{1}{f_0 T_{изм}}$, как показано в работе [3], может быть уменьшена:

а) путем увеличения частоты счетных импульсов,

б) применением метода усреднений результатов измерений.

Блок-схема фазометра приведена на рис. 1. Опорный и измеряемый сигналы поступают на входы соответствующих формирователей, которые при помощи усилителей-ограничителей и триггеров Шмитта преобразуют синусоидальные напряжения в импульсы прямоугольной формы. При последующем дифференцировании на выходе формирователей получаем остроконечные импульсы, соответствующие по времени моментам перехода через «О» входных напряжений.

Применение усилителей-ограничителей с логарифмической амплитудной характеристикой позволяет производить без существенной погрешности измерение сдвига фаз при изменении амплитуды сигнала на входе измерительного канала от 1 *в* до 30 *в* без применения входных аттенюаторов.

Импульсы положительной полярности с выходов формирователей опорного и измерительного каналов поступают соответственно на единичный и нулевой входы измерительного триггера Т1. Измерительный триггер Т1 формирует импульсы, длительность которых пропорциональна фазовому сдвигу входных напряжений. Управляющие потенциалы с единичного выхода Т1 коммутируют работу схемы совпадения СП1, пропускающей на вход СП2 «пачки» счетных импульсов. Счетные импульсы формируются высокочастотным формирователем, на вход которого поступает от внешнего источника синусоидальное напряжение с частотой 1 *мгц*—12 *мгц*.

Для усреднения измерений в приборе предусмотрена схема управления, состоящая из схем совпадения СП2, СП3, управляющей декады и триггеров управления Т2 и Т3. Импульсы с выхода формирователя II канала поступают на вход СП3. На второй вход СП3 поступает управляющий потенциал с единичного выхода триггера Т3, который устанавливается в состояние «1» при подаче импульса опроса. При этом импульсы с выхода СП3 подаются на вход управляющей декады. Десятый импульс частоты измерения устанавливает триггер Т2 в единичное состояние, после чего открывается СП2 и «пачки» счетных импульсов поступают на измерительный счетчик. Двадцатый импульс с выхода управляющей декады устанавливает триггер Т2 в нулевое состояние. При этом СП2 закрывается, Т3 устанавливается в «0» и закрывается СП3. Таким образом, на вход измерительного счетчика поступает 10 «пачек» счетных импульсов.

I и II декады измерительного счетчика выполнены на высокочастотных триггерах, устойчиво работающих на частоте до 12 *мгц*, III и IV декады выполнены на низкочастотных триггерах.

Информация, находящаяся в измерительном счетчике, параллельным кодом поступает в арифметическое устройство ЦВМ и на устройство индикации. Частота выхода информации может достигать 500 *гц*.

В связи с тем, что после каждого измерения счетчик сбрасывается в «0», а частота измерений может изменяться от 1 *гц* до 500 *гц*, непо-

средственный вывод информации на устройство индикации со счетчика неудобен. Поэтому в приборе предусмотрен регистр, в котором информация хранится после каждого цикла измерений. Управление устройством индикации, состоящим из дешифратора, транзисторных ключей и индикационных ламп, осуществляется этим регистром. Таким образом достигается непрерывность свечения индикационных ламп.

Испытания прибора показали, что использование логарифмической характеристики усилителей-ограничителей преобразователя, применение высокой частоты счетных импульсов и измерение сдвига фаз с усреднением позволили уменьшить величину суммарной погрешности до 0,15°. При этом максимальное время измерения не превышает 1 *мсек* и позволяет производить вывод информации в ЦВМ с частотой 500 *гц*.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. И. Швецкий. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Изд-во «Техника». Киев, 1964.

2 И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. И. Мизюк. Электромеханические и электронные фазометры. Госэнергоиздат, М.—Л., 1962.

3. Р. А. Валитов, Г. П. Внхров. Погрешность цифровых измерителей интервалов времени и повышение их точности методом усреднения. «Измерительная техника», № 4, 1963.

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ СИНТЕЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ

Г. С. Володченко

Харьков

Для широкого класса нестационарных линейных объектов управления, структура которых представляет собой систему параллельных фильтров.

$$W_0(p)=\sum_{i=1}^{m}\frac{k_{0i}}{T_{0i}p+1}, \qquad (1)$$

математическая модель системы идентификации его параметров r_μ ($\mu=1, 2, \ldots, s$) на интервале $nT<t<(n+1)T$ при интегральном критерии качества может быть описана системой интегральных уравнений

$$\left[\frac{\partial I}{\partial K_{u_l}}\right]_n=\frac{2}{T}\int_{nT}^{(n+1)T} L^{-1}\left[\sum_{i=1}^{m}\frac{k_{0i}}{T_{0i}p+1}-\sum_{i=1}^{m}\frac{k_{ui}}{T_{ui}p+1}\right]_n x(t)\times$$

$$\times L^{-1}\left[\frac{1}{T_{ul}p+1}\right]x(t)\,dt,$$

$$\left[\frac{\partial I}{\partial T_{u_l}}\right]_n=-\frac{2}{T}\int_{nT}^{(n+1)T} L^{-1}\left[\sum_{i=1}^{m}\frac{k_{0i}}{T_{0i}p+1}-\sum_{i=1}^{m}\frac{k_{ui}}{T_{ui}p+1}\right]_n x(t)\times$$

$$\times L^{-1}\left[\frac{k_{ul}p}{(T_{ul}p+1)^2}\right]_n x(t)\,dt, \qquad (2)$$