

С. М. КАЗАКОВ, Т. Н. МАНТУШ, В. Н. СУМИТЕЛЬНОВ
(Новосибирск)

О ПОСТРОЕНИИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ДЕТЕКТОРОВ НА ДИАПАЗОН ЧАСТОТ

При создании автоматических устройств, предназначенных для измерения параметров линейных пассивных двухполюсников в непрерывном диапазоне частот и содержащих системы уравнивания с фазовыми указателями равновесия, большое значение приобретает рациональный выбор структуры указателя. В принципе возможно использование фазовых указателей с преобразователями частоты на входе и фазовым детектором, работающим на одной, строго заданной частоте [1]. Представляют, однако, интерес указатели, в которых фазовый детектор может сам работать в требуемом диапазоне частот, обеспечивая необходимую точность и скорость уравнивания. При этом исключаются довольно сложные устройства преобразования частоты входных сигналов.

На наш взгляд, наиболее перспективными для работы в фазовых указателях на диапазон звуковых и ультразвуковых частот являются фазочувствительные (квадратурные) детекторы с интегрированием [2]. Они обладают высоким быстродействием и могут обеспечить хорошую точность уравнивания измерительной цепи. Однако обратная пропорциональная зависимость коэффициента передачи таких детекторов (будем называть их интегрирующими) от частоты ограничивает их непосредственное использование в указателях на диапазон частот. Поэтому актуальной становится задача стабилизации коэффициента передачи детектора, работающего в непрерывном диапазоне частот.

Настоящая статья посвящена вопросу стабилизации коэффициента передачи интегрирующих фазочувствительных детекторов для непрерывного диапазона частот путем специального выбора времени интегрирования. При этом, в первую очередь, кратко рассмотрена возможность улучшения метрологических характеристик самих интегрирующих детекторов.

Принцип действия интегрирующего фазочувствительного детектора основан на интегрировании сигнального напряжения в течение полупериода опорного напряжения [2]. Если сигнальное напряжение имеет вид $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, а опорное — $u_0(t) = U_{om} \sin \omega t$, то выходное напряжение детектора (при интегрировании в продолжение положительной полуволны u_0) пропорционально интегралу:

$$\int_0^{\pi} u(t) dt = \frac{2 U_m \cos \varphi}{\omega}.$$

Оно равно нулю при 90° сдвиге сравниваемых напряжений. Быстродействие детектора соответствует полупериоду рабочей частоты.

В известном детекторе [2] интегрирование осуществляется с помощью ключа K_1 и пассивной $R-C$ -цепи (рис. 1, а); с помощью ключа K_2 производится разряд конденсатора C через резистор R_H . Работой

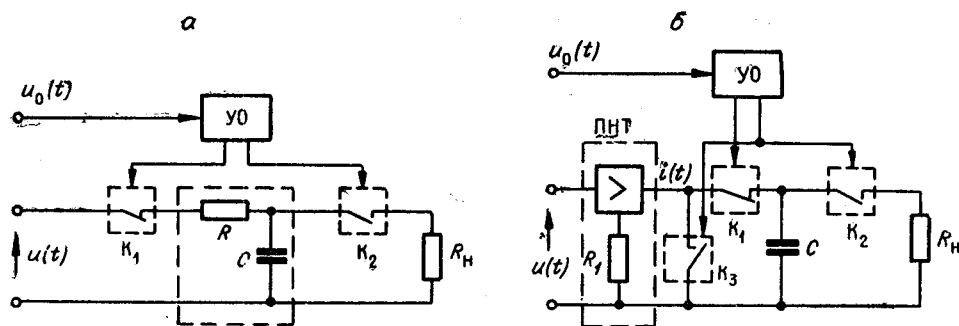


Рис. 1.

ключей управляет опорное напряжение через парафазный усилитель-ограничитель УО.

Недостаток такого детектора, обусловленный применением пассивного интегратора, заключается в малом коэффициенте передачи при заданной точности интегрирования. В принципе коэффициент передачи и точность интегрирования можно было бы повысить, используя вместо пассивного интегратора операционный интегрирующий усилитель постоянного тока. Однако детектор при этом существенно усложнился бы. Гораздо проще переменное сигнальное напряжение с помощью электронного усилителя преобразовать в переменный задающий ток, который затем через ключ, управляемый опорным напряжением, подать на конденсатор; интегратором в этом случае является только конденсатор. Преобразователь напряжения в ток (ПНТ) работает на переменном токе и может быть выполнен в виде усилителя с глубокой отрицательной обратной связью относительно выхода (см. рис. 1, б). Поскольку для генератора тока нормальным режимом является короткое замыкание, то синхронно с ключом K_2 должен замыкаться вспомогательный ключ K_3 , который совместно с ключом K_1 образует переключатель тока. Задающий ток при достаточно глубокой обратной связи равен $i(t) = \frac{u(t)}{R_1}$, а напряжение на конденсаторе в конце одного полупериода интегрирования, определяющее амплитуду экспоненциальных импульсов разряда, принимает вид

$$u_{C_1} = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \frac{1}{R_1} U_m \sin(\omega t + \varphi) dt = \frac{A U_m}{\omega} \cos \varphi, \quad (1)$$

где

$$A = \frac{2}{R_1 C}.$$

Рассмотрим работу интегрирующего детектора в диапазоне частот. Независимо от того, используется ли в детекторе пассивная интегрирующая цепь или электронный преобразователь напряжения в ток, напряжение на конденсаторе, выделяемое за один полупериод, обратно пропорционально частоте. Электронный преобразователь позволяет существенно повысить величину этого напряжения на данной частоте, однако по мере ее роста значение u_C , как видно из (1), будет падать. Без применения специальных мер по стабилизации коэффициента передачи такой детектор практически невозможно использовать в широком диапазоне частот.

Коэффициент передачи может быть стабилизированным при одинаковом времени интегрирования одинаковым на всех частотах. Если это время выбрать равным полупериоду $\frac{T_{\min}}{2}$ минимальной частоты и поддерживать постоянным на всех частотах, то напряжение u_C при этом тоже будет сохранять свое значение, соответствующее минимальной частоте. Действительно, пусть напряжение на конденсаторе при минимальной частоте ω_{\min} в соответствии с (1) равно

$$u_C(\omega_{\min}) = \frac{A U_m}{\omega_{\min}} \cos \varphi. \quad (2)$$

Нетрудно показать, что при идеальном преобразователе «напряжение — ток» и отсутствии утечки заряда с конденсатора напряжение на нем за n полупериодов более высокой частоты ω достигает величины

$$u_C(\omega) = \frac{A U_m}{\omega} n \cos \varphi. \quad (3)$$

На всех частотах ω' , кратных ω_{\min} , время интегрирования $\frac{T_{\min}}{2}$ включает в себя целое число полупериодов, равное $n = \frac{\omega'}{\omega_{\min}}$, и, согласно (3), $u_C(\omega') = u_C(\omega_{\min})$. На частотах ω'' , некратных ω_{\min} , время интегрирования $\frac{T_{\min}}{2}$ не равно целому числу полупериодов; необходимое время может быть получено только из $\left[\frac{\omega''}{\omega_{\min}} \right] + 1$ полупериодов ($\left[\frac{\omega''}{\omega_{\min}} \right]$ — целочисленное значение отношения) путем соответствующего симметричного сокращения либо каждого из них, либо только последнего полупериода.

Устройство управления ключами, поддерживающее время интегрирования постоянным на некратных частотах, в принципе может быть построено, но оно оказывается довольно сложным. В то же время, как будет показано ниже, устройство управления ключами, задающее время интегрирования по целому числу полупериодов кратных частот, получается довольно простым.

Определим, как будет изменяться напряжение $u_C(\omega)$ в промежутках между кратными частотами, если и на некратных частотах время интегрирования задавать близким к $\frac{T_{\min}}{2}$ по целому числу полупериодов. Поскольку время интегрирования набирается по полупериодам, то очередной полупериод может включаться в интегрирование либо при прохождении кратной частоты, либо в середине промежутка между

кратными частотами. Соответствующие этим вариантам зависимости $u_C(\omega)$ представляются кривыми 1 и 2, показанными на рис. 2.

Скачкообразное изменение кривой 1 при малейшем превышении рабочей частотой кратных частот обуславливается автоматическим увеличением длительности интегрирования на один полупериод (при $\omega > \omega_{\min}$ интегрируются уже два полупериода, при $\omega > 2\omega_{\min}$ три полупериода и т. д.). Амплитуды скачков напряжения u_C (см. кривую 1) будут уменьшаться по закону

$$\Delta u_C(m \omega_{\min}) = \frac{1}{m} u_C(\omega_{\min}),$$

где m — кратность частот ($m=1, 2, \dots, p$). Наибольший скачок напряжения имеет место вблизи частоты ω_{\min} ; с ростом частоты отклонения Δu_C заметно уменьшаются: так, уже на частоте $10 \omega_{\min}$ относительное приращение напряжения не превосходит 10%. В промежутках между кратными частотами u_C изменяется обратно пропорционально частоте.

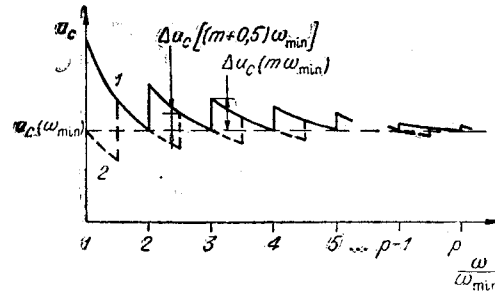


Рис. 2.

Во втором случае (см. кривую 2), когда захват каждого нового полупериода производится в серединах промежутков между кратными частотами, характер зависимости $u_C(\omega)$ изменяется. При этом кривая располагается симметрично относительно $u_C(\omega_{\min})$, а амплитуды скачков напряжения выражаются формулой

$$|\Delta u_C[(m+0,5)\omega_{\min}]| = \frac{1}{2m+1} u_C(\omega_{\min}),$$

где значения m соответствуют кратностям частот, лежащих в началах промежутков; следовательно, здесь зависимость $u_C(\omega)$ получается более равномерной — скачки напряжения имеют меньшую величину, а его среднее значение во всем диапазоне частот постоянно.

Рассмотренный принцип интегрирования по целому числу полупериодов на всех частотах, включая и некратные, может быть положен в основу фазовых указателей 90° сдвига для цифровых мостов переменного тока. Незначительные колебания коэффициента передачи детектора в диапазоне частот не вызовут снижения точности автоматического уравнивания моста.

Схема разработанного авторами фазочувствительного детектора с интегрированием по целому числу полупериодов приведена на рис. 3. В состав детектора, кроме уже известных элементов (ПНТ, $K_1, K_2, K_3, C, УО$), входят одновибраторы $ОВ_1, ОВ_2$, триггер Т, схемы совпадений $СС_1, СС_2$ и ключ K_4 на входе усилителя-ограничителя.

Одновибраторы обеспечивают требуемые временные задержки при управлении ключами во всем диапазоне частот. Из соображений максимального быстродействия длительность импульсов одновибраторов $ОВ_1$ и $ОВ_2$, предопределяющих такты считывания (разряд конденсатора С) и интегрирования, соответственно выбирается равной $\frac{T_{\min}}{2}$ и T_{\min} . Запуск одновибраторов осуществляется схемами совпадений, на

вход каждой из которых, кроме сигналов триггера и одновибратора, поступают полуволны опорного напряжения, соответствующие полупериодам неинтегрирования. Благодаря этому срабатывание одновибраторов, триггера, а также ключей происходит только в эти полупериоды, чем обеспечивается четкое задание границ времени интегрирования.

Заметим также, что напряжение с интегрирующего конденсатора можно снимать как в виде экспоненциального импульса, так и в виде прямоугольного. В последнем случае легче избавиться от коммутационных помех, применяя, например, стробирование, а цепь разряда конденсатора ЦР (см. рис. 3) выполняя высокоомной с использованием дополнительного разрядного ключа.

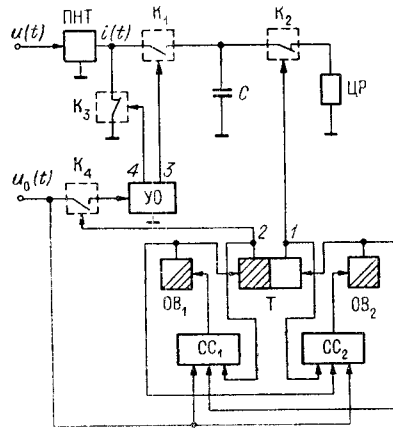


Рис. 3.

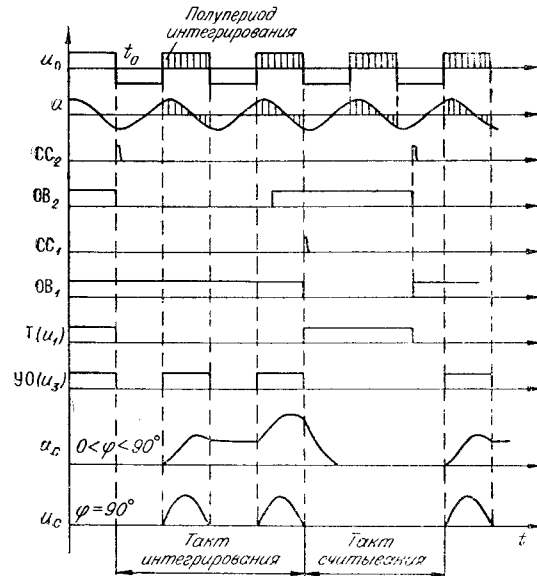


Рис. 4.

Рассмотрим работу указателя, начиная с такта считывания, когда одновибраторы и триггер находятся в показанном на схеме исходном состоянии, ключи K_2 , K_3 замкнуты, а K_1 и K_4 разомкнуты. В момент t_0 (рис. 4) на схемы совпадений поступает полуволна опорного напряжения, соответствующая полупериоду интегрирования, и, согласно состояниям триггера и одновибратора OB_1 , срабатывает схема CC_2 . При этом запускается одновибратор OB_2 , переключается триггер, и начинается такт интегрирования: ключ K_2 разомкнут, K_4 замкнут, а ключи K_1 , K_3 периодически (на частоте ω_{min} один раз) срабатывают по мере следования полупериодов интегрирования и неинтегрирования. Конденсатор интегрирует выходной ток преобразователя. После возвращения одновибратора OB_2 в исходное состояние и с приходом очередного полупериода неинтегрирования срабатывает схема CC_1 (см. рис. 4), которая запускает первый одновибратор; при этом триггер возвращается в исходное состояние, ключи K_1 , K_4 размыкаются, K_2 , K_3 замыкаются, и начинается такт считывания с разрядом конденсатора. Далее, после возвращения в исходное состояние OB_1 и прихода очередного полупериода неинтегрирования вновь срабатывает схема CC_2 , и начинается новый такт интегрирования.

Зависимость коэффициента передачи разработанного детектора от частоты представляется кривой 2 (см. рис. 2) (если на схемы совпадений, вместо целых полуволн опорного напряжения, были бы поданы

импульсы, сформированные в начале полупериодов неинтегрирования, то эта зависимость определялась бы кривой 1).

Указатель хорошо работает в диапазоне частот от десятков герц до 100 кГц. Погрешность указания 90° сдвига находится в пределах от нескольких десятых градуса до единиц градусов в конце диапазона, что приемлемо даже для высокоточных цифровых мостов.

Авторы благодарны канд. техн. наук К. М. Соболевскому за внимание и помощь, оказанные при подготовке настоящей статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Я. Мизюк. Електронні показчики змінної напруги. Київ, Держтехвидов УРСР, 1960.
2. Ф. Б. Гриневиц. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.

*Поступила в редакцию
30 декабря 1969 г.*