

Что касается слагаемого $i_1(t)$ (2), его влияние может быть устранено оптимальным выбором времени окончания импульса из условия

$$\sin(\omega t + \theta) = \frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{RC \sqrt{\frac{1}{(RC)^2} + \omega^2}} \quad (5)$$

Реализация генератора видеопульсов в лаборатории «Авиационные подшипники» позволила исследовать реологические свойства жидкостей при давлениях до 6000 кгс/см².

ЛИТЕРАТУРА

1. Мэзон У. Пьезоэлектрические кристаллы и их применения в ультразвуке. И. Л. Москва, 1952.
2. Степичев А. А., Кремлевский В. П. Вибрационный вискозиметр. Авторское свидетельство. СССР, кл 42е, 7/02, № 221989.

Н. А. КШНЯКИН

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЯЗКОСТИ ЖИДКОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ДВУХ АМПЛИТУД

Для исследования вязкости жидкостей в качестве датчика применяются крутильно-колеблющиеся кварцевые резонаторы. Датчик периодически возбуждается импульсным генератором, а в паузе между импульсами совершает свободные колебания. Развиваемое датчиком напряжение может быть записано в виде:

$$U(t) = U_m e^{-\alpha t} \sin \omega_c t, \quad (1)$$

где ω_c — собственная угловая частота датчика;

α — постоянная затухания, зависящая от параметров датчика и вязкости окружающей его среды.

Вязкость среды, по известной методике, может быть вычислена по осциллограммам переходного процесса (1), что является трудоемким процессом, а точность его низкая. В [1] описан вискозиметр, реализующий принцип измерения α по временному интервалу, разделяющему моменты равенства входного напряжения вида $U_m e^{-\alpha t}$ с двумя различными опорными напряжениями.

Для этой цели в (1) необходимо выделить огибающую $U_m e^{-\alpha t}$, однако с увеличением вязкости (давления) добротность резонатора уменьшается и детектирование сопровождается возрастающей погрешностью.

Повышение точности измерения вязкости высоковязких сред, а также жидкостей, находящихся под высоким давлением, может быть осуществлено с помощью амплитудно-временного преобразо-

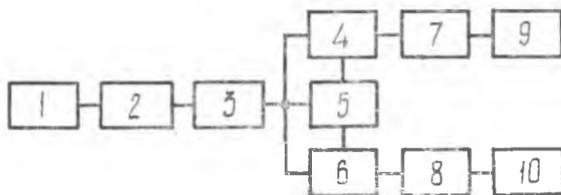


Рис. 1. Блок-схема устройства для измерения вязкости

вателя (АВП) формирующего прямоугольный импульс, длительность которого пропорциональна амплитуде входного напряжения, блок-схема устройства для измерения вязкости приведена на рис. 1.

Генератор радиопульсов 1 периодически возбуждает датчик 2 (кварцевый или магнитострикционный). В паузе между импульсами датчик совершает свободные колебания, а напряжение, снимаемое с датчика, усиливается усилителем 3. Выходное напряжение с усилителя поступает на ключи 4, 6 и блок управления 5. Блок управления формирует из входного напряжения два импульса, сдвинутых на время, кратное периоду (1). Импульсы управляют ключами 4 и 6, а их длительность нормализована и равна $1/2$ периода входного напряжения. В момент времени, соответствующий началу первого положительного полупериода импульсом с блока управления 5, открывается ключ 4, пропуская на вход АВП (7) напряжение с усилителя 3, второй импульс открывает ключ 6 и на вход АВП (8) поступает вторая положительная полуволна (1). Длительность импульсов измеряется частотомерами 9 и 10.

Точность измерения амплитудного значения импульсов с помощью АВП, эквивалентная схема которого приведена на рис. 2а, зависит от величины недозаряда запоминающего конденсатора и временного запаздывания начала разряда конденсатора относительно максимального значения входного импульса.

Для прямоугольного и экспоненциального импульсов погрешность недозаряда конденсатора вычислена в [2], однако зависимость тока зарядного устройства справедлива и для импульсов синусоидальной формы:

$$i(t) = \frac{I_0 t \frac{U_m}{e^{\varphi_T C}} \sin \omega_c t}{1 + \frac{I_0}{\varphi_T C} \int_0^t e^{\frac{1}{\varphi_T}} \left[U_m \sin \omega_c \xi + \frac{I_c \xi}{C} \right] d\xi} \quad (2)$$

Расчет величины тока проведен на ЭВМ, а величина недозаряда может быть определена по формуле (2—64 б) в [3].

$$U_g = \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_0} + 1 \right) + I r_0 \quad (3)$$

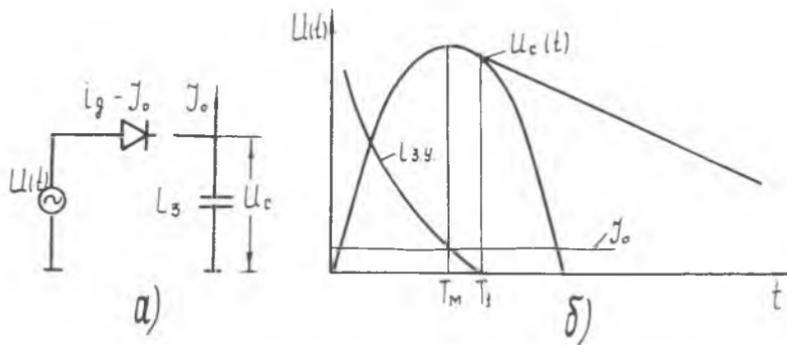


Рис. 2. а — эквивалентная схема; б — характеристики прибора

Погрешность АВП, вычисленная по формулам (2) и (3), существенна для малых входных напряжений (50 мв) и увеличивается с уменьшением длительности входного импульса. На частоте $5 \cdot 10^5$ гц величина недозаряда составляет $17,3 \cdot 10^{-3}$ в, а при частоте 10^5 гц всего $3 \cdot 10^{-3}$ в, и если амплитуда входного импульса превышает 2в, погрешность недозаряда менее 0,5% для частоты $2 \cdot 10^5$ гц (датчиками на большие частоты лаборатория не располагает).

Временное запаздывание начала линейного разряда конденсатора для импульсов, получаемых на выходе ядерных детекторов, рассмотрено в [4] в предположении, что дискриминатор тока, включенный в цепи зарядного устройства, формирует импульс при уменьшении зарядного тока до нуля. Однако в момент максимума входного напряжения ток запоминающего конденсатора равен нулю, а ток зарядного устройства равен току разряда J_0 (см. рис. 2б) и лишь в момент времени T_1 уменьшается до нуля, что приводит к погрешности преобразования. Начало линейного разряда конденсатора определим для полуволны синусоидального колебания, для эквивалентной схемы АВП, приведенной на рис. 2а

$$i_{з.у}(t) = i_c(t) + I_0. \quad (4)$$

Учитывая, что $U_c(t) = U_m e^{-\alpha t} \sin \omega_c t = U_m f(t)$, $i_c(t)|_{t=T_M} = 0$ разложим (4) в ряд Тейлора в окрестности T_M , соответствующей максимуму входного напряжения

$$i(t) = i_c(T_M) + \frac{T_1 - T_M}{1!} i'_c(t_M) + \frac{(T_1 - T_M)^2}{2!} i''_c(t_M) + \dots \quad (5)$$

Принимая во внимание

$$i(t)|_{t=T_M} = I_0, \quad i_c(t) = c \frac{duc}{dt} = CU_m f'(t)$$

$$T_1 - T_M = - \frac{f''(T_M)}{f'''(T_M)} \pm \sqrt{\left[\frac{f''(T_M)}{f'''(T_M)} \right]^2 - \frac{2I_0}{CU_m f'''(T_M)}}$$

Ввиду того, что $\left[\frac{f''(T_M)}{f'''(T_M)} \right]^2 \gg \frac{2I_0}{CU_m f'''(T_M)}$,

а отрицательное значение корня не имеет физического смысла:

$$T_1 - T_M = \frac{I_0}{CU_m f'''(T_M)} \quad (6)$$

За время $T_1 - T_M$, когда зарядное устройство открыто, запоминающий конденсатор C_3 теряет часть заряда и линейный разряд начинается с меньшего напряжения на величину

$$\Delta U = -\frac{1}{C} \int_{T_M}^{T_1} [i(t) - I_0] dt. \quad (7)$$

После интегрирования с учетом (5) и (6) имеем:

$$\Delta U = -\frac{1}{2} \left(\frac{I_0}{C} \right)^2 \frac{1}{U_m f''(T_M)} \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \left(\frac{I_0}{C} \right) \frac{f'''(T_M)}{U_m |f''(T_M)|^2} \right\}. \quad (8)$$

Относительная погрешность

$$\delta U = \frac{d(\Delta U)}{dU_m} = -\left(\frac{I_0}{C} \right)^2 \frac{1}{2U_m^2 f''(T_M)} = -\left(\frac{I_0}{C} \right)^2 \frac{1}{2U_m^2 e^{-2I} (\alpha^2 + \omega_c^2)}. \quad (9)$$

Для схемы АВП с дискриминатором в цепи запоминающего конденсатора эта погрешность меньше и зависит от порога срабатывания дискриминатора. Преобразованные АВП мгновенные значения двух амплитуд по известной методике используются для вычисления коэффициента затухания α и, как следует из вышеизложенного, с большей точностью по сравнению с известными способами.

Цифровые эквиваленты мгновенных значений 2-х амплитуд могут быть введены в ЭВМ для оперативной обработки результатов эксперимента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Степичев А. А., Кремлевский В. П. Авторское свидетельство № 221989, кл. 42e, 7/02.
2. Горн Л. С., Хазанов Б. И. О погрешности заряда конденсатора в аналоговых схемах памяти. Радиотехника и электроника № 3, 527, 1963.
3. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Москва «Энергия», 1967.
4. Szavits O. «Analog-to-digital converter nonlinearity due to the loss current.» «Nuclear Instruments and methods» 39 (1966) p. p. 239–296. North-holland publishing co.