

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

УДК 621.372.632.088 : 62—503

С. М. КАЗАКОВ, В. А. КРАСИЛЕНКО, К. М. СОБОЛЕВСКИЙ

(Новосибирск)

РАЗДЕЛЬНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПАССИВНЫХ КОМПЛЕКСНЫХ ВЕЛИЧИН В ЧАСТОТУ МЕТОДАМИ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Преобразование аналоговых величин в частоту электрического сигнала [1, 2], приобретающее особую актуальность в связи с необходимостью унификации выходных сигналов измерительных устройств и передачи этих сигналов на расстояние, наиболее успешно осуществляется по отношению к скалярным активным электрическим величинам (напряжениям, токам [3]). Касаясь преобразования пассивных скалярных электрических величин в частоту, можно выделить три основных направления, по которым ведутся соответствующие исследования: 1) преобразование в частоту активной величины, однозначно определяющей преобразуемую пассивную величину; 2) преобразование в частоту пассивной величины, воспринимаемой элементами частотозависимой цепи автоколебательной системы в режиме генерации; 3) преобразование в частоту исследуемой пассивной величины путем сравнения ее с образцовой в электроизмерительной цепи, уравниваемой изменением частоты питающего напряжения или тока. Применительно к комплексным (векторным) пассивным величинам первое направление, обеспечивая простоту и универсальность преобразователей, в то же время характеризуется большими погрешностями, свойственными любым прямым преобразованиям [4]. К недостаткам второго, в настоящее время наиболее распространенного метода преобразования комплексных пассивных величин в частоту [2, 5] относятся сложность функции преобразования и необходимость ограничения диапазона изменений преобразуемого параметра комплексной величины; эти недостатки присущи и известным преобразователям, основанным на методе уравнивания измерительной цепи изменением частоты напряжения (тока) питания [6—8].

Для того чтобы решить задачу раздельного преобразования параметров пассивных комплексных величин в частоту, представляется закономерным исходить из основных положений теории раздельного измерения этих параметров методами уравнивания [9—11]. Действительно, как показано ниже, указанная актуальная задача может быть успешно решена путем непосредственного сопоставления исследуемых и образцовых величин в электрических цепях уравнивания, используемых в скалярных измерительных режимах.

В принципе для любой пассивной комплексной величины, представляемой в виде

$$z = x + jy = r \exp j\varphi = y(\operatorname{tg} \delta + j) = x(1 + j \operatorname{tg} \varphi), \quad (1)$$

может стоять задача отдельного преобразования в частоту любого из параметров: $x = \operatorname{Re}(z)$, $y = \operatorname{Im}(z)$, $r = |z|$, $\varphi = \operatorname{arg} z$, $\operatorname{tg} \delta = \frac{x}{y}$ и $\operatorname{tg} \varphi = \frac{y}{x}$. Кроме того, для комплексных сопротивлений и проводимостей, которые в первую очередь нас и интересуют, весьма важна задача отдельного преобразования в частоту таких параметров, как $\nu = \frac{y}{(j\omega)^{\pm 1}}$ (индуктивность L и емкость C) и $\tau = \left(\frac{\nu}{x}\right)^{\pm 1}$ (постоянные времени RC и $\frac{L}{R}$).

Рассмотрим сначала возможности отдельного преобразования в частоту частотонезависимых параметров, характеризующих исследуемую пассивную комплексную величину $z_n = x_n + jy_n$, основанные на сопоставлении z_n с образцовой величиной $z_o = x_o + jy_o$ в электрической цепи уравнивания, измерительное состояние которой достигается изменением частоты напряжения (тока) общего источника питания.

Представим величину z как $z = x + (j\omega)^{\pm 1} \nu$, где x и ν — частотонезависимые параметры, и положим, что операциями умножения и деления величину z можно преобразовать в величину $z_{\text{пр}}$:

$$z_{\text{пр}} = [x + (j\omega)^{\pm 1} \nu] k (j\omega)^n, \quad (2)$$

где k — действительный коэффициент пропорциональности, а n — целое число. Тогда условия пропорционального отдельного отсчета искомых параметров x_n и ν_n по образцовым параметрам x_o и ν_o можно найти из следующих выражений:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(z_n)_{\text{пр}} &= k_U^o \operatorname{Re}(z_o)_{\text{пр}}; & \operatorname{Re}(z_n)_{\text{пр}} &= k_U^p \operatorname{Im}(z_o)_{\text{пр}}; \\ \operatorname{Im}(z_n)_{\text{пр}} &= k_V^p \operatorname{Re}(z_o)_{\text{пр}}; & \operatorname{Im}(z_n)_{\text{пр}} &= k_V^o \operatorname{Im}(z_o)_{\text{пр}}, \end{aligned} \quad (3)$$

где k_U^o , k_V^o и k_U^p , k_V^p — коэффициенты пропорциональности одноименных и, соответственно, разноименных ортогональных компонент преобразованных величин $(z_n)_{\text{пр}}$ и $(z_o)_{\text{пр}}$. Из формул (3) с учетом (2) получим:

$$\begin{aligned} x_n &= \alpha \nu_o k_U^p \omega^{n_d \pm 1}; & x_n &= \alpha x_o k_U^o \omega^{n_d}; \\ \nu_n &= \alpha \nu_o k_V^o \omega^{n_d \pm 2m}; & \nu_n &= \alpha x_o k_V^p \omega^{n_d \pm 1}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\alpha = \frac{k_o}{k_n}$, причем k_o и k_n — коэффициенты k в формулах (2) для величин $(z_o)_{\text{пр}}$ и $(z_n)_{\text{пр}}$; k^o и k^p — один из коэффициентов k_U^o , k_V^o и k_U^p , k_V^p ; $n_d = n_o - n_n$ — четное целое число; m — число 0 или 1.

Следовательно, пропорциональное отдельное преобразование параметров x_n и ν_n в частоту путем сопоставления z_n с z_o в цепи, уравниваемой изменением частоты общего источника питания, принципиально возможно и имеет место при обеспечении пропорциональности разноименных компонент преобразованных величин $(z_n)_{\text{пр}}$ и $(z_o)_{\text{пр}}$ и вы-

полнении условия $n_d = 1 \mp 1$; выражения для частоты имеют при этом вид:

$$\omega = [(\alpha v_0 k^p)^{-1} x_n] \pm 1; \quad \omega = [(\alpha x_0 k^p)^{-1} y_n] \pm 1. \quad (5)$$

на основе двухэлементных цепочек и четырехэлементных мостовых цепей с симметричными однородными плечами отношения и с «чистой» образцовой мерой сравнения. На рис. 1, а в качестве примера представлена схема преобразователя параметров $g_n = \frac{1}{R_n}$ и L_n в частоту, который

обеспечивает следующие простейшие зависимости: $\omega = \frac{g_n}{v_0 C_1}$ (ключ К

в положении 1) и $\omega = \frac{R_1}{2v_0 L_n}$ (ключ К в положении 2). Если обеспечить $v_0 = v\omega^2$ или $v_0 = v\omega^{-2}$, где v — частотонезависимая постоянная, то с помощью цепей рассматриваемого типа можно реализовать и прямо пропорциональное преобразование R_n и L_n (равно как и других аналогичных параметров) в частоту.

Прямо пропорциональное преобразование параметров $R(g)$, L и C в частоту может быть обеспечено также рациональным построением

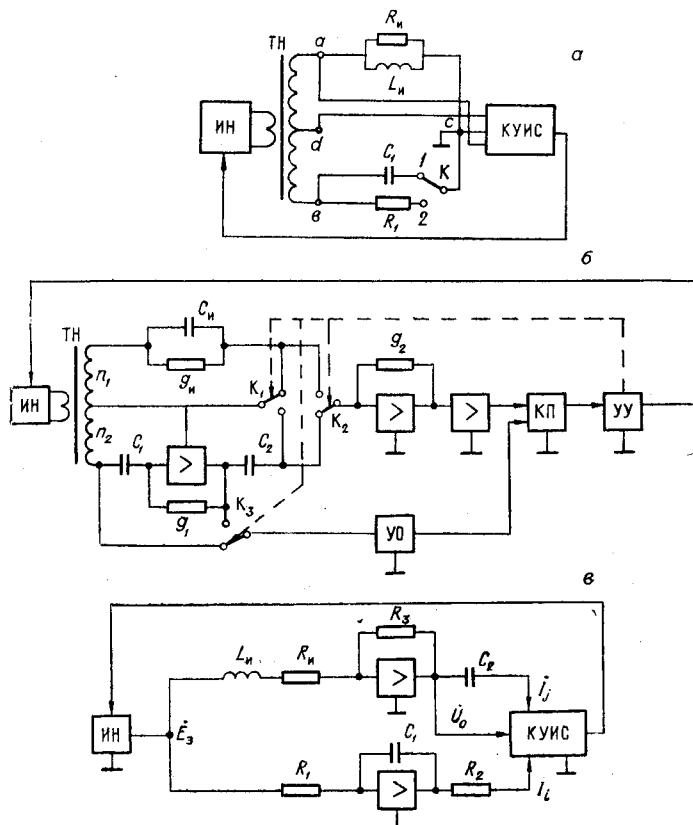


Рис. 1.

самой цепи уравнивания. На рис. 1, б приведена одна из возможных схем устройств для отдельного прямо пропорционального преобразования емкости C_n в частоту при обеспечении для исследуемой комплексной проводимости $Y_n = g_n + j\omega C_n$ постоянного режима по напряжению. При условии равенства квадратурной компоненты тока через исследуемый объект Y_n синфазной компоненте тока через конденсатор C_2 (по отношению к напряжению питания) справедливо равенство

$$\omega = \frac{n_1}{n_2} \left(\frac{C_1 C_2}{g_1} \right)^{-1} C_n.$$

В преобразователе реализован принцип одновременного сравнения, причем для обеспечения полной одноканальности в указателе измерительного состояния используется один компонентный синфазный преобразователь КП, выделяющий из поступающих на его вход сигналов, пропорциональных упомянутым выше токам, синфазную компоненту относительно опорного сигнала, в качестве которого поочередно служат напряжение на обмотке n_2 трансформатора напряжения ТН и напряжение на конденсаторе C_2 , усиленное и ограниченное усилителем — ограничителем УО. Управление работой автоматических переключателей $K_1 - K_3$ и частотой источника напряжения ИН осуществляется устройством уравнивания УУ.

На рис. 1, в изображена схема устройства для отдельного прямо пропорционального преобразования индуктивности L_n в частоту при обеспечении для исследуемого комплексного сопротивления $z_n = R_n + j + \omega L_n$ (как и в последнем случае) постоянного режима по напряжению. С помощью компонентного указателя измерительного состояния КУИС цепь уравнивания приводится изменением частоты напряжения источника ИН в измерительный режим, характеризуемый равенством квадратурной компоненты тока I_j через конденсатор C_2 синфазной компоненте тока I_i через резистор R_2 относительно напряжения U_0 на конденсаторе C_2 . При этом выполняется равенство

$$\omega = (C_1 C_2 R_1 R_2 R_3)^{-1} L_n.$$

Условия пропорционального отдельного отсчета частотонезависимого параметра τ_n по образцовому параметру $\tau_0 = \left(\frac{y_0}{x_0} \right)^{\pm 1}$ можно в соответствии с [12] определить из выражения

$$\arg(z_n)_{пр} = \pm \arg(z_0)_{пр} \pm m \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

(здесь m — число 0 или 1), на основе которого с учетом (2) найдем:

$$\frac{y_n}{x_n} = \pm \frac{y_0}{x_0} \dots \quad (7a)$$

$$\frac{y_n}{x_n} = \pm \frac{y_0}{x_0} \omega^2 \dots \quad (7б)$$

Следовательно, частотозависимая связь τ_n и τ_0 [см. формулу (7б)] принципиально не может быть линейной. Уравнение (6) реализуется в электроизмерительных цепях уравнивания в фазовом измерительном режиме. Примером цепей, пригодных для реализации отдельной частотозависимой связи τ_n и τ_0 , могут служить уравненные и квазиуравненные мостовые цепи, обеспечивающие отдельный от-

счет тангенса угла потерь или добротности исследуемого комплексного сопротивления (проводимости).

Перейдем теперь к рассмотрению способов отдельного преобразования в частоту частотозависимых параметров комплексных величин. Такое преобразование может быть обеспечено либо путем питания частотозависимой образцовой меры в цепи уравнивания от отдельного источника электрической энергии (напряжения или тока) с регулируемой частотой, либо путем использования в электроизмерительной цепи образцового уравнивающего элемента, имеющего частотозависимую характеристику управления.

Блок-схема преобразователей, реализующих первый из указанных способов преобразования параметров пассивных комплексных величин в частоту, изображена на рис. 2, где $ИЭ_{\omega_n}$ и $ИЭ_{\omega_0}$ — источники синусоидального электрического сигнала с рабочими частотами соответственно ω_n и ω_0 ; $ПР_n$ и $ПР_0$ — функциональные преобразователи исследуемого и образцовых пассивных комплексных величин в активные величины \dot{A}_n , \dot{A}_{kn} и \dot{A}_0 , \dot{A}_{k0} . В отличие от ранее рассмотренных преобразователей (см. рис. 1) здесь на указатель измерительного состояния УИС подаются не три или две, а четыре активные величины, что принципиально необходимо для обеспечения их фазочувствительного выпрямления. Кроме того, с целью исключения влияния на точность преобразования нестабильности характеристик источников электрических сигналов требуется, естественно, измерительную цепь приводить в состояние, характеризуемое не просто равенством компонент величин \dot{A}_n и \dot{A}_0 , а равенством отношений этих компонент к модулям опорных величин (соответственно \dot{A}_{kn} и \dot{A}_{k0}), в частности, по аналогии с изложенным выше

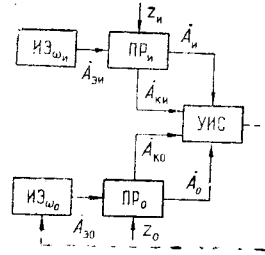


Рис. 2.

$$\frac{\operatorname{Re}(\dot{A}_n)\dot{A}_{kn}}{A_{kn}} = \frac{\operatorname{Im}(\dot{A}_0)\dot{A}_{k0}}{A_{k0}}. \quad (8)$$

Указатель, отмечающий последнее равенство, может быть легко построен на основе обычных компонентных УИС с логарифмическими узлами.

В качестве примера рассмотрим прямо пропорциональное преобразование активной x_n и реактивной y_n компонент z_n в частоту при условии, что

$$\dot{A}_n = \dot{A}_{\omega_n} z_n; \quad \dot{A}_0 = \dot{A}_{\omega_0} z_0; \quad \dot{A}_{kn} = \dot{A}_{\omega_n} K_n; \quad \dot{A}_{k0} = \dot{A}_{\omega_0} K_0,$$

где

$$z_n = x_n + j y_n; \quad z_0 = x_0 + j \omega_0 y_0; \quad K_n = K_n^x + j K_n^y; \quad K_0 = K_0^x + j \omega_0 K_0^y.$$

Подставив значения \dot{A}_n , \dot{A}_0 , \dot{A}_{kn} и \dot{A}_{k0} в (8), получим

$$\operatorname{Re} \left(\frac{x_n + j y_n}{K_n^x + j K_n^y} \right) = \operatorname{Im} \left(\frac{x_0 + j \omega_0 y_0}{K_0^x + \omega_0 K_0^y} \right),$$

откуда при $K_n^x = K_0^y = 0$

$$\omega_0 = \frac{y_n K_0^x}{y_0 K_n^y},$$

а при $K_n^y = K_o^y = 0$

$$\omega_o = \frac{x_n K_o^x}{y_o K_n^x}$$

Особый интерес представляет то обстоятельство, что при данном способе прямое пропорциональное преобразование x_n и y_n в частоту возможно не только в режиме (8), но и в режиме

$$\frac{\operatorname{Re}(\dot{A}_n)\dot{A}_{kn}}{A_{kn}} = \frac{\operatorname{Re}(\dot{A}_o)\dot{A}_{ko}}{A_{ko}},$$

что позволяет исключить в указателе фазовращатель.

Недостатком рассмотренного выше способа преобразования частотозависимых параметров в частоту (равно, как и способа преобразования в частоту частотонезависимых параметров x_n и y_n) является то,

что в компонентном УИС, по крайней мере, один из каналов должен обязательно работать в диапазоне частот. При этом к фазовым характеристикам усилителей предъявляются жесткие требования. Указанный недостаток отсутствует в преобразователях параметров пассивных комплексных величин с электрическими цепями уравнивания, приводимыми в измерительное состояние регулированием элементов с частотозависимой характеристикой управления. В этом случае измерительная цепь и указатель измерительных состояний работают на фиксированной частоте, а сигнал переменной частоты действует только в цепи управления уравнивающего элемента, которая может быть построена без применения фазочувствительного выпрямления. На рис. 3 приведена схема одного из возможных вариантов преобразователей емкости в частоту. Мостовая измерительная цепь, образованная трансформатором напряжений ТН, компаратором токов КТ и включенными между ними исследуемой проводимостью $Y_n = g_n + j\omega C_n$, управляемым элементом напряжения на операционном усилителе с фоторезистором g_Φ в цепи прямой и резистором g_1 в цепи обратной связи и образцовым конденсатором C_1 , приводится в измерительное состояние, характеризуемое равенством нулю квадратурной компоненты выходного тока компаратора КТ относительно напряжения на трансформаторе ТН. Формула отсчета имеет вид

$$C_n = \frac{n_2 m_2 g_\Phi}{n_1 m_1 g_1} C_1. \quad (9)$$

Частотозависимость характеристики управления уравнивающего элемента g_Φ достигается благодаря управлению источником света таким образом, чтобы модуль тока через резистор g_2 был равен модулю тока через конденсатор C_2 . Такое управление осуществляется с помощью модульного указателя измерительного состояния МУИС и обеспечивает соблюдение равенства

$$g_\Phi = \frac{g_1 \omega_o C_2 U_o}{g_2 U_n}, \quad (10)$$

К достоинствам последнего способа преобразования следует отнести возможность одновременного преобразования двух параметров пассивных комплексных величин.

Таким образом, путем непосредственного сопоставления исследуемых и образцовых величин в электрических цепях уравновешивания, используемых в компонентных, а также в фазовом и модульном измерительных режимах, представляется возможным эффективно решать задачу раздельного преобразования в частоту как частотонезависимых, так и частотозависимых параметров, характеризующих комплексные электрические величины. При этом для большинства указанных параметров раздельное преобразование может быть осуществлено не только по закону $\omega = k_{np} \sqrt[n]{P_{II}}$, где $|n| = 2, 3, 4 \dots$; $k_{np} = \text{const}$, а P_{II} — исследуемый параметр, но также прямо или обратно пропорционально параметру P_{II} . Рассмотренные выше принципы практически можно реализовать путем использования широко применяемых в настоящее время элементов цепей уравновешивания.

В заключение авторы выражают признательность доктору технических наук М. П. Цапенко за ценные замечания, высказанные им в процессе обсуждения настоящей работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электрические методы автоматического контроля. Под ред К. Б. Карандеева. М.—Л., «Энергия», 1965.
2. П. В. Новицкий. Проблема создания частотных датчиков для всех электрических и неэлектрических величин.— Измерительная техника, 1961, № 4.
3. Цифровые приборы и аналого-цифровые преобразователи. Библиография.— Автометрия, 1966, № 2; 1967, № 2; 1968, № 2.
4. Электрические измерительные преобразователи. Под ред. Р. Р. Харченко. М.—Л., «Энергия», 1967.
5. Ю. П. Кравченко. Автогенераторные преобразователи выходных величин электрических датчиков в частоту.— В сб. «Вопросы теории электрических цепей для преобразования измерительной информации». Киев, «Наукова думка», 1967.
6. В. О. Арутюнов. Фазопостоянные измерительные цепи переменного тока и их применение. М.—Л., Изд-во стандартов, 1963.
7. В. Ю. Кнеллер и Л. Н. Соколов. Мостовые преобразователи сопротивления, емкости и индуктивности в частоту.— Измерительная техника, 1963, № 6.
8. М. М. Фетисов. Метод преобразования параметров электрических цепей в изменение частоты.— Измерительная техника, 1964, № 1.
9. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамберггер. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
10. К. М. Соболевский. Обобщенный анализ и элементы синтеза электроизмерительных цепей уравновешивания.— В сб. «Проблемы электрометрии». Новосибирск, «Наука», 1967.
11. С. М. Казаков, К. Б. Карандеев, К. М. Соболевский. К теории квазиуравновешенных электроизмерительных цепей.— Автометрия, 1967, № 3.
12. К. М. Соболевский. Основы синтеза квазиуравновешенных цепей для раздельного измерения составляющих комплексных величин.— В сб. «Автоматический контроль и методы электрических измерений». (Труды IV конференции), т. I. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.

Поступила в редакцию
31 мая 1968 г.