

## ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.317.733.025

В. И. НИКУЛИН,  
К. М. СОБОЛЕВСКИЙ, В. И. ТИТКОВ  
(Новосибирск)

### ПРИНЦИПЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ «ПАРАМЕТРЫ ИММИТАНСА — НАПРЯЖЕНИЕ» В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В связи с задачами автоматического цифрового измерения и ввода в цифровые вычислительные машины значений параметров комплексных сопротивлений и проводимостей (иммитансов), все чаще возникающими при проведении современных физико-химических экспериментов, большое значение приобретает преобразование параметров иммитансов в напряжение (ток). При этом исключительно важно обеспечить указанное преобразование в широком непрерывном диапазоне рабочих частот.

В принципе преобразование «параметры иммитанса — активная величина» в диапазоне от нулевых частот до сотен килогерц можно достаточно точно и стабильно реализовать на основе многих известных широкополосных усилительных цепей, охваченных петлей глубокой отрицательной обратной связи по напряжению или току [1, 2]. Дальнейшее расширение частотного диапазона преобразователя параметров иммитансов в сторону более высоких частот оказывается весьма затруднительным, так как возникает проблема обеспечения широкополосности всех узлов преобразователя при требуемой крутизне амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик коэффициента передачи в усилителе, имеющем высокий коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи. Кроме того, не меньшие затруднения вызывает при подобном преобразовании задача последующего измерения параметров выходной активной величины (напряжения или тока), поскольку указанное измерение в общем случае требуется выполнять в том же широком диапазоне частот, в котором исследуются иммитансы.

Изложенное выше обусловило необходимость поиска новых, практически более приемлемых путей преобразования «параметры иммитанса — активная величина» в широком диапазоне частот; в частности, представилось целесообразным использовать такую структуру преобразования параметров иммитансов, при которой обеспечивалась бы его широкополосность и в то же время измерение соответствующих выходных активных величин можно было бы реализовать на фиксированной низкой частоте.

В анализируемых нами в настоящей статье вариантах структур преобразователей, удовлетворяющих указанному требованию (см., например, [3, 4]), число узлов цепи, работающих в широком диапазоне

частот входных сигналов, сведено к минимуму путем специфического использования модуляторов и преобразователей частоты: одни из этих элементов обеспечивают преобразование рабочей частоты в фиксированную низкую промежуточную частоту, на которой и усиливается сигнал, а другие реализуют обратное преобразование сигнала фиксированной частоты, получаемого с выхода усилителя, в сигнал исходной рабочей частоты, который подается в цепь обратной связи, содержащую один из преобразуемых иммитансов. Такая структура преобразователя параметров иммитансов, отличающаяся формированием амплитудночастотных и фазочастотных характеристик цепи на низкой промежуточной частоте, обеспечивает возможность работы преобразователя в очень широком диапазоне частот входных сигналов (от сотен герц до сотен мегагерц) при благоприятных условиях измерения выходных активных величин.

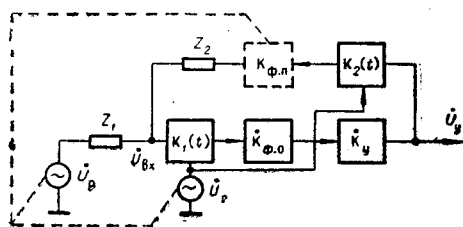


Рис. 1.

Простейший вариант структуры широкополосного преобразователя «параметры иммитанса — напряжение фиксированной частоты» представлен на рис. 1. Здесь, равно как и на последующих рисунках,  $Z_1$ ,  $Z_2$  — исследуемые комплексные сопротивления, одно из которых может быть выбрано образцовым;  $K_1(t)$  и  $K_2(t)$  — функции умножения входных сигналов, равные  $K_i \sin(\omega_r t + \varphi_r)$ , где  $K_i$  — постоянный коэффициент, определяемый параметрами цепи, а  $\omega_r$  и  $\varphi_r$  — частота и начальная фаза источника гетеродинного напряжения  $U_r$ ;  $U_p$  — источник напряжения рабочей частоты  $\omega_p$  с начальной фазой  $\varphi_p$ ;  $K_{ф.о}$  — коэффициент передачи фильтра промежуточной частоты;  $K_y$  — коэффициент усиления усилителя промежуточной частоты;  $K_{ф.п}$  — коэффициент передачи перестраиваемого фильтра. Источник рабочего напряжения  $U_p$  и источник гетеродинного напряжения  $U_r$  перестраиваются по частоте совместно с фильтром  $K_{ф.п}$  сопряженно, что показано на схеме штриховой линией.

Рассматриваемая цепь относится к классу линейных цепей с переменными параметрами [5, 6], исследование которых представляет сложную задачу, если не известна импульсная реакция цепи или ее передаточная функция. Однако для интересующего нас статического режима цепи, когда на нее воздействует регулярное колебание, и при идеальной фильтрации выходных сигналов умножителей  $K_1(t)$ ,  $K_2(t)$  задача существенно упрощается. Считая, что фильтр  $K_{ф.о}$  настроен на фиксированную промежуточную частоту  $\omega_o$ , а фильтр  $K_{ф.п}$  — на переменную частоту  $\omega_p$ , на выходе усилителя будем иметь сигнал  $U_y(t) = U_y \sin(\omega_o t + \varphi_y)$ , а на выходе фильтра  $K_{ф.п}$  при условии  $\omega_r > \omega_p$  — сигнал  $U_{ф.п}(t) = \frac{1}{2} K_2 K_{ф.п} U_y \cos(\omega_p t + \varphi_r - \varphi_y + \varphi_r)$ , где  $K_{ф.п}$  и  $\varphi_{ф.п}$  — модуль и аргумент комплексного коэффициента передачи фильтра  $K_{ф.п}$  на частоте  $\omega_p$ . Полагая для простоты, что умножитель  $K_1(t)$  имеет бесконечно большое сопротивление, на его входе получаем сигнал

$$u_{вх}(t) = U_p \frac{|Z_1|}{|Z_2|} \sin(\omega_p t + \varphi_p + \varphi_{Z_2} + \varphi_{Z_1}) -$$

ляющих которого с частотой  $\omega_0$  выделяется фильтром  $K_{\phi.o}$  и затем усиливается усилителем  $K_y$ . Учитывая (1), нетрудно для  $u_y(t)$  получить уравнение, которое запишем в комплексной форме

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} K_1 K_{\phi.o} K_y \frac{|Z_2|}{|Z_2|} U_p e^{j(\omega_0 t + \varphi_p + \varphi_{Z_2} - \varphi_{Z_1} - \varphi_r + \varphi_0 + \frac{\pi}{2})} + \\ & + \frac{1}{4} K_1 K_{\phi.o} K_y K_2 K_{\phi.n} U_y e^{j(\omega_0 t + \varphi_y + \varphi_{\phi.n} + \varphi_{Z_1} - \varphi_{Z_2} - \varphi_r + \varphi_{\phi.o})} = \\ & = U_y e^{j(\omega_0 t + \varphi_y)}. \end{aligned} \quad (2)$$

При  $K_y \rightarrow \infty$  из (2) получим

$$\dot{U}_y = - \frac{2}{K_2 K_{\phi.n}} U_p \frac{Z_2}{Z_1} e^{j(\varphi_p - \varphi_r - \varphi_{\phi.n} + \frac{\pi}{2})}. \quad (3)$$

Сравнивая полученное выражение с выражением  $U_y \frac{Z_2}{Z_1}$ , характеризующим выходное напряжение обычного операционного усилителя (в цепи обратной связи которого включено комплексное сопротивление  $Z_2$ , а на его входе  $Z_1$ ), следует отметить их общность.

Входящие в выражение (3) коэффициенты передачи  $K_2$  и  $K_{\phi.n}$ , умножающей цепи и фильтра, а также начальные фазовые сдвиги  $\varphi_p$  и  $\varphi_r$  источников напряжения  $\dot{U}_p$  и  $\dot{U}_r$  имеют постоянные значения, которые при последующем измерении выходного сигнала усилителя легко учесть.

Значительные трудности возникают при учете фазового сдвига  $\varphi_{\phi.n}$ , вносимого фильтром  $K_{\phi.n}$ . Поскольку такой фильтр должен иметь высокую избирательность и, как следствие, большую крутизну фазовой характеристики, которая к тому же будет изменяться при его перестройке, то принципиально наиболее просто фазовый сдвиг можно учесть, если канал формирования опорного сигнала промежуточной частоты реализовать на основе аналогичной цепи преобразователя иммитансов, включая вместо  $Z_1$  и  $Z_2$  сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . В этом случае при идентичности характеристик фильтров в обоих каналах фазовый сдвиг опорного сигнала будет точно равен требуемому  $\varphi_p - \varphi_r - \varphi_{\phi.n} + \frac{\pi}{2}$ \*

Очевидно, однако, что реализация таких идентичных перестраиваемых фильтров весьма затруднительна. Поэтому представилось целесообразным определить, нельзя ли при преобразовании иммитансов вообще обойтись без использования перестраиваемых фильтров.

Если в простейшем преобразователе иммитансов (см. рис. 1) исключить указанный фильтр  $K_{\phi.n}$ , то аналогично изложенному выше получим

\* В дальнейшем при рассмотрении других схем преобразователей иммитансов будем считать, что опорный сигнал промежуточной частоты формируется аналогичным образом.

$$U_y = - \frac{2}{K_2} U_p \frac{Z_2}{Z_1} e^{j(\varphi_p - \varphi_r + \frac{\pi}{2})} \frac{1}{\left[ 1 + \frac{|Z_1|}{|Z_2|} \frac{|Z'_2|}{|Z'_1|} e^{j(\varphi_2 + \varphi'_2 - \varphi_{Z_1} - \varphi'_{Z_1})} \right]}, \quad (4)$$

где  $|Z'_1|$ ,  $|Z'_2|$  и  $\varphi'_{Z_1}$ ,  $\varphi'_{Z_2}$  — модули и аргументы комплексных сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_1 + Z_2$  на частоте  $\omega_r + \omega_0$ , и откуда видно, что в общем случае характеристика преобразователя существенно отличается от линейной. Известно, однако, что фазочастотные и амплитудно-частотные характеристики комплексных сопротивлений  $Z_1$  и  $Z_2$  для физически реальных объектов монотонны. Поэтому, выбирая  $\omega_0 \ll \omega_p$ , можно с любой степенью точности обеспечить равенства  $|Z_1| = |Z'_1|$ ;  $|Z_2| = |Z'_2|$ ;  $\varphi_{Z_1} = \varphi'_{Z_1}$ ;  $\varphi_{Z_2} = \varphi'_{Z_2}$ , и тогда выражение (4) можно записать в виде

$$\dot{U}_y = - \frac{2}{K_2} U_p \frac{Z_2}{Z_1} e^{j(\varphi_p - \varphi_r + \frac{\pi}{2})} \left( \frac{1}{1 + e^{j(-2\varphi_{Z_1} + 2\varphi_{Z_2})}} \right). \quad (5)$$

Отсюда в частном случае, когда  $\frac{|Z_2|}{|Z_1|} \rightarrow 0$  и, следовательно,  $\varphi_{Z_1} \rightarrow \varphi_{Z_2}$ , из (5) найдем

$$\dot{U}_y = - \frac{2}{K_2} U_p \frac{Z_2}{Z_1} e^{j(\varphi_p - \varphi_r + \frac{\pi}{2})}. \quad (6)$$

Таким образом, при  $|Z_2| \ll |Z_1|$  простейший преобразователь иммитансов без фильтра имеет линейные характеристики преобразования.

Интересные возможности открываются при построении цепей преобразователей иммитансов, если использовать два источника гетеродинного напряжения, жестко связанных между собой и источником рабочего напряжения по частоте в определенных соотношениях. На рис. 2

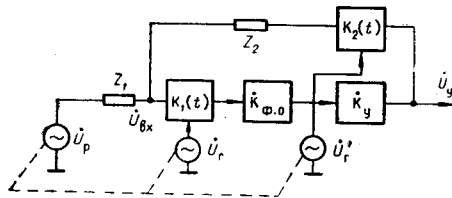


Рис. 2.

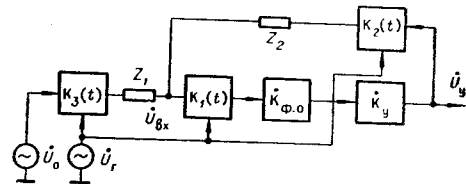


Рис. 3.

представлена цепь, в которой, в отличие от предыдущего (см. рис. 1), включен второй источник гетеродинного напряжения  $\dot{U}_r$ . Если, полагая  $\omega_r < \omega_p$ , выбрать частоту второго гетеродина  $\omega_r = \omega_p + \omega_0$ , то получим

$$\dot{U}_y = \frac{2}{K_2} U_p \frac{Z_2}{Z_1} e^{j(\varphi_p - \varphi_r + \frac{\pi}{2})}, \quad (7)$$

где  $\varphi_r$  — начальная фаза источника гетеродинного напряжения  $\dot{U}_r$ .

Таким образом [см. (7)], используя второй источник гетеродинного напряжения при соответствующей частоте последнего, можно реализовать преобразователь иммитансов с линейными характеристиками.\*

\* Если  $\omega_r > \omega_p$ , то необходимо выбрать  $\omega_r = \omega_p - \omega_0$ .

Поиск путей исключения из структуры преобразователя связанных по частоте перестраиваемых генераторов приводит к схеме преобразователя иммитансов, представленной на рис. 3. Здесь используется только один перестраиваемый источник напряжения  $\dot{U}_r$  частоты  $\omega_r$  и один источник напряжения  $\dot{U}_0$  фиксированной частоты  $\omega_0$ , подключенный к комплексному сопротивлению  $Z_1$  через умножитель  $K_3(t)$ . В остальной схеме аналогична преобразователю, представленному на рис. 1, без фильтра  $K_{\phi,п}$  в цепи обратной связи. Выражение для  $\dot{U}_y$  имеет вид

$$\dot{U}_y = - \frac{K_3 U_0 \left( \frac{|Z_2'|}{|Z_2''|} e^{j(\varphi_0 - \varphi'_{Z_2} + \varphi''_{Z_2})} + \frac{|Z_2''|}{|Z_2'|} e^{j(\varphi_0 + \varphi'_{Z_2} - \varphi''_{Z_2})} \right)}{K_2 \left( \frac{|Z_1'|}{|Z_1''|} e^{j(-\varphi'_{Z_1} + \varphi''_{Z_1})} + \frac{|Z_1''|}{|Z_1'|} e^{j(\varphi'_{Z_1} - \varphi''_{Z_1})} \right)}; \quad (8)$$

здесь  $\varphi'_{Z_1}$ ,  $\varphi'_{Z_2}$ ,  $\varphi''_{Z_1}$  и  $|Z_1'|$ ,  $|Z_2'|$ ,  $|Z_2''|$  — аргументы и модули комплексных сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_1 + Z_2$  на частоте  $\omega_r - \omega_0$ ;  $\varphi'_{Z_1}$ ,  $\varphi'_{Z_2}$ ,  $\varphi''_{Z_1}$  и  $|Z_1''|$ ,  $|Z_2''|$ ,  $|Z_2''|$  — аргументы и модули комплексных сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_1 + Z_2$  на частоте  $\omega_r + \omega_0$ .

Если  $\omega_0 \ll \omega_r$ , то можно считать, что выполняются равенства:

$$\begin{aligned} |Z_1'| &= |Z_1''| = |Z_1|; & |Z_2'| &= |Z_2''| = |Z_2|; & |Z_2''| &= |Z_2''| = |Z_2|; \\ \varphi'_{Z_1} &= \varphi''_{Z_1} = \varphi_{Z_1}; & \varphi'_{Z_2} &= \varphi''_{Z_2} = \varphi_{Z_2}; & \varphi''_{Z_2} &= \varphi''_{Z_2} = \varphi_{Z_2}, \end{aligned}$$

и тогда

$$\dot{U}_y = - \frac{K_3}{K_2} U_0 e^{j\varphi_0} \left[ \frac{1 + \frac{|Z_1|}{|Z_2|} \cos(\varphi_{Z_1} - \varphi_{Z_2})}{\frac{|Z_1|}{|Z_2|} \left( \frac{|Z_1|}{|Z_2|} - \cos(\varphi_{Z_1} - \varphi_{Z_2}) \right)} \right]. \quad (9)$$

В частных случаях из (9) получаем:

для  $\varphi_{Z_1} - \varphi_{Z_2} = 0, \pm \pi$

$$\dot{U}_y = \mp \frac{K_3}{K_2} U_0 e^{j\varphi_0} \frac{|Z_2|}{|Z_1|}; \quad (10)$$

для  $\varphi_{Z_1} - \varphi_{Z_2} = \pm \frac{\pi}{2}$

$$\dot{U}_y = - \frac{K_3}{K_2} U_0 e^{j\varphi_0} \frac{|Z_2|^2}{|Z_1|^2}. \quad (11)$$

Из выражений (8) — (11) следует, что при использовании структуры, приведенной на рис. 3, параметры комплексных сопротивлений  $Z_1$  и  $Z_2$  преобразуются только в амплитуду выходного сигнала усилителя  $|K_y|$  и в общем случае это преобразование характеризуется аналитически сложной зависимостью. Однако на основе рассмотренной выше структуры можно реализовать и линейный преобразователь, схема которого представлена на рис. 4. Здесь снова установлен дополнительно второй

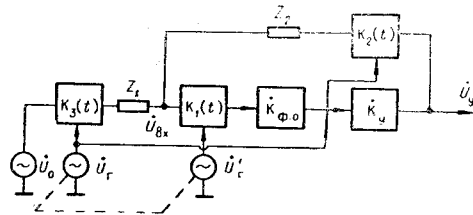


Рис. 4.

перестраиваемый источник напряжения  $\dot{U}_r$ , частота которого выбирается равной  $\omega_r = \omega_0 \pm 2\omega_0$ . Полагая  $\omega_r < \omega_0$ , получим

$$\dot{U}_y = -\frac{K_3}{K_2} U_0 \frac{Z_2}{Z_1} e^{-i\varphi_0}. \quad (12)$$

Возвращаясь к рассмотренным цепям (см. рис. 1, 3, 4), интересно отметить, что, наряду с принятым условием, когда  $\omega_r < \omega_0$ , имеется равноценная возможность выбора  $\omega_r > \omega_0$ . При этом в полученных выражениях (3)—(7), (12) вместо отношения комплексных сопротивлений  $\frac{Z_2}{Z_1}$  будет фигурировать отношение сопряженных комплексных сопротивлений  $\frac{Z_2^*}{Z_1^*}$ . Эта интересная особенность преобразователей иммитансов

является следствием свойства преобразователей частоты давать на выходе зеркально отраженный спектр при выборе  $\omega_r > \omega_0$ .

Нами были проведены экспериментальные исследования преобразователей иммитансов по схеме рис. 1 без фильтра с цепи обратной связи и по схеме рис. 3. Как показали эксперименты, преобразователи устойчиво работают при коэффициенте усиления  $K=1000$  и произвольных комплексных сопротивлениях  $Z_1$  и  $Z_2$ . В частности, были проведены исследования схемы рис. 3 при  $Z_2=R_2$  и  $Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$ , когда, согласно (11), амплитуда выходного напряжения усилителя определяется выражением  $U_y = -\frac{K_3}{K_2} U_0 \omega_r^2 R_2^2 C_1^2$ . Экспериментальные результаты, полученные при изменении частоты  $\frac{\omega_r}{2\pi}$  от 10 кГц до 10 МГц, отличались от расчетных в пределах  $\pm 5\%$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. Л. Грохольский, В. И. Никулин, К. М. Соболевский. Самоуравненные мостовые цепи.— Автоматические измерения комплексных величин переменного тока. Материалы конференции и совещания. Серия «Энергетика, электротехн. пром., автоматика и приборостроение». Баку, АЗИНТИ, 1968.
2. С. М. Казаков, В. И. Никулин. Усилитель с отрицательной обратной связью как элемент уравниваемых измерителей комплексных величин.— Автометрия, 1969, № 1.
3. А. Л. Грохольский, В. И. Никулин, К. М. Соболевский, В. И. Титков. Способ измерения пассивных комплексных электрических параметров. Авторское свидетельство № 216136.— ИПОТЗ, 1968, № 14.
4. К. М. Соболевский, В. И. Титков, П. А. Ветчинов. Преобразователь параметров комплексных сопротивлений в напряжение. Авторское свидетельство № 250298.— ОИПОТЗ, 1969, № 26.
5. А. В. Солодов. Линейные системы автоматического управления с переменными параметрами. М., Физматгиз, 1968.
6. П. И. Дехтяренко. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. Киев, «Техника», 1965.

Поступила в редакцию  
5 ноября 1969 г.