

М. А. АХМАМЕТЬЕВ, С. М. КАЗАКОВ, К. М. СОБОЛЕВСКИЙ,  
 В. Н. СУМИТЕЛЬНОВ, Ю. Я. ШАГАЛОВ  
 (Новосибирск)

### ИЗМЕРИТЕЛЬ КОМПЛЕКСНЫХ ПРОВОДИМОСТЕЙ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГИСТРАЦИЕЙ МАЛЫХ ИЗМЕНЕНИЙ ИЗМЕРЯЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ

При исследовании ряда физико-химических процессов, контролируемых по изменениям емкости и активной проводимости датчиков, возникает необходимость в приборе, который обеспечивал бы следующие возможности: а) измерение с погрешностью 0,2—0,3% начальных значений емкости и активной проводимости объектов, тангенс угла потерь которых находится в диапазоне 0,001—1000; б) автоматическую регистрацию малых изменений параметров с предельной разрешающей способностью 0,01%; в) измерение начальных значений параметров и их изменений в непрерывном диапазоне частот 1—10 кГц; г) дистанционное подключение объекта по трехзажимной схеме. Названному комплексу возможностей удовлетворяет описываемый ниже измеритель комплексных проводимостей (условное название ИКП-1), который был разработан в Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР в 1969 году для исследования металло-керамических композиций.

Принцип действия прибора ИКП-1 можно уяснить из блок-схемы, приведенной на рис. 1. Напряжение переменного тока рабочей частоты от внутреннего (или внешнего) генератора питания (ГП) через повторитель напряжения (ПН) подается на мостовую измерительную цепь [1], состоящую из трансформатора напряжения (ТН), переключателя пре-

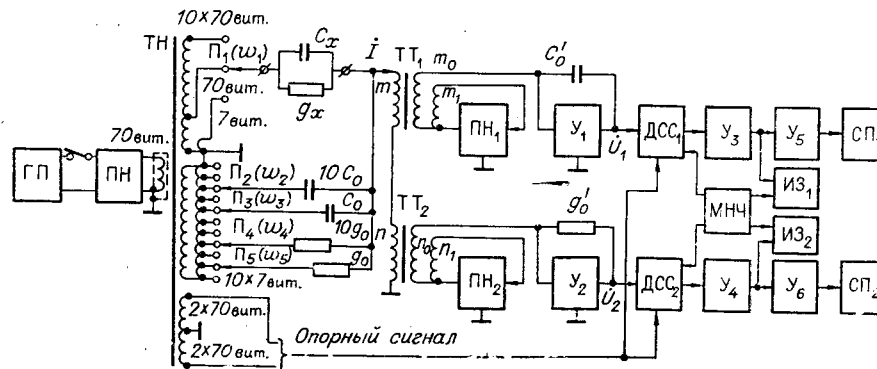


Рис. 1.

делов  $\Pi_1$ , декадных переключателей  $\Pi_2$ — $\Pi_5$ , образцовых мер емкости  $C_0$ ,  $10C_0$  и активной проводимости  $g_0$ ,  $10g_0$ , трансформаторов тока  $ТТ_1$ ,  $ТТ_2$ , повторителей напряжения  $\PiН_1$ ,  $\PiН_2$ , обеспечивающих режим работы трансформаторов тока, и уравнивающих усилителей, в цепях отрицательной обратной связи которых включены вспомогательные образцовые меры  $C'_0$ ,  $g'_0$ .

Ток неравновесия  $I$ , оставшийся после частичной двухдекадной компенсации начальных значений  $C_n$ ,  $g_n$  измеряемых параметров  $C_x$ ,  $g_x$  и синфазной составляющей  $\dot{D}C_{C_1}$ ,  $\dot{D}C_{C_2}$  и в виде напряжений низкой частоты, амплитуда и фаза которых определяют соответственно модуль и знак  $\Delta C_x$  и  $\Delta g_x$ , подаются на усилители низкой частоты  $У_3$ ,  $У_4$  и далее через усилители мощности  $У_5$  и  $У_6$  — на самопишущие приборы  $СП_1$ ,  $СП_2$ . Частота  $\Omega$  выходных напряжений детекторов  $\dot{D}C_{C_1}$ ,  $\dot{D}C_{C_2}$  задается мультивибратором низкой частоты МНЧ, который одновременно вырабатывает опорные сигналы для индикаторов знака  $ИЗ_1$  и  $ИЗ_2$ . Индикаторы знаков посредством световых табло с индексами «+», «—» указывают знаки величин  $\Delta C_x$  и  $\Delta g_x$ . Самопишущие приборы  $СП_1$  и  $СП_2$  регистрируют на диаграммной ленте абсолютные значения  $\Delta C_x$  и  $\Delta g_x$ , являющиеся функциями времени. Рассмотрим принципы построения и схемы основных узлов прибора.

Положим, что в измерительной цепи прибора используются идеальные трансформаторы тока и напряжения. Тогда ток неравновесия  $I$  можно найти следующим образом:

$$\dot{I} = \dot{E} (\omega_1 g_x - \omega_4 10g_0 - \omega_5 g_0) + j \omega \dot{E} (\omega_1 C_x - \omega_2 10C_0 - \omega_3 C_0), \quad (1)$$

где  $\dot{E}$  — витковое напряжение трансформатора ТН. Подставив в (1) значения  $C_x = C_n + \Delta C_x$  и  $g_x = g_n + \Delta g_x$ , где  $C_n = \frac{\omega_2}{\omega_1} 10C_0 + \frac{\omega_3}{\omega_1} C_0$  и  $g_n = \frac{\omega_4}{\omega_1} 10g_0 + \frac{\omega_5}{\omega_1} g_0$ , и полагив, что погрешности трансформаторов тока и уравнивающих усилителей пренебрежимо малы, получим следующие выражения для выходных напряжений уравнивающих усилителей:

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{E} m \omega_1 \Delta C_x}{m_0 C'_0} - j \frac{\dot{E} m \omega_1 \Delta g_x}{m_0 \omega C'_0}; \quad (2)$$

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{E} n \omega_1 \Delta g_x}{n_0 g'_0} + j \frac{\dot{E} n \omega_1 \omega \Delta C_x}{n_0 g'_0}. \quad (3)$$

Из (2) и (3) видно, что после выбора предела измерения коммутацией витков обмотки  $\omega_1$  и компенсации начальных значений измеряемых параметров  $C_n$ ,  $g_n$  коммутацией витков  $\omega_2$  —  $\omega_5$  синфазные с  $\dot{E}$  составляющие напряжений  $\dot{U}_1$ ,  $\dot{U}_2$  прямо пропорциональны остаточным значениям измеряемых параметров  $\Delta C_x$ ,  $\Delta g_x$ . Полагая, что детекторы синфазной составляющей обладают высоким коэффициентом подавления квадра-

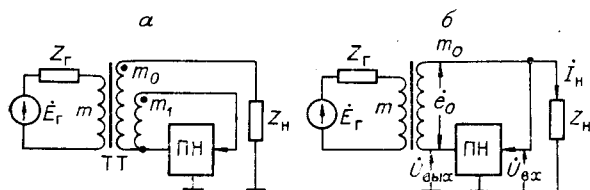
турной составляющей входных сигналов [второго члена выражений (2)

Абсолютные значения  $C_x$  и  $g_x$  получаются в виде алгебраической суммы начальных значений измеряемых параметров  $C_n$  и  $g_n$ , отсчитываемых по положениям переключателей  $\Pi_2(\omega_2)$ ,  $\Pi_3(\omega_3)$  и  $\Pi_4(\omega_4)$ ,  $\Pi_5(\omega_5)$  и значений остаточных параметров  $\Delta C_x$  и  $\Delta g_x$ , отсчитываемых по шкалам самопишущих приборов, измеряющих усиленные значения напряжений  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$ .

Погрешность определения начальных значений измеряемых параметров  $C_n$  и  $g_n$  обусловлена погрешностью задания плечевых отношений витков  $\frac{\omega_2}{\omega_1}$ ,  $\frac{\omega_3}{\omega_1}$ ,  $\frac{\omega_4}{\omega_1}$ ,  $\frac{\omega_5}{\omega_1}$  в трансформаторе напряжения и погрешностью образцовых мер  $C_0$  и  $C'_0$ . С целью уменьшения погрешности отношения витков трансформатора напряжений, выполненного на кольцевом ферритовом сердечнике, его вторичные обмотки намотаны двумя жгутами [2], а для улучшения электромагнитной связи между жгутами используется параллельное включение равновитковых обмоток разных жгутов [3]; при этом погрешность плечевых отношений трансформатора напряжения не превышает 0,05%. В качестве образцовых мер емкости  $C_0 = 100$  пФ и  $10C_0 = 1000$  пФ используются слюдяные конденсаторы класса 0,1. В качестве образцовых мер проводимости используются микропроводочные резисторы 10 кОм и 100 кОм класса 0,05.

Погрешность измерения остаточных значений  $\Delta C_x$  и  $\Delta g_x$  определяется следующими факторами: погрешностью трансформаторов тока, глубиной отрицательной обратной связи уравнивающих усилителей, погрешностью детекторов синфазной составляющей, погрешностью самопишущих приборов, а также нестабильностями напряжения источника питания измерительной цепи и коэффициентов усиления усилителей низкой частоты.

Для уменьшения вносимых погрешностей трансформатор тока должен иметь низкое входное сопротивление, тесную индуктивную связь между обмотками и высокое выходное сопротивление. Упомянутые характеристики могут быть получены в трансформаторе тока, принципиальная схема которого приведена на рис. 2, а, где  $m$ ,  $m_0$ ,  $m_1$  — соответственно входная, выходная и вспомогательная обмотки; ПН — повторитель напряжения, имеющий высокое входное и низкое выходное сопротивление и коэффициент передачи по напряжению  $k_n$ , близкий к единице;



$Z_r$  — выходное сопротивление эквивалентного источника сигнала  $E_r$ ;  $z_n$  — сопротивления нагрузки.

Поясним принцип действия трансформатора тока на более простом варианте, приведенном на

Рис. 2.

рис. 2, б. Полагая  $\dot{U}_{\text{вых}} = k_{\text{II}} \dot{U}_{\text{вх}}$  и  $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{I}_{\text{H}} z_{\text{H}}$  и пренебрегая входным током повторителя напряжений, найдем выражение для э. д. с.  $\dot{e}_0$ :

$$\dot{e}_0 = \dot{I}_{\text{H}}(z_0 + z_{\text{H}}) - k_{\text{II}} \dot{U}_{\text{вх}} = \dot{I}_{\text{H}} z_0 + \dot{I}_{\text{H}} z_{\text{H}} (1 - k_{\text{II}}), \quad (6)$$

где  $z_0$  — остаточное сопротивление обмотки  $m_0$ . Очевидно, что при  $k_{\text{II}} \rightarrow 1$  величина  $e_0$  (а следовательно, и входное сопротивление трансформатора) будет обусловлена остаточным сопротивлением  $z_0$ .

Входное сопротивление всего трансформатора еще более уменьшается, если применяется дополнительная обмотка и осуществляются соединения элементов в соответствии со схемой рис. 2, а. В данном случае при  $m_1 = m_0$  напряжение  $\dot{U}_{\text{рх}} = \dot{I}_{\text{H}}(z_0 + z_{\text{H}})$ , подаваемое на вход повторителя ПН с дополнительной обмотки, отличается благодаря работе ее в режиме холостого хода от напряжения на обмотке  $m_0$  на величину падения напряжения на остаточном сопротивлении  $z_0$ , т. е. в соответствии с (6) в  $(1 - k_{\text{II}})$  раз уменьшается влияние обоих сопротивлений. Заметим, что при конкретном значении выходного сопротивления  $z_{\text{II}} \neq 0$  повторителя напряжения эффект уменьшения влияния  $z_0$  и  $z_{\text{H}}$  на входное сопротивление  $z_{\text{вх}}$  трансформатора тока несколько снижается и последнее может быть найдено из формулы

$$z_{\text{вх}} = z'_0 + z_{\text{II.э}} \left( \frac{m_1}{m_0} \right)^2, \quad \text{где } z_{\text{II.э}} = \frac{z_{\text{II}} + (z_{\text{H}} - z_0)(1 - k_{\text{II}})}{1 + k_{\text{II}} \left( \frac{m_1}{m_0} - 1 \right)}.$$

Выражение для выходного сопротивления легко получить, исходя из эквивалентной схемы генератора тока, путем расчета тока короткого замыкания и тока при реальной нагрузке. Расчет показывает, что выходное сопротивление увеличивается по сравнению с сопротивлением обычного трансформатора тока на дополнительную величину

$$z_{\text{вых.д}} = \frac{z_{\text{II}} + z_0 k_{\text{II}} \frac{m_1}{m_0}}{1 - k_{\text{II}}}.$$

Точность передачи по току зависит, как известно, от величины эквивалентной нагрузки:  $\dot{I}_{\text{вых}} = \dot{I}_{\text{к.э}} \left( 1 - \frac{z_{\text{II.э}}}{z_{\text{вых.т}}} \right)$ , где  $z_{\text{вых.т}}$  — сопротивление трансформатора относительно выводов вторичной обмотки. Очевидно, что при  $z_{\text{II.э}} \rightarrow 0$  погрешность передачи стремится к нулю.

Принципиальная электрическая схема трансформатора токов, построенного на основе изложенного выше принципа, и уравнивающего усилителя для канала измерения  $\Delta C_x$  (или  $\Delta g_x$ ) приведена на рис. 3.

Обмотки трансформатора тока намотаны жгутом. Повторитель напряжения собран на транзисторах  $T_1 - T_3$  и обеспечивает коэффициент передачи по напряжению порядка 0,998. Фильтр, состоящий из конденсаторов  $C_1, C_2$  и резистора  $R_1$ , обеспечивает устойчивую работу повторителя напряжения с трансформатором токов.

Уравнивающий усилитель собран на транзисторах  $T_4 - T_7$ . Для получения большого коэффициента усиления по току в схеме применена положительная обратная связь через каскад с общей базой на транзисторе  $T_7$ . Регулировка глубины обратной связи осуществляется изменением сопротивления резистора  $R_2$ . Фильтр, состоящий из резисторов  $R_3, R_4$  и конденсатора  $C_3$ , обеспечивает подавление низкочастотных по-

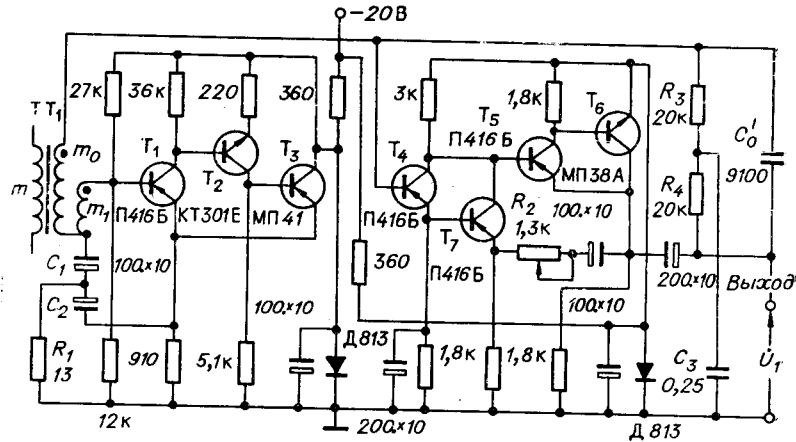


Рис. 3.

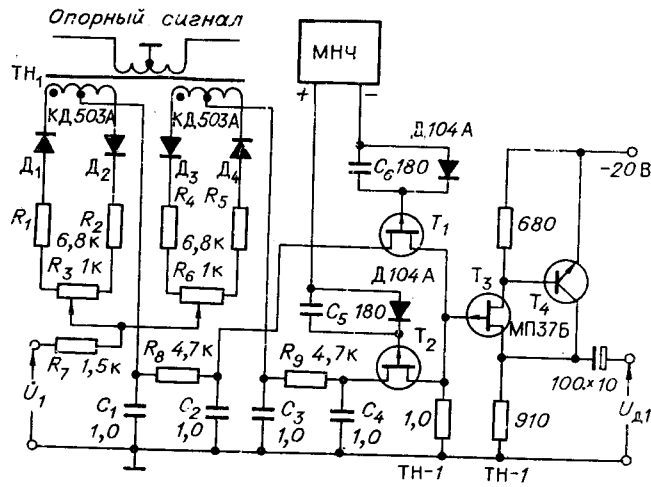


Рис. 4.

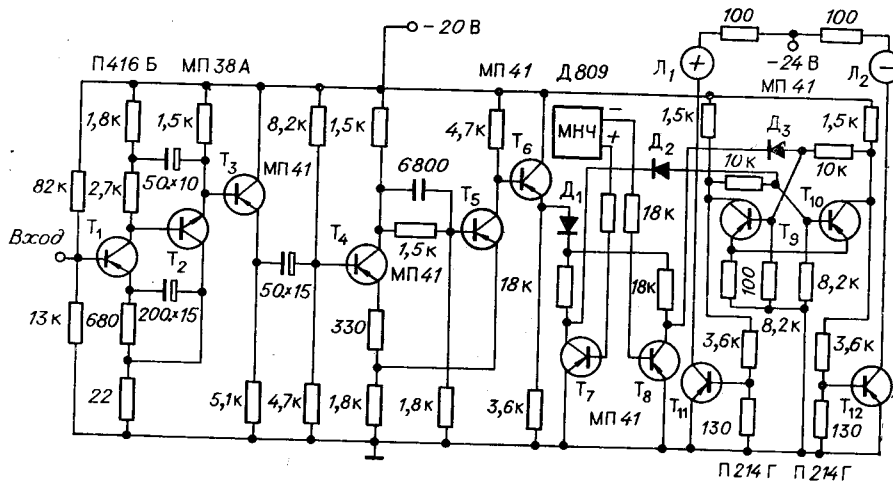


Рис. 5.

мех (промышленной частоты). В цепи отрицательной обратной связи уравнивающего усилителя канала  $\Delta g_x$  включена образцовая активная проводимость  $g_0 = \frac{1}{12 \cdot 10^3} \text{ Ом}^{-1}$ .

Принципиальная схема детектора ДСС<sub>1</sub> (ДСС<sub>2</sub>) приведена на рис. 4. Ключевые диоды Д<sub>1</sub>, Д<sub>2</sub> и Д<sub>3</sub>, Д<sub>4</sub>, включены так, что опорный сигнал открывает их поочередно; при этом на конденсаторах С<sub>2</sub> и С<sub>4</sub> вырабатываются разнополярные напряжения  $U'_{д1}$  и  $U''_{д1}$ :

$$U'_{д1} = \frac{Em\omega_1}{m_0C_0} \left( k_{c1} \Delta C_x - k_{к1} \frac{\Delta g_x}{\omega} \right); \quad U''_{д1} = -U'_{д1},$$

где  $k_{c1}$  и  $k_{к1}$  — коэффициенты передачи синфазной и квадратурной составляющих напряжений  $U_1$  соответственно. Далее напряжения  $U'_{д1}$  и  $U''_{д1}$  посредством ключей, выполненных на полевых триодах Т<sub>1</sub> и Т<sub>2</sub>, управляемых МНЧ, поочередно подключаются ко входу повторителя напряжения Т<sub>3</sub> и Т<sub>4</sub>. Результирующее напряжение  $U_{д1}$  на выходе детектора ДСС<sub>1</sub> будет иметь вид

$$U_{д1} = \frac{Em\omega_1}{m_0C_0} \left( k_{c1} \Delta C_x - k_{к1} \frac{\Delta g_x}{\omega} \right) \text{sign} \sin \Omega t; \quad (7)$$

аналогично для выходного напряжения  $U_{д2}$  детектора ДСС<sub>2</sub> имеем

$$U_{д2} = \frac{En\omega_1}{n_0g_0} (k_{c2} \Delta g_x - k_{к2} \omega \Delta C_x) \text{sign} \sin \Omega t, \quad (8)$$

где  $k_{c2}$  и  $k_{к2}$  — коэффициенты передачи синфазной и квадратурной составляющих напряжений  $U_2$  соответственно.

Из (7) и (8) видно, что погрешность выделения синфазной составляющей в детекторах ДСС<sub>1</sub> и ДСС<sub>2</sub> зависит от абсолютных значений приращений  $\frac{\Delta g_x}{\omega}$ ,  $\omega \Delta C_x$  и соотношений между коэффициентами  $\frac{k_{c1}}{k_{к1}}$ ,

$\frac{k_{c2}}{k_{к2}}$ , а также от стабильности коэффициентов  $k_{c1}$  и  $k_{к2}$ .

С целью уменьшения погрешности детекторов и расширения их частотной полосы обмотки трансформатора опорного сигнала ТН<sub>1</sub> намотаны жгутом на сердечнике с высокой магнитной проницаемостью, ключи выполнены на высокочастотных диодах КД503А, а преобразование постоянного напряжения в переменное осуществляется полевыми триодами, имеющими малые собственные остаточные параметры [4]. Рассмотренные детекторы вместе с уравнивающими усилителями в полосе звуковых частот обеспечивают подавление квадратурной составляющей входного сигнала более чем в 100 раз.

Принципиальная схема усилителя  $U_3$  и индикатора знака ИЗ<sub>1</sub> приведена на рис. 5. Усилитель  $U_3$  собран на транзисторах Т<sub>1</sub> — Т<sub>3</sub>, а индикатор знака — на транзисторах Т<sub>4</sub> — Т<sub>12</sub>. Индикатор знака работает следующим образом. При положительном приращении  $\Delta C_x$  напряжение на конденсаторе С<sub>2</sub> (см. рис. 4) положительно, а на конденсаторе С<sub>4</sub> отрицательно. После замыкания ключа Т<sub>2</sub> напряжение на эмиттере транзистора Т<sub>6</sub> (см. рис. 5) превысит напряжение пробоя диода Д<sub>1</sub> и отрицательный потенциал через диод Д<sub>1</sub> попадет на коллекторы триодов Т<sub>7</sub> и Т<sub>8</sub>. Так как при этом транзистор Т<sub>7</sub> закрыт положительным напряжением, поступающим от МНЧ, то отрицательный потенциал с коллектора Т<sub>7</sub> через диод Д<sub>2</sub> пройдет на базу Т<sub>10</sub> и приведет к открыванию

ключа  $T_{11}$ , через который питается лампочка  $L_1$ , освещающая индекс «+». Если знак приращения изменится на обратный, то изменятся на обратные полярности напряжений на конденсаторах  $C_2, C_4$  (см. рис. 4), что приведет к периодическому с частотой  $\Omega$  открыванию ключа на транзисторе  $T_{12}$  (см. рис. 5) и подсветке индекса «-».

С целью уменьшения погрешностей, вызванных нестабильностями внешнего генератора питания и отдельных узлов прибора, в последнем предусмотрена возможность калибровки шкал самопишущих приборов; для этого отключают исследуемый объект, переключатели  $П_2$  и  $П_4$  устанавливают в нулевое положение, а переключатели  $П_1$  и  $П_3$  на значение

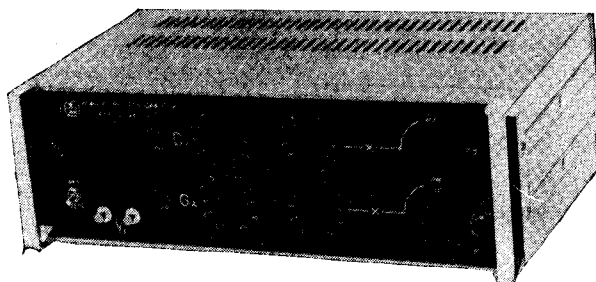


Рис. 6.

«1» и, регулируя коэффициенты усиления усилителей  $У_5$  и  $У_6$  (см. рис. 1), устанавливают стрелки самопишущих приборов на конечные отметки.

**Технические характеристики прибора.** Диапазон измеряемых емкостей на трех пределах: 0,01—10 000 пФ. Диапазон измеряемых активных проводимостей  $g_x$  на трех пределах при использовании внутреннего генератора (1590 Гц):  $10^{-10}$ — $10^{-4}$  Ом $^{-1}$ . Диапазон регистрирующих приращений емкости  $C_x$  и активной проводимости  $g_x$ :  $(5 \cdot 10^{-5}$ — $10^{-1}) C_x$ ,  $(5 \cdot 10^{-5}$ — $10^{-1}) g_x$ . Приведенная статическая погрешность по  $C_x$  и  $g_x$  на всех пределах не превышает 0,3%. Приведенная погрешность регистрации приращений зависит от типа регистрирующего прибора и при использовании самописца Н370-М не превышает 5%. Измерение емкостей 1—10 000 пФ возможно при напряжении на исследуемом объекте 0,4 В, емкостей 0,1—1000 пФ при напряжении 4 В, емкостей 0,01—100 пФ при напряжении 40 В. Потребляемая мощность от сети 220 В  $\pm$  10%, 50 Гц: 23 ВА. Габариты 480  $\times$  340  $\times$  170 мм. Вес 14 кг. Внешний вид прибора приведен на рис. 6.

#### ЛИТЕРАТУРА

- 1 Ф. Б. Гриневич, К. М. Соболевский, М. А. Ахмаметьев, Е. Е. Добров, С. М. Казakov. Автокомпенсационный мост переменного тока. Авторское свидетельство № 215313.— ИПОТЗ, 1968, № 3.
- 2 А. Л. Грохольский, Э. Л. Кашеев. Методы обеспечения тесной связи плечевых индуктивно связанных элементов на основе мультифилярных систем.— В сб. «Проблемы электротехники». Новосибирск, «Наука», 1967.
- 3 Ф. Б. Гриневич. Трансформатор для мостов с индуктивно связанными плечами. Авторское свидетельство № 168787.— БИ, 1965, № 5.
- 4 Шипли. Аналоговые ключи на полевых транзисторах.— Электроника, 1964, № 32.

Поступила в редакцию  
23 апреля 1971 г.