

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРИБОР (УЗЛЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА, НАПРЯЖЕНИЯ, СОПРОТИВЛЕНИЯ, ИНДУКТИВНОСТИ И ЕМКОСТИ)

Л.Г. ЧУБРИКОВ

*Учреждение образования «Гомельский государственный
технический университет имени П.О. Сухого»,
Республика Беларусь*

Измерения электрических величин необходимы в производстве, учебных процессах, научных исследованиях, быту. Разработано большое количество различных аналоговых и цифровых приборов. В научных исследованиях, где требуется высокая точность, используются одно-, двухфункциональные дорогостоящие приборы. И это экономически оправдано. Но во многих производственных, учебных процессах, быту на первый план выдвигается не точность измерений, а многофункциональность прибора при небольших габаритах и невысокой стоимости. При этом, потребителей вполне устраивает погрешность измерений 1–2 %. Особенно велика потребность в таких многофункциональных недорогих приборах для различных учебных заведений: школ, училищ, техникумов, вузов. При обычно ограниченном финансировании учебных площадей, использование в учебных лабораториях большого количества высокоточных специализированных приборов нецелесообразно и экономически невыгодно. Поэтому часто в лабораторных стендах устанавливают встроенные однофункциональные примитивные измерительные приборы с погрешностью измерений не менее 10 %, в результате чего появляются большие расхождения между расчетными и экспериментальными данными, непонятные студентам. Для измерений различных электрических величин требуется несколько встроенных приборов, что существенно увеличивает габариты и стоимость лабораторных стендов.

На кафедре «Теоретические основы электротехники» ГГТУ им. П.О. Сухого разработан многофункциональный прибор для измерения электрических величин: напряжения (постоянного и переменного), тока (постоянного и переменного), частоты, сопротивления, емкости, индуктивности, сдвига фаз, мощности, коэффициента мощности. Этот прибор заменяет 11 специализированных приборов. Это многофункциональный единый прибор с изменяющимися внутренними связями и различным использованием функциональных блоков и узлов. Для создания такого прибора потребовались разработки новых методов измерений некоторых величин и использование новых функциональных блоков на базе скоростных фильтров сигналов, что позволило при достаточно простой структуре прибора обеспечить приведенную погрешность в пределах 1–2 %. Прибор был изготовлен в виде действующего макета и исследован в лабораторных условиях. Исследования показали, что даже в макетном исполнении, без должной тщательной настройки, получена достаточная для практики точность измерений – погрешность не превышает $\pm 1\%$, а при измерениях мощности $\pm 2\%$.

Блок-схема действующего макета приведена на рис. 1. В приборе имеется два входа для внешних сигналов: один вход для измеряемого напряжения, другой – для измеряемого тока. Все остальные измеряемые величины, кроме R , L , C , определяются на основе результатов измерений напряжения и тока. Прибор на рис. 1 собран на основе специальных функциональных блоков путем их соответствующих соединений. Это блоки: ПУ – предварительный усилитель; ФВС – фильтр верхних скоростей; ИВ – измерительный выпрямитель; ИЧ – измеритель частоты; ИФ – измеритель фазы; ПНВ – преобразователь напряжение-время; ПВН – преобразователь время-напряжение; ИА – измеритель амплитуды; ДФП – диодный функциональный преобразователь; ГС –

генератор синусоидальных колебаний; СН – стабилизатор напряжения; RLC – блок измерения сопротивления, индуктивности, емкости.

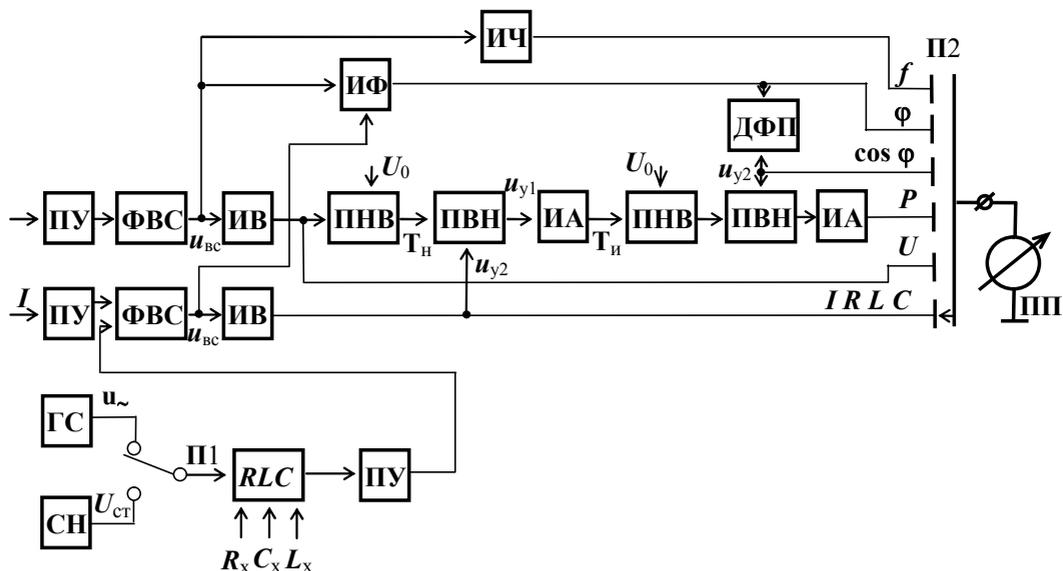


Рис. 1. Блок-схема макета прибора

При измерении напряжений используются функциональные блоки ПУ, ФВС, ИВ. На рис. 2 приведена электрическая схема узла измерения напряжения, построенная на основе этих функциональных блоков и входной цепи ВЦ.

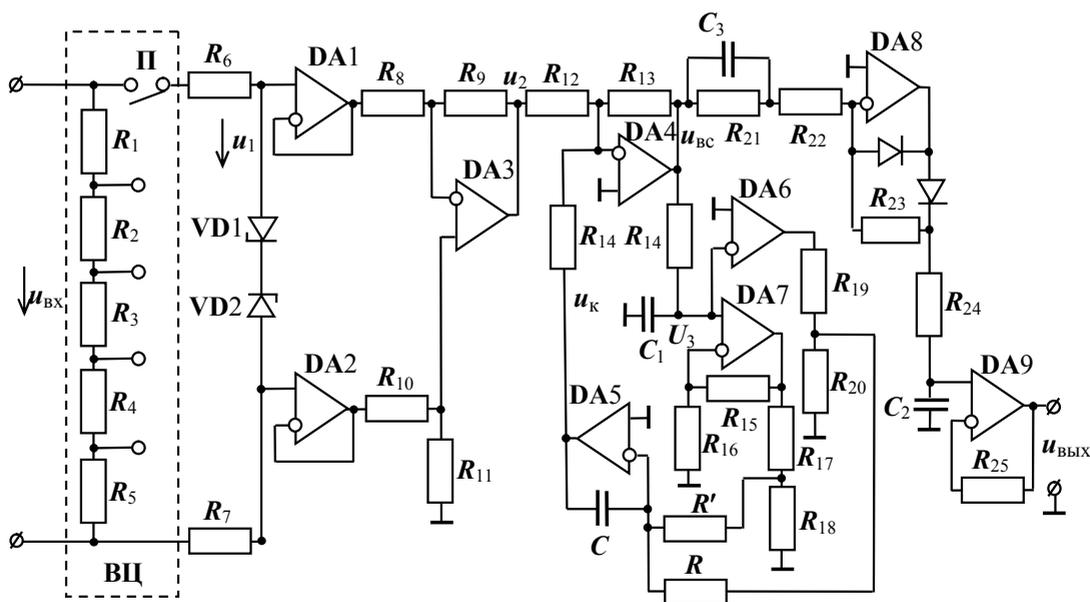


Рис. 2. Электрическая схема узла измерения напряжения

Напряжение $u_1 = 0 \div 0,1$ В поступает на вход дифференциального усилителя на микросхемах DA1, DA2, DA3 коэффициент усиления которого при $R_8 = R_{10}$ и $R_9 = R_{11}$

равен $K = \frac{R_9}{R_8} = 10$. Усиленное напряжение $u_2 = 0 \div 1$ В поступает на вход ФВС,

собранный на микросхемах DA4, DA5, DA6, DA7. Фильтр верхних скоростей ФВС охвачен отрицательной обратной связью (петля ООС через микросхемы DA4, DA6, DA5), а также положительной обратной связью (петля ПОС через микросхемы DA4, DA7, DA5). Суммирующий усилитель на микросхеме DA4 производит алгебраическое суммирование.

Так как входное напряжение u_2 ФВС всегда в противофазе с компенсирующим напряжением u_k , то напряжение u_{bc} на выходе ФВС

$$u_{bc} = -\left(\frac{R_{13}}{R_{12}}u_1 - \frac{R_{13}}{R_{14}}u_k\right). \quad (1)$$

Фильтр верхних скоростей ФВС предназначен для «стабилизации нуля» при отсутствии измеряемого напряжения на входе прибора, путем автоматической компенсации всех медленных изменений напряжения u_{bc} («сползание нуля»). При измерении переменных напряжений производится автоматическая компенсация постоянной составляющей (напряжение u_3), в результате чего происходит симметрирование положительных и отрицательных полуволн по вольт-секундной площади. С этой целью установлена цепочка $R_{14} - C_1$, постоянная времени τ которой выбрана из условия

$$\tau = R_{14}C_1 = \frac{10}{f_{\min}}, \quad (2)$$

где f_{\min} – минимальная частота измеряемых переменных напряжений.

Следует заметить, что для исключения влияния на τ входных сопротивлений микросхемы DA6 и DA7, необходимо выбирать их с полевыми транзисторами на входах. В этом случае напряжение u_3 на выходе цепочки $R_{14} - C_1$ будет определять «сползание нуля» и при отсутствии u_{bc} , и при измерении переменных напряжений. Поэтому скорость V_ϕ настройки фильтра выбирают из условия

$$V_\phi = V_{3\max}, \quad (3)$$

где $V_{3\max}$ – максимальная скорость изменения напряжения u_3 .

Если выразить через параметры ФВС, то

$$V_\phi = \frac{U_{nc6}R_{20}}{R_{19} + R_{20}} \cdot \frac{R_{12}}{RCR_{14}}, \quad (4)$$

где U_{nc} – выходное напряжение насыщения микросхемы DA6.

При измерении постоянных напряжений на выходе усилителя на микросхеме DA7, который имеет большой коэффициент усиления $K = 1 + \frac{R_{15}}{R_{16}}$, появляется напряжение насыщения. Это напряжение уменьшает скорость V'_ϕ настройки фильтра до минимальной величины, приближающейся к нулевой, согласно уравнению

$$V'_\phi = V_\phi - \frac{U_{nc7}R_{18}}{R_{17} + R_{18}} \cdot \frac{R_{12}}{R'CR_{14}}, \quad (5)$$

где U_{nc7} – выходное напряжение насыщения микросхемы DA7.

В этом случае ФВС практически не будет компенсировать измеряемое постоянное напряжение в процессе его измерения. По окончании измерения напряжение на выходе микросхемы DA7 снижается до нуля и ФВС переходит к нормальной компенсации гладкой помехи со скоростью V_ϕ .

В связи с тем, что ФВС симметрирует полуволны измеряемого переменного напряжения не по амплитуде, а по вольт-секундной площади, для получения высокой точности измерения лучше использовать не измеритель амплитуды ИА, а измерительный

выпрямитель ИВ, формирующий среднее выпрямленное значение измеряемого напряжения. Измерительный выпрямитель собран на микросхемах DA8 и DA9. Для получения высокой точности преобразования в широком частотном диапазоне микросхему DA8 необходимо выбирать быстродействующей, а микросхему DA9 – с высоким входным сопротивлением. При использовании в DA8 микросхемы 544УД2, а в DA9 – 157УД2 с невысоким входным сопротивлением, собранный измерительный выпрямитель ИВ по схеме на рис. 2 без дополнительной «настроечной шлифовки» показал хорошие результаты преобразования – нелинейность характеристики и приведенная погрешность не более $\pm 1\%$ в диапазоне частот от 20 Гц и до 100 кГц.

При исследованиях макета прибора измерения напряжений производили в диапазонах входных величин $0 \div 100$ мВ, $0,1 \div 1$ В, $1 \div 10$ В, $10 \div 100$ В на частотах 50 Гц, 100 Гц, 10 кГц, 30 кГц, а также постоянных напряжений. Так как измеритель напряжения был изготовлен на микросхемах типа 157УД2, имеющих невысокое быстродействие, частотный диапазон работы измерителя напряжений ограничен до 50 кГц. При использовании быстродействующих микросхем частотный диапазон может быть расширен до 100 кГц и более.

В результате исследований выяснилось, что даже в макетном исполнении, без тщательной настройки прибора, получена приведенная погрешность измерения не более $\pm 1\%$. При надлежащей настройке эта небольшая приведенная погрешность может быть еще существенно уменьшена. Результаты исследований измерителя напряжений в виде обобщенной градуировочной характеристики приведены на рис. 3.

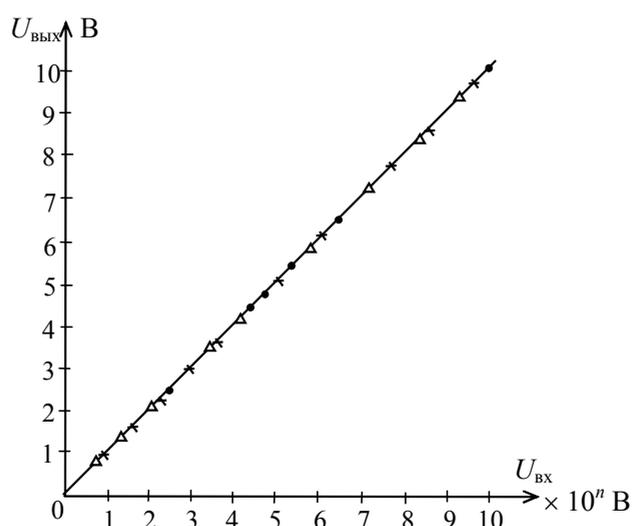


Рис. 3. Обобщенная градуировочная характеристика измерителя напряжения $n = -1, 0, 1$:
 • $-f = 100$ Гц; $\Delta - f = 10$ кГц; $\times - f = 30$ кГц

Узел измерения тока построен на таких же блоках, что и узел измерения напряжения и отличается лишь входной цепью, показанной на рис. 4.

Во входной цепи в качестве преобразователя тока в напряжение используются сопротивления $R_1 = 0,1$ Ом для тока $I = 0 \div 1$ А, $R_2 = 1$ Ом для тока $I = 10 \div 100$ мА, $R_3 = 10$ Ом для тока $I = 1 \div 10$ мА, $R_4 = 100$ Ом для тока $I = 0,1 \div 1$ мА. В результате преобразований напряжение u_1 на выходе входной цепи изменяется в пределах $u_1 = 0 \div 0,1$ В, которое и поступает на вход предварительного усилителя ПУ. А далее – как описано в измерителе напряжения. Обработка результатов исследований измерителя тока показала, что приведенная погрешность измерений не превышает $\pm 1\%$.

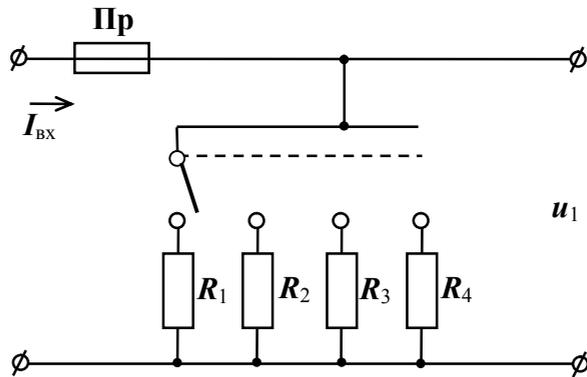


Рис. 4. Входная цепь измерителя тока

С целью уменьшения количества блоков в приборе, блоки ФВС и ИВ узла измерения тока используются также и для измерений сопротивлений, индуктивностей и емкостей, путем подключения входа ФВС при помощи переключателя к узлу измерения $R-L-C$.

Электрическая схема узла измерений $R-L-C$ показана на рис. 5.

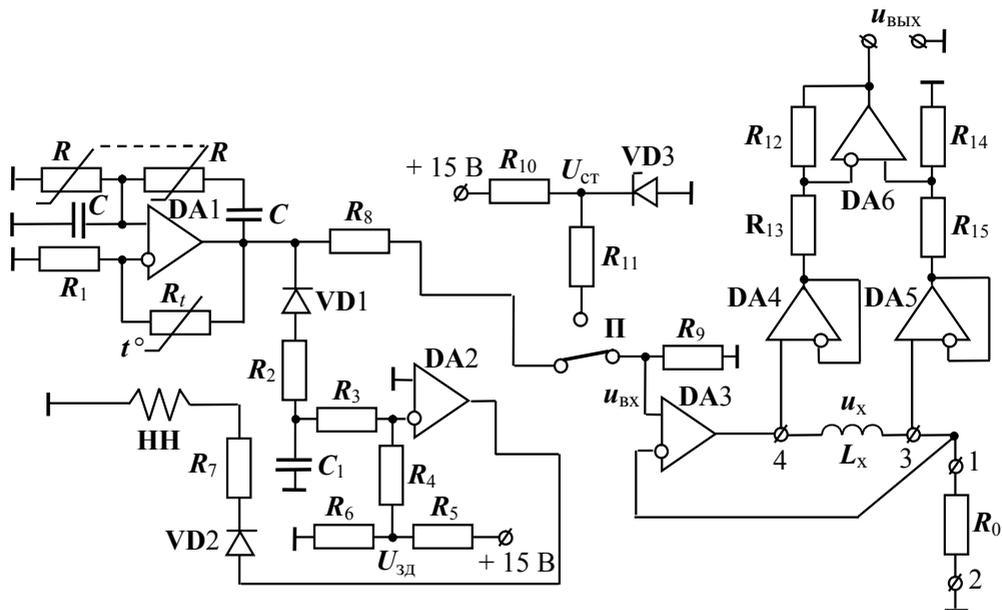


Рис. 5. Электрическая схема измерителя $R-L-C$

На микросхеме DA1 собран генератор синусоидальных колебаний ГС, амплитуда которых поддерживается постоянной путем регулирования сопротивления R_t термистора косвенного подогрева, установленного в цепи отрицательной обратной связи генератора, т. е. путем регулирования коэффициента усиления $K = 1 + \frac{R_t}{R_1}$. С этой целью, выходное напряжение u_1 выпрямляется при помощи диода VD1, сглаживается фильтром R_2C_1 и сравнивается с задающим напряжением $U_{зд} = \text{const}$. При превышении напряжения u_1 заданного значения на выходе микросхемы DA2 появляется положительное напряжение $(+U_{нс})$ насыщения микросхемы, под действием которого протекает ток через VD2 и нить нагрева термистора. Температура в термисторе повышается и сопротивление R_t уменьшается, в результате чего уменьшается амплитуда напряжения u_1 . Наоборот, при уменьшении амплитуды напряжения u_1 на выходе DA2 напряжение $(-U_{нс})$ будет отрицательным. При этом ток через VD2 и, значит, через нить нагрева термистора, не протекает, термистор охлаждается, R_t увеличивается и в результате увеличивается u_1 .

Таким образом, поддерживается постоянная амплитуда напряжения u_1 на выходе генератора синусоидальных колебаний. При помощи делителя напряжения на резисторах R_8 и R_9 входное напряжение $u_{\text{вх}}$ микросхемы DA3 устанавливается равным 1 В. Так как

$$U_{m1} = \text{const}, \text{ то и } U_{m\text{вх}} = \frac{U_{m1}}{R_8 + R_9} R_9 = \text{const}. \text{ Это синусоидальное напряжение } u_1$$

используется при измерении индуктивности и емкости.

При измерении сопротивлений на вход микросхемы DA3 подается постоянное напряжение $U_{\text{вх}} = 1$ В. С этой целью в схеме измерителя установлен стабилизатор напряжения на резисторе R_{10} и стабилитроне VD3, выходное напряжение $U_{\text{ст}}$ которого при помощи делителя на резисторах R_{11} и R_9 уменьшается до величины

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{ст}}}{R_{11} + R_9} R_9 = 1 \text{ В.}$$

На микросхеме DA3 собран измерительный блок $R-L-C$, представляющий собой стабилизатор тока, величина которого устанавливается сопротивлением $R_0 = \text{const}$ для каждого диапазона измерений. При этом выходной ток микросхемы DA3 определяется

$$I_0 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_0} = \frac{1}{R_0}.$$

При измерении сопротивлений на вход DA3 подается постоянное напряжение $U_{\text{вх}} = 1$ В, к клеммам 1–2 подключается R_0 , а к клеммам 3–4 подключается измеряемое сопротивление R_x . Тогда напряжение u_x на клеммах 3–4 будет $u_x = I_0 R_x = \frac{U_{\text{вх}}}{R_0} R_x = \frac{1}{R_0} R_x$.

Дальнейшими блоками ПУ–ФВС–ИВ это напряжение усиливается в 10 раз.

При измерении индуктивности на вход DA3 подается синусоидальное напряжение $u_{\text{вх}}$ частотой $f_0 = 159$ Гц, $f_0 = 1,59$ Гц, $f_0 = 15,9$ Гц. При этом в каждом диапазоне измерений

$$I_0 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_0} = \frac{1}{R_0}. \text{ Тогда напряжение } U_x \text{ на индуктивности (клеммы 3–4)} U_x = 2\pi f_0 I_0 L_x.$$

При измерении емкости неэлектролитических конденсаторов к клеммам 1–2 подключается неизвестная емкость C_x , а к клеммам 3–4 подключается $R_0 = \text{const}$, в каждом диапазоне свое значение R_0 . При частотах входного напряжения $u_{\text{вх}}$ $f_0 = 159$ Гц, $f_0 = 1,59$ Гц, $f_0 = 15,9$ Гц напряжение на клеммах 3–4 (на резисторе R_0) будет $U_0 = 2\pi f_0 R_0 C_x U_{\text{вх}} = 2\pi f_0 R_0 C_x$ (при $U_{\text{вх}} = 1$).

В измерителе $R-L-C$ используется ПУ на микросхемах DA4, DA5, DA6 такой же структуры, как и на рис. 2, но без защиты от перенапряжения на входе. Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ далее подается на вход ФВС. На рис. 6, 7, 8 показаны градуировочные характеристики измерителя $R-L-C$. Результаты исследований показали, что при должной настройке измерителя $R-L-C$ нетрудно получить приведенную погрешность измерений, не превышающую 1 %.

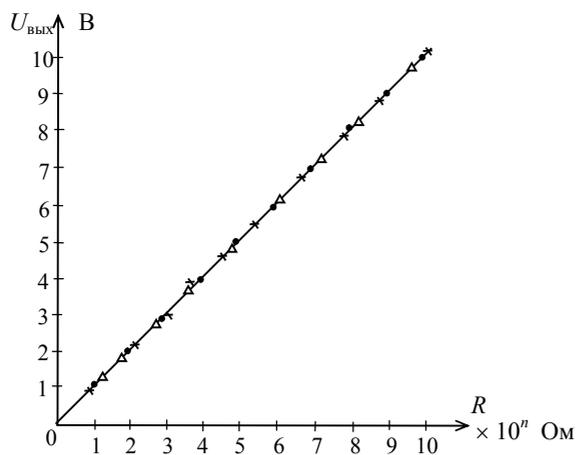


Рис. 6. Обобщенная градуировочная характеристика измерителя сопротивлений:

• $-n = 2$; $\Delta -n = 4$; $\times -n = 3$

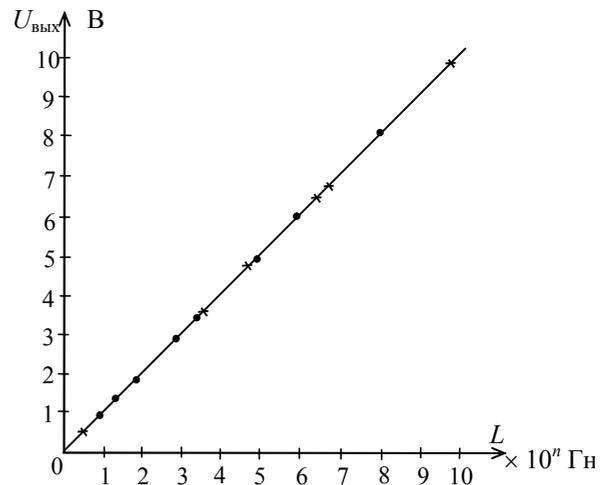


Рис. 7. Обобщенная градуировочная характеристика измерителя индуктивности:

• $-n = -2$; $\times -n = -1$

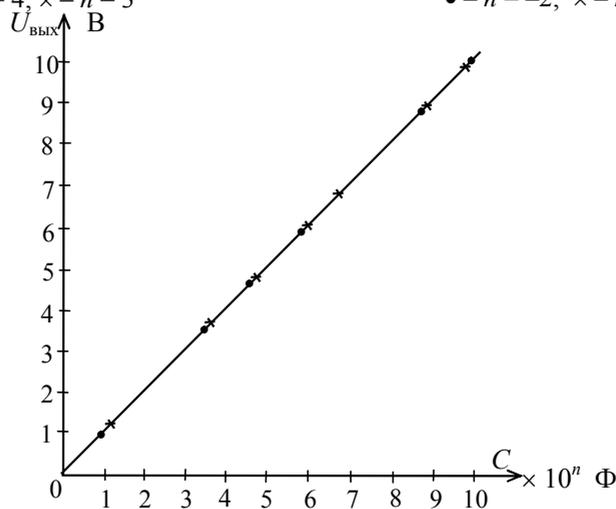


Рис. 8. Обобщенная градуировочная характеристика измерителя емкости:

• $-n = -8$, $\times -n = -7$

Литература

1. Мирский Г. Я. Электронные измерения / Г. Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1986. – 440 с.
2. Чубриков Л. Г. Скоростные фильтры сигналов / Л. Г. Чубриков. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2000. – 156 с.

Получено 08.07.2005 г.