

- ние — частота с эталонным возвратом.— В сб. «Коммутация и преобразование малых напряжений». Л., ЛДНТП, 1968.
4. С. Л. Судьин. Формирователь импульсов. Авторское свидетельство № 356784.— ИПОТЗ, 1972, № 32.
 5. В. И. Анисимов, А. П. Голубев. Транзисторные модуляторы. М.— Л., «Энергия», 1964.
 6. С. Л. Судьин. Преобразователь напряжение — частота повышенной точности.— Автометрия, 1968, № 5.

Поступила в редакцию 12 октября 1971 г.,
окончательный вариант — 21 января 1972 г.

УДК 621.314.2.089.6 : 621.317.738

В. И. СМЕТАНИН

(Новосибирск)

ПОГРЕШНОСТИ СЛЕДЯЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЕМКОСТИ В ЧАСТОТУ

При дистанционном сличении мер, приобретающем особое значение в автоматизированном эксперименте, возникает проблема синтеза преобразователей какой-либо физической величины в частоту или интервал времени с характеристикой преобразования, стабильной во времени [1]. Стабильность характеристики может обеспечиваться несколькими способами, в том числе при помощи образцовых мер других физических величин. К таким преобразователям предъявляется ряд специфических требований [2]: во-первых, число физических величин, меры которых стабилизируют характеристику преобразования, должно быть минимально; во-вторых, такие меры должны обладать высокой стабильностью и надежностью при малых затратах; в-третьих, в процессе проверки, осуществляемой с помощью таких преобразователей, необходимо определить, как это принято в метрологической практике, основные и остаточные параметры поверяемой меры.

Наиболее гибкими преобразователями электрической емкости, позволяющими получить широкий диапазон изменения частоты, высокую точность и стабильность преобразования, являются преобразователи, основанные на использовании электроизмерительных цепей, уравновешиваемых изменением частоты питающего напряжения или тока [3—6]. Как отмечено в [4, 6], такие преобразователи свободны от недостатков, присущих автогенераторным преобразователям и преобразователям на основе систем с внешним возбуждением (основным недостатком первых является зависимость характеристики преобразования от параметров электронных приборов, а вторых — трудность обеспечения малого затухания переходного процесса, особенно в области низких частот или при использовании RC - и RL -цепей; кроме того, характеристика преобразования тех и других принципиально нелинейна).

К сожалению, ни один из известных преобразователей [3—6], позволяющих осуществить преобразование емкости в частоту с использованием простейших измерительных RC -цепей уравновешивания, не удовлетворяет в полной мере изложенным выше требованиям и, главным образом не дает возможности осуществить прямое раздельное преобразование каждого из параметров исследуемой меры (как ос-

нового, так и остаточного) в частоту. Действительно, в преобразователях с мостовой [4] или двухэлементной [5] измерительной цепью в модульном режиме квазиравновесия наличие потерь в конденсаторе приводит к неопределяемой систематической погрешности. Использование компонентного режима в сочетании с двухэлементной измерительной цепью [6] позволяет преобразовать реактивный параметр комплексного сопротивления в частоту независимо от резистивного и наоборот. Однако для преобразования резистивного параметра требуется «чистая» образцовая реактивность, что противоречит поставленному вначале условию и практически неосуществимо для мер емкости; этот же недостаток присущ предложенному в [3] преобразователю с мостовой уравновешенной схемой в качестве измерительной цепи.

В связи с указанным для решения поставленной задачи потребовалось воспользоваться рассмотренной в [2] методикой определения обоих параметров исследуемой меры путем проведения двукратных измерений с последующим решением полученной системы уравнений. При этом оказалось наиболее целесообразным взять за основу использовавшуюся в [4] мостовую квазиуравновешенную цепь [7] в модульном режиме, содержащую наряду с исследуемой мерой три резистивных элемента.

Ниже охарактеризована вкратце используемая цепь и дан анализ погрешности следящего преобразователя с такой цепью.

На рисунке приведена схема преобразователя электрической емкости в частоту с мостовой измерительной RC -цепью и модульным указателем одновременного сравнения (МУРС), который с помощью схемы управления (СУ) воздействует на частоту генератора (Г). Как отмечается в [8, 9], на работу таких указателей одноканальной структуры не влияют погрешности аддитивного и мультипликативного характера. Результаты исследований, приведенные в [10], показывают, что подобные указатели могут обеспечить высокие точность и быстродействие.

При установлении равенства модулей напряжений U_{ad} и U_{ac} в схеме (см. рисунок) частота колебаний генератора будет определяться выражением

$$\omega = \frac{\sqrt{1 - b^2 \left(1 + \frac{R_1}{R}\right)^2}}{R_1 C b} \approx \frac{\sqrt{1 - b^2}}{R_1 C b} \left(1 - \frac{b^2}{1 - b^2} \frac{R_1}{R}\right), \quad (1)$$

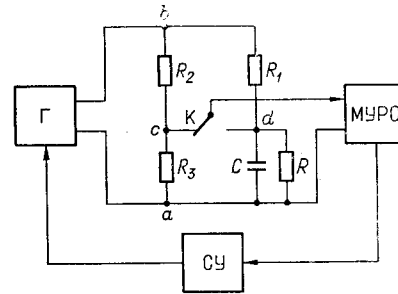
где $b = R_3 / (R_2 + R_3)$; R — сопротивление потерь конденсатора C . При взаимозамене плеч R_1 и RC условие квазиравновесия изменится:

$$\omega' = \frac{1}{R_1 C} \sqrt{\frac{b^2 \left(1 + \frac{R_1}{R}\right)^2 - \frac{R_1^2}{R^2}}{1 - b^2}} \approx \frac{b}{R_1 C \sqrt{1 - b^2}} \left(1 + \frac{R_1}{R}\right). \quad (2)$$

В отличие от исходной схемы (см. рисунок) выражения, относящиеся к данной схеме, здесь и в дальнейшем будут помечены штрихом.

Приближенные выражения получены при условии $R_1 \ll R$, что обычно имеет место.

Из (1) и (2) видно, что период колебаний линейно зависит от преобразуемой емкости и для этого нет необходимости накладывать



условие $R_3 \ll R_2$ [4], выполнение которого ведет к резкому снижению чувствительности моста, к изменениям преобразуемого параметра. Используя систему уравнений (1), (2), несложно определить параметры R и C исследуемой меры.

Систематическая относительная погрешность, вносимая параметром R при преобразовании емкости в частоту, по сравнению с идеальной мерой, как нетрудно заметить из (1), (2), будет определяться выражениями:

$$\delta\omega_R \approx -\frac{b^2}{1-b^2} \frac{R_1}{R}; \quad \delta\omega'_R \approx \frac{R_1}{R}. \quad (3)$$

Заметим, что если $b = \frac{1}{\sqrt{2}}$, то $-\delta\omega_R = \delta\omega'_R$ и $\omega = \omega'$; следовательно, сумма частот ω и ω' в первом приближении не зависит от параметра R , а разность этих частот от параметра C исследуемой меры.

В реальном преобразователе режим квазиравновесия выполняется неидеально и характеристика преобразования будет зависеть от типа системы регулирования, напряжения питания мостовой схемы, коэффициента усиления в цепи управления, входного сопротивления и входной емкости указателя.

В соответствии с [11] необходимым и достаточным условием полной независимости точности установки модульного режима квазиравновесия от входного сопротивления одноканального указателя разновременного сравнения является условие

$$Z_{ac} = Z_{ad},$$

где Z_{ac} и Z_{ad} — выходные сопротивления частотно-зависимой цепи, определенные относительно зажимов ac и ad соответственно. Очевидно, что в рассматриваемом случае выполнить это требование невозможно, однако при некоторых ограничениях, накладываемых на входное сопротивление указателя Z_y , можно найти соотношение параметров частотно-зависимой цепи, при котором также будет исключено влияние Z_y на точность установки режима квазиравновесия. Так, если считать входное сопротивление чисто резистивным ($Z_y = R_y$), то из условия независимости режима квазиравновесия от входного сопротивления [11] и с учетом того, что частота в момент квазиравновесия определяется выражениями (1), (2), можно получить следующее требование, предъявляемое к входному сопротивлению R_y :

$$R_y = \frac{RR_3(R_2^2 - R_1^2)}{2[R_1R_3(R + R_1) - RR_2(R_2 + R_3)]}; \quad (4)$$

$$R'_y = \frac{RR_2(R_3^2 - R_1^2) + 2R_1R_3(R_2R_3 - RR_1)}{2[R_1(R + R_1)(R_2 + 2R_3) - R_3(R_2 + R_3)(R + 2R_1)]}. \quad (5)$$

Эти выражения получены при условии, что измерительная цепь питается от источника напряжения.

Проанализируем влияние других факторов на характеристику преобразования в случае статической системы регулирования.

Пусть характеристика управления генератора будет близка к линейной:

$$\omega = \omega_0 + aU_{упр},$$

где a — коэффициент, определяющий крутизну характеристики управления генератора. Учитывая, что

$$U_{упр} = K(|U_{ad}| - |U_{ac}|),$$

получим уравнение, решая которое относительно ω , можно найти выражение для частоты установившихся колебаний генератора

$$\omega = \omega_0 + abKU \left[\frac{d}{b \sqrt{1 + (dR_1C\omega)^2}} - 1 \right]. \quad (6)$$

Здесь

$$b = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2}{R_y}}; \quad d = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_y} + \frac{R_1}{R}};$$

K — коэффициент усиления в цепи управления; U — амплитуда колебаний, подводимых к мостовой схеме; R_y — входное сопротивление указателя.

Алгебраические преобразования выражения (6) приводят к уравнению четвертой степени ω , точное решение которого чрезвычайно громоздко и неудобно для анализа. Однако при большом коэффициенте усиления выражение в квадратных скобках весьма близко к нулю, поэтому первый его член можно разложить в ряд Тейлора при значениях ω , обращающих его в единицу, ограничившись двумя первыми членами ряда. Тогда уравнение (6) примет вид

$$\omega = \omega_0 + abKU \left(1 - \frac{b^2}{d^2} - \omega bdR_1C \frac{\sqrt{d^2 - b^2}}{d} \right). \quad (7)$$

Решение (7) относительно ω дает функцию преобразования преобразователя

$$\omega = \frac{\sqrt{d^2 - b^2}}{bdR_1C} \left[1 + \frac{d^2}{(d^2 - b^2) bKaU} \left(\omega_0 - \frac{\sqrt{d^2 - b^2}}{bdR_1C} \right) \right]. \quad (8)$$

При взаимозамене плеч R_1 и RC аналогичные преобразования дают следующее выражение для частоты колебаний на выходе преобразователя:

$$\omega' = \frac{\sqrt{b^2 - e^2}}{dR_1C \sqrt{1 - b^2}} \left[1 - \frac{b(1 - e^2)}{aKU(1 - b^2)(b^2 - e^2)} \left(\omega_0 - \frac{\sqrt{b^2 - e^2}}{dR_1C \sqrt{1 - b^2}} \right) \right]. \quad (9)$$

Здесь $e = dR_1/R$.

В соответствии с [12] оценим влияние погрешностей параметров схемы преобразователя путем нахождения весовых коэффициентов относительных погрешностей

$$\delta\omega = G_{R_1} \delta R_1 + G_{R_2} \delta R_2 + \dots,$$

где $G_{R_1} = \frac{R_1}{\omega} \frac{\partial \omega}{\partial R_1}$; $G_{R_2} = \frac{R_2}{\omega} \frac{\partial \omega}{\partial R_2}$; ... — весовые коэффициенты относительных погрешностей элементов R_1 , R_2 и т. д.; δR_1 , δR_2 , ... — относительные погрешности элементов R_1 , R_2 и т. д.

Так как $\frac{1}{K} \ll 1$, то при нахождении весовых коэффициентов пренебрежем членами уравнений (8), (9), содержащими этот множитель, за исключением весовых коэффициентов параметров a , K , ω_0 , U . Выражения полученных таким образом коэффициентов приведены в таблице.

Проанализируем полученные результаты.

1. Погрешность преобразования, вызванная изменением K , a и U , зависит от преобразуемого параметра C . Найдем максимальное значение их весовых коэффициентов. Необходимо отметить, что вторым членом выражения в знаменателе по сравнению с единицей при большом K можно пренебречь, а второй член выражения в квадратных скобках числителя в этом случае приблизительно равен частоте на выходе преобразователя, т. е. погрешность будет максимальна на краях

Коэффициент погрешности	$ U_{ad} = U_{ac} $	$ U'_{ad} = U'_{ac} $
G_k	$\frac{d^3}{(d^3 - b^3) abKU} \left[\omega_0 - \frac{\sqrt{d^3 - b^3}}{bdR_1C} \right]$	$\frac{b(1 - e^2)}{(1 - b^2)(b^2 - e^2) aKU} \left[\omega_0 - \frac{1}{dR_1C} \sqrt{\frac{b^2 - e^2}{1 - b^2}} \right]$
G_a	$1 + \frac{d^3}{(d^3 - b^3) abKU} \left[\omega_0 - \frac{\sqrt{d^3 - b^3}}{bdR_1C} \right]$	$1 + \frac{b(1 - e^2)}{(1 - b^2)(b^2 - e^2) aKU} \left[\omega_0 - \frac{1}{dR_1C} \sqrt{\frac{b^2 - e^2}{1 - b^2}} \right]$
G_{Ry}	$\frac{bd}{(d^3 - b^3) Ry} (bR_1 - dR_2)$	$\frac{b^2}{Ry(b^2 - e^2)} \left[\frac{b(1 - e^2)}{1 - b^2} R_2 - dR_1 \right]$
G_{R_1}	$-1 - \frac{R_1(R + Ry) db^2}{RRy(d^3 - b^3)}$	$-1 + \frac{dR_1(R + Ry)}{RRy} - \frac{ed^2R_1}{(b^2 - e^2) R}$
G_{R_2}	$\frac{bd^2R_2}{(d^3 - b^3) R_3} \left(1 + \frac{R_3}{Ry} \right)$	$-\frac{b^2(1 - e^2) R^2}{(b^2 - e^2)(1 - b^2) R_3} \left(1 + \frac{R_3}{Ry} \right)$
G_{R_3}	$-\frac{bd^2R_3}{(d^3 - b^3) R_3}$	$\frac{b^2(1 - e^2) R_2}{(b^2 - e^2)(1 - b^2) R_3}$
G_{ω_0}	$\frac{d^3 \omega_0}{(b^2 - b^3) abKU} \left[1 + \frac{d^3}{(d^3 - b^3) abKU} \left(\omega_0 - \frac{\sqrt{d^3 - b^3}}{bdR_1C} \right) \right]$	$\frac{b(1 - e^2) \omega_0}{aKU(1 - b^2)(b^2 - e^2)} \left[1 + \frac{b(1 - e^2)}{aKU(1 - b^2)(b^2 - e^2)} \times \left(\omega_0 - \frac{1}{dR_1C} \sqrt{\frac{b^2 - e^2}{1 - b^2}} \right) \right]$

частотного диапазона преобразователя. Отсюда можно сделать вывод, что частоту ω_0 лучше всего выбирать как среднеарифметическое из верхней ω_B и нижней ω_H частот диапазона. В этом случае максимальное значение указанных коэффициентов будет равно

$$G_a = G_K = G_U = -\frac{d^2}{(d^2 - b^2)abKU} \frac{\omega_B - \omega_H}{2}; \quad (10)$$

$$G'_a = G'_K = G'_U = \frac{b(1 - e^2)}{aKU(1 - b^2)(b^2 - e^2)} \frac{\omega_B - \omega_H}{2}. \quad (10a)$$

Исследование этих выражений на минимум по параметру b показывает, что они будут минимальны при

$$b = \frac{d}{\sqrt{3}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}}; \quad (11)$$

$$b' = \sqrt{\frac{1 + e^2 + \sqrt{1 + 14e^2 + e^4}}{6}}. \quad (11a)$$

Последнее выражение можно упростить, если принять $R \gg R_1$, т. е. $e \ll 1$. Тогда

$$b' \approx \frac{1 + 2e^2}{\sqrt{3}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (11b)$$

При этих условиях максимальные значения обоих весовых коэффициентов будут равны

$$G_{a,K,U} = G'_{a,K,U} = \frac{3\sqrt{3}}{4aKU} (\omega_B - \omega_H). \quad (12)$$

2. Приравняв весовые коэффициенты входного сопротивления указателя G_{R_y} , G'_{R_y} нулю (см. таблицу), можно найти соотношение параметров схемы, при котором влияние изменений R_y на характеристику преобразования будет незначительно:

$$R_y = \frac{RR_3(R_2^2 - R_1^2)}{R_1R_3(R + R_1) - RR_2(R_2 + R_3)}; \quad (13)$$

$$R_2' = R_3 \frac{2R_y^2R_1(R + R_1) + R_1^2R(R_3 + 2R_y) - R_3R_y^2(R + 2R_1)}{R_3R_y(R_3 + R_y)(R + 2R_1) - R_1(R_3^2 - R_y^2)(R + R_1) - R_1^2R(R_3 + R_y)}. \quad (14)$$

Сравнивая эти выражения с (4), (5), можно заметить, что условия (4) и (13) несовместимы, а решение системы уравнений (5) и (14) приводит к отрицательным значениям R_y .

При выполнении равенств (4), (5) характеристика преобразования не зависит от входного сопротивления, однако нарушение их может вызвать значительные погрешности, так как (13) и (14) в этом случае невыполнимы. При выборе параметров схемы в соответствии с (13), (14) погрешности входного сопротивления практически не оказывают влияния на характеристику преобразования, но в этом случае R_y входит в условия квазиравновесия цепи и его следует считать параметром цепи уравновешивания.

Следовательно, если входное сопротивление указателя достаточно стабильно, предпочтительнее использовать режим (4), (5), так как функция преобразования при этих условиях проще; в противном случае необходимо применять условия (13), (14).

3. При $R_1 \ll R$ и $R_1 \ll R_y$ коэффициент $G_{R_1} \approx -1$, т. е. к стабильности резистора R_1 предъявляются жесткие требования.

4. Если $R_3 \ll R_y$, то $G_{R_3} \approx -G_{R_3}$; это значит, что при одинаковой конструкции и материале этих резисторов изменения их от внешних условий не будут вызывать значительных погрешностей.

5. Изменение частоты ω_0 также вызывает погрешности, которые уменьшаются с увеличением коэффициента усиления в цепи управления относительной крутизны характеристики управления $a_0 = a/\omega_0$ и напряжения U . Исследование выражений для G_{ω_0} и G'_{ω_0} на минимум по параметру b при условиях $R_1 \ll R$, $R_1 \ll R_y$ и $K \gg 1$ показывает, что они будут минимальны при

$$b \approx \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (15)$$

6. В выражениях (8), (9) не учтено влияние входной емкости индикатора. Для простоты рассмотрим ее воздействие на характеристику преобразования без учета других влияющих факторов (R_y , R , K), что допустимо, если $R_y \gg R_1$ и $R \gg R_1$, а коэффициент усиления K достаточно велик. В этом случае

$$\omega = \frac{\sqrt{1-b^2}}{bR_1C \sqrt{\left(1 + \frac{C_y}{C}\right)^2 - \frac{C_y^2 R_2^2}{C^2 R_1^2}}}. \quad (16)$$

Выражение для ω' получается очень громоздким, однако если принять, что $\frac{C_y}{C} \ll 1$, то его можно существенно упростить:

$$\omega' = \frac{b}{R_1C \sqrt{1 - b^2 \left(1 + \frac{C_y}{C}\right)^2}}. \quad (16a)$$

Из выражений (16), (16a) видно, что зависимость периода от емкости C нелинейна. Оценим нелинейность характеристики коэффициентом нелинейности

$$\alpha = \frac{\left(\frac{\partial T}{\partial C}\right)_{\max} - \left(\frac{\partial T}{\partial C}\right)_{\min}}{\left(\frac{\partial T}{\partial C}\right)_{\max}};$$

$$\alpha = 1 - \sqrt{\frac{1 + \frac{2C_y}{C_{\max}}}{1 + \frac{2C_y}{C_{\min}}}} \approx \frac{C_y}{C_{\min}} \left(1 - \frac{C_{\min}}{C_{\max}}\right); \quad (17)$$

$$\alpha' = 1 - \sqrt{\frac{1 + \frac{b^2 2C_y}{C_{\max}(1-b^2)}}{1 + \frac{b^2 2C_y}{(1-b^2)C_{\min}}}} \approx \frac{b^2 C_y}{(1-b^2)C_{\min}} \left(1 - \frac{C_{\min}}{C_{\max}}\right). \quad (17a)$$

Здесь C_{\max} и C_{\min} — максимальное и минимальное значения диапазона преобразуемых емкостей. Приближенные равенства получены из условия, что $C_y \ll C_{\min}$. Из выражений (17), (17a) видно, что при большом коэффициенте перекрытия диапазона коэффициент нелинейности определяется в основном минимальным значением преобразуемой емкости. Следует отметить, что коэффициент α' зависит от параметра b и может быть существенно меньше коэффициента α . Так, при оптимальном b значение α' примерно в два раза меньше α .

Формулы весовых коэффициентов погрешности входной емкости имеют вид:

$$G_{C_y} = \frac{1}{1 + \frac{2C_y}{C}} \frac{C_y}{C} \approx \frac{C_y}{C}; \quad (18)$$

$$G'_{C_y} = \frac{b^2 \left(1 + \frac{C_y}{C}\right)}{1 - b^2 \left(1 + \frac{C_y}{C}\right)^2} \frac{C_y}{C} \approx \frac{b^2 C_y}{(1 - b^2) C}, \quad (18a)$$

т. е. во втором случае весовой коэффициент может быть также меньше при соответствующем выборе параметров схемы.

ВЫВОДЫ

Определение обоих параметров меры емкости с помощью преобразователей следящего уравнивания с измерительной RC -цепью возможно при использовании мостовой измерительной цепи с одним реактивным элементом в модульном режиме квазиравновесия (см. рисунок) путем двукратных измерений при различном включении элементов измерительной цепи с последующим решением системы из двух уравнений.

Погрешности преобразования, вызванные нестабильностью параметров схемы, будут минимальны, если $R_2 \approx R_3(\sqrt{3} - 1)$, однако в этом случае частоты ω и ω' примерно в два раза отличаются друг от друга. Так как параметры исследуемой меры всегда частотно-зависимы, то это может привести к появлению неопределяемой погрешности, поэтому предпочтительнее выбирать соотношение параметров схемы, при котором $\omega \approx \omega'$. Это может быть достигнуто при $R_2 \approx R_3(\sqrt{2} - 1)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. И. Васильев, Ю. П. Дробышев, А. Ф. Котюк, А. Г. Флеер. Дистанционное сличение мер и измерительных приборов.— Измерительная техника, 1969, № 12.
2. В. И. Сметанин. Определение систематических погрешностей преобразователя поверяемой меры при дистанционном сличении мер.— Труды СГНИИМ, вып. 7. Новосибирск, 1970.
3. В. Ю. Кнеллер, Л. Н. Соколов. Мостовые преобразователи сопротивления, емкости и индуктивности в частоту.— Измерительная техника, 1963, № 3.
4. А. А. Бахтизион, В. С. Попов. Частотный измерительный преобразователь сопротивления, емкости, индуктивности.— ИВУЗ, Приборостроение, 1968, № 9.
5. М. М. Фетисов. Метод преобразования параметров электрических цепей в изменение частоты.— Измерительная техника, 1964, № 1.
6. С. М. Казаков, В. А. Красиленко, К. М. Соболевский. Раздельное преобразование параметров пассивных комплексных величин методами уравнивания.— Автометрия, 1968, № 5.
7. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамбергер. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
8. С. М. Казаков, К. М. Соболевский, В. Н. Сумительнов. Указатели измерительных состояний цепей уравнивания.— Автометрия, 1968, № 6.
9. А. Д. Ниженский, Ю. А. Скрипник. Измерение неравномерностей частотных характеристик комплексных сопротивлений.— В сб. «Исследование электроизмерительных и магнитоизмерительных устройств». Киев, «Наукова думка», 1967.
10. В. Н. Сумительнов. Разработка и исследование указателей измерительных состояний (применительно к раздельному измерению параметров комплексных величин). Автореферат канд. дисс. Новосибирск, 1971.
11. С. М. Казаков, К. Б. Карандеев, К. М. Соболевский. К теории квазиуравновешенных электроизмерительных цепей.— Автометрия, 1967, № 3.
12. В. И. Сметанин. Анализ погрешностей преобразователя электрической емкости в интервал времени.— Труды СГНИИМ, вып. 7. Новосибирск, 1970.

Поступила в редакцию 15 сентября 1971 г.,
окончательный вариант — 4 апреля 1972 г.