АКАДЕМИЯ НАУК СССР
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
АВТОМЕТРИЯ
№ 3 1971

УДК 621.317.32

А. В. РУКОЛАЙНЕ, Л. В. СМОЛКО
(Ленинград)

МЕТОД РАСЧЕТА ЧАСТОТНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЕЙСТВУЮЩЕГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ (ТОКА)

Частотная погрешность преобразователей при измерении действующего значения напряжения и тока произвольной формы кривой составляет основную долю погрешностей и, по существу, определяет достижимую точность в этой области измерений. Известно, что для измерения действующего значения сигнала (ДЗС) конкретного вида с заданной точностью необходимо, чтобы выполнялись определенные соотношения между частотным диапазоном преобразователя и активной полосой спектра сигнала. Однако вычисление активной полосы спектра сигнала с учетом того условия, что за номер наивысшей гармоники в сигнале принимается тот, начиная с которого действующее значение отброшенных гармоник более высокого порядка лежит в пределах допустимой погрешности, представляет собой весьма трудоемкую задачу [1].

Метод расчета частотной погрешности, предложенный в [2], являясь приближенным, при малой допустимой погрешности расчета приводит к необходимости рассматривать конечные суммы с большим числом гармонических составляющих сигнала.

Определение частотных погрешностей преобразователей действующего значения (ПДЗ), линейная часть которых описывается линейными дифференциальными уравнениями n-го порядка с постоянными коэффициентами, в рассматриваемом методе разбивается на три этапа: 1) расчет установившегося режима на выходе преобразователя; 2) вычисление идеального и реального действующих значений выходного сигнала; 3) определение частотной погрешности.

Достоинство предлагаемого метода расчета погрешностей заключается в том, что, являясь в своей основе точным, он отличается элементарностью используемого аппарата и позволяет упростить громоздкие вычисления. Это особенно наглядно проявляется в случае входных сигналов, представляемых кусочно-линейными функциями.

Предлагаемый метод расчета установившегося режима выходного сигнала преобразователя отличается от известных [2, 3] способом суммирования ряда из установившихся процессов от каждой гармонической составляющей входного сигнала. При этом сумма ряда представляется в виде некоторого определенного интеграла. Это позволяет найти точное решение поставленной задачи для входных напряжений и токов произвольной формы кривой нетипового вида. На втором расчетном этапе для ПДЗ, описываемых дифференциальными уравнениями первого или второго порядка, реальное действующее значение выходного сигнала ($Y_{\text{р}}$) выражается через его идеальное значение ($Y_{\text{ид}}$) за счет использования уравнения, которому удовлетворяет установившийся режим. При расчете отсутствуют принципиальные ограничения на порядок дифференциального уравнения ПДЗ, однако его повышение приводит к более громоздким выражениям.

Что касается третьего расчетного этапа, то частотная погрешность (γ) определяется по известной формуле:

$$\gamma = \frac{Y_{\text{ид}} - Y_{\text{р}}}{Y_{\text{ид}}} \cdot 100\%, \tag{1}$$

в которой числитель и знаменатель связаны общим уравнением, полученным на втором расчетном этапе.

Перейдем к изложению метода. Рассмотрим преобразователь действующего значения, линейная часть которого описывается дифференциальным уравнением n-го порядка

$$y^n + A_1 y^{(n-1)} + \ldots + A_n y = A_0 X_{\text{вх}}(t) \equiv F(t), \tag{2}$$

где A_0, $A_1, \ldots, A_n$ — постоянные; $X_{\text{вх}}(t)$ — входной периодический сигнал; $y(t)$ — функция, описывающая мгновенные значения выходного сигнала преобразователя.

Установившийся режим, описываемый функцией $y_{\text{уст}}(t)$, будем рассматривать для случая попарно различных, с отрицательными вещественными частями корней $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$ характеристического уравнения $D(\lambda) = 0$, где

$$D(\lambda) = \lambda^n + A_1 \lambda^{n-1} + \ldots + A_n. \tag{3}$$

Представим функции $F(t)$ и $y_{\text{уст}}(t)$ в виде ряда Фурье в комплексной форме:

$$F(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{ik\omega t}, \tag{4}$$

где

$$\omega = \frac{2\pi}{T}; \quad c_k = \frac{1}{T} \int_0^T F(s) e^{-ik\omega s} ds; \tag{5}$$

$$y_{\text{уст}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k e^{ik\omega t}. \tag{6}$$

Учитывая выражение (6), уравнение (2) можно представить в виде

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{\text{к}} D(ik\omega) e^{ik\omega t} = F(t), \tag{7}$$

и, принимая во внимание (4), находим

$$d_k = \frac{c_k}{D(ik\omega)}. \tag{8}$$

Подставляя найденные значения для d_k и c_k в (6), получаем

$$y_{\text{уст}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{D(ik\omega)} \frac{1}{T} \int_0^T F(s) e^{ik\omega(t-s)} ds. \tag{9}$$

С целью упрощения проведем дальнейшее преобразование этого выражения. Воспользуемся разложением рациональной функции $\frac{1}{D(\lambda)}$ на простейшие дроби [4]

$$\frac{1}{D(\lambda)} = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{D'(\lambda_j)(\lambda - \lambda_j)}. \tag{10}$$

При этом $y_{уст}(t)$ принимает вид

$$y_{уст}(t) = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{D'(\lambda_j)} \int_0^T F(s) \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{e^{ik\omega(t-s)}}{ik\omega - \lambda_j} ds. \tag{11}$$

Приняв (t—s) за новую переменную интегрирования, в силу периодичности подынтегральной функции имеем

$$y_{уст}(t) = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{D'(\lambda_j)} \int_0^T F(t-s) \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{e^{ik\omega s}}{ik\omega - \lambda_j} ds. \tag{12}$$

Для суммирования ряда заметим, что функция $\frac{e^{\lambda_j t}}{1 - e^{\lambda_j T}}$, заданная в промежутке [0, T], разлагается в следующий ряд Фурье, записанный в комплексной форме:

$$\frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{e^{ik\omega t}}{ik\omega - \lambda_j}. \tag{12a}$$

Исходя из (12), (12 а), получим окончательное выражение

$$y_{уст}(t) = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{D'(\lambda_j)} \int_0^T F(t-s) \frac{e^{\lambda_j s}}{1 - e^{\lambda_j T}} ds. \tag{13}$$

Сделав очевидную замену переменной, найдем более удобную запись выражения (13):

$$y_{уст}(t) = \sum_{j=1}^{n} \frac{e^{\lambda_j t}}{D'(\lambda_j)(1 - e^{\lambda_j T})} \int_{t-T}^{t} F(s) e^{-\lambda_j s} ds, \tag{14}$$

или

$$y_{уст}(t) = \sum_{j=1}^{n} \frac{A_0 e^{\lambda_j t}}{D'(\lambda_j)(1 - e^{\lambda_j T})} \int_{t-T}^{t} X_{вх}(s) e^{-\lambda_j s} ds.$$

Так как значение $y_{уст}(t)$ зависит от вида входного сигнала, то для его расчета в каждом конкретном случае требуется вычисление интегралов. При анализе частотных погрешностей ПДЗ в качестве пробных сигналов часто используют сигналы прямоугольной или треугольной формы, которые в общем виде могут быть представлены кусочно-линейными функциями. Для этой совокупности входных воздействий выражение (13) для $y_{уст}(t)$ можно преобразовать, чтобы избавиться от интегралов. Для этого введем следующее понятие: для кусочно-непрерывной функции $x(t)$ будем называть суммой скачков функции $x(t)$ на отрезке $[a, b]$ следующую сумму:

$$x(b-0) - x(a+0) + \sum_k [x(m_k - 0) - x(m_k + 0)], \tag{15}$$

где $m_1, m_2, \ldots, m_k$— все точки разрыва функции $x(t)$ на интервале (a,b); $x(m_k+0)$ и $x(m_k-0)$ обозначают соответственно правосторонний и левосторонний пределы функции $x(t)$ в точке m_k Будем обозначать эту сумму символом $x_{[a,b]}$. Тогда общеизвестную формулу интегрирования по частям для кусочно-непрерывных и кусочно-дифференцируемых функций $u(t)$ и $v(t)$ можно записать так:

$$\int_a^b u v' dt = (uv)_{[a,b]} - \int_a^b u' v dt. \tag{16}$$

Используя (16) для вычисления интеграла в формуле (14), получим

$$\int_{t-T}^{t} F(s) e^{-\lambda_j s} ds = -\frac{1}{\lambda_j}\left(F(s) e^{-\lambda_j s}\right)_{[t-T,t]} + \frac{1}{\lambda_j}\int_{t-T}^{t} F'(s) e^{-\lambda_j s} ds =$$

$$= -\frac{1}{\lambda_j}\left(F(s) e^{-\lambda_j s}\right)_{[t-T,t]} - \frac{1}{\lambda_j^2}\left(F'(s) e^{-\lambda_j s}\right)_{[t-T,t]} + \frac{1}{\lambda_j^2}\int_{t-T}^{t} F''(s) \times$$

$$\times e^{-\lambda_j s} ds. \tag{17}$$

Принимая во внимание, что для кусочно-линейных функций $F''(s)=0$, находим выражение

$$y_{\text{уст}}(t) = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{D'(\lambda_j)} \frac{e^{\lambda_j t}}{1-e^{\lambda_j T}} \left(-\frac{1}{\lambda_j}\right)\left\{\left(F(s) e^{-\lambda_j s}\right)_{[t-T,t]} + \frac{1}{\lambda_j} \times\right.$$

$$\left. \times \left(F'(s) e^{-\lambda_j s}\right)_{[t-T,t]}\right\}. \tag{18}$$

В случае кусочно-постоянных функций выражение (18) еще упрощается за счет отсутствия второго слагаемого в фигурной скобке.

Для определения частотной погрешности преобразователя необходимо вычислить действующее значение выходной величины

$$Y_{\text{р}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T y_{\text{уст}}^2(t)\, dt}. \tag{19}$$

Непосредственное вычисление $Y_{\text{р}}$ по формуле (19) путем подстановки выражения (18) для $y_{\text{уст}}(t)$ слишком громоздко. Возможно упрощение вычислений за счет использования уравнения, которому удовлетворяет установившийся процесс, представленный функцией $y_{\text{уст}}(t)$. При этом существенно используется непрерывность $y_{\text{уст}}(t)$ и ее производных до порядка $(n-1)$ включительно и непрерывность $y_{\text{уст}}^{(n)}(t)$, если $F(t)$ непрерывна. Продемонстрируем вычисление действующего значения для рассматриваемых сигналов при $n=1$ и $n=2$. При $n=1$ имеем уравнение вида

$$y' + A_1 y = A_0 X_{\text{вх}}(t) \equiv F(t), \tag{20}$$

где A_1, A_0 — постоянные коэффициенты. Нетрудно проверить, что любое решение этого уравнения удовлетворяет следующему уравнению:

$$y^2 = \frac{1}{A_1^3}[A_1 F_2 + (y'F)' - y'F' - FF'] - \frac{1}{A_1} y y'. \tag{21}$$

Подставляя вместо y периодическое решение $y_{\text{уст}}(t)$ уравнения (20) и интегрируя полученное тождество, имеем

$$\int_0^T y_{\text{уст}}^2 dt = \frac{1}{A_1^2}\int_0^T F^2 dt - \frac{1}{A_1^3}\int_0^T y'_{\text{уст}} F' dt + \frac{1}{A_1^3}\int_0^T (y'_{\text{уст}} F)' dt - \frac{1}{A_1^3}\int_0^T F' F dt - -\frac{1}{A_1}\int_0^T y_{\text{уст}}\, y'_{\text{уст}} dt. \qquad (22)$$

Поскольку для непрерывной функции $F(t)$ все интегралы $\int_0^T F'F dt$, $\int_0^T yy' dt$, $\int_0^T (y'F)' dt$ равны нулю, получаем

$$Y_{\text{р}} = \sqrt{\frac{1}{A_1^2}\frac{1}{T}\int_0^T F^2 dt - \frac{1}{A_1^3 T}\int_0^T F' y' dt}, \qquad (23)$$

если $F(t)$ — непрерывная функция.

Заметим, что первый интеграл выражения (23) является квадратом действующего значения входного сигнала, второй — легко вычисляется, если $F(t)$ — кусочно-линейная функция, так как сводится к интегралу от производной.

Для второго случая, когда функция $F(t)$ является кусочно-постоянной, путем аналогичных рассуждений находим выражение

$$Y_{\text{р}} = \sqrt{\frac{1}{A_1^2}\frac{1}{T}\int_0^T F^2 dt + \frac{1}{A_1^3 T}\int_0^T (y'_{\text{уст}} F')\, dt}, \qquad (24)$$

так как $F'(t) = 0$, кроме конечного числа точек разрыва.

Когда динамика линейной части преобразователя действующих значений описывается дифференциальным уравнением второго порядка

$$y'' + A_1 y' + A_2 y = A_0 X_{\text{вх}}(t) \equiv F(t), \qquad (25)$$

его решение удовлетворяет следующему уравнению:

$$y^2 = \frac{1}{A_2^2}\left\{F^2 + \left(2 - \frac{A_1^2}{A_2}\right) F'y' + \left(\frac{1}{A_1} - \frac{A_1}{A_2}\right) F'y'' + \frac{d}{dt}\left[-F(A_1 y + y') + \frac{1}{2}\left(\frac{A_1}{A_2} - \frac{1}{A_1}\right)(F^2 - A_2^2 y^2) + \frac{A_2}{A_1}\left(yy'' - \frac{1}{2}y'^2\right)\right]\right\}. \qquad (26)$$

Следуя тем же рассуждениям, что и в случае использования дифференциального уравнения первого порядка, находим, что действующее значение для непрерывной кусочно-линейной функции $F(t)$ равно

$$Y_{\text{р}} = \sqrt{\frac{1}{A_2^2}\frac{1}{T}\int_0^T F^2 dt + \frac{1}{A_2^2}\left[\left(2 - \frac{A_1^2}{A_2}\right)\frac{1}{T}\int_0^T F' y'_{\text{уст}} dt + \left(\frac{1}{A_1} - \frac{A_1}{A_2}\right)\frac{1}{T} \times \int_0^T F' y''_{\text{уст}} dt\right]}. \qquad (27)$$

Для кусочно-постоянной функции $F(t)$ выражение для $Y_р$ получается аналогично.

Далее, переходя к третьему расчетному этапу — вычислению частной погрешности, представим полученные выражения для действующего значения входного сигнала в виде

$$Y_р = \sqrt{Y_{ид}^2 + \Delta}\,, \tag{28}$$

где Δ — абсолютное значение погрешности квадрата действующего значения выходного сигнала. Тогда для относительной погрешности имеем

$$\gamma_т = \frac{Y_{ид} - \sqrt{Y_{ид}^2 + \Delta}}{Y_{ид}} = 1 - \sqrt{1 + \frac{\Delta}{Y_{ид}^2}}\,, \tag{29}$$

или для приближенных расчетов

$$\gamma_п = \frac{1}{2}\frac{\Delta}{Y_{ид}^2}, \tag{30}$$

где $\gamma_т$ — точное значение относительной величины частотной погрешности; $\gamma_п$ — приближенное значение относительной величины частотной погрешности.

В таблице приведены данные для расчета частотных погрешностей преобразователей действующего значения напряжения (тока), линейная часть которых описывается дифференциальными уравнениями первого и второго порядка с постоянными коэффициентами для входных сигналов, аппроксимируемых кусочно-линейными или кусочно-постоянными функциями.

Очевидно, что на основании точных аналитических выражений для погрешностей могут быть сделаны выводы о влиянии параметров преобразователя на их величину и о способах коррекции.

Приложение

Рассмотрим конкретный пример вычисления погрешности по предлагаемому методу для простейшей R, L, C цепи (рис. 1), описываемой линейным дифференциальным уравнением 2-го порядка

$$\frac{d^2}{dt^2} I_L(t) + A_1 \frac{d}{dt} I_L(t) + A_2 I_L(t) = A_0 u(t), \tag{1П}$$

где

$$A_1 = \frac{R}{L} + \frac{1}{CR_д}; \qquad A_2 = \frac{1}{LC}\left(1 + \frac{R}{R_д}\right); \qquad A_0 = \frac{1}{LCR_д};$$

$u(t)$ — входное напряжение; $I(t)$ — входной ток цепи.

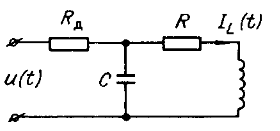

Рис. 1.

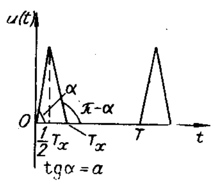

Рис. 2.

В дальнейшем обозначаем $I_L(t)$ через $y(t)$. Предположим, что входной сигнал $u(t)$ представляет собой непрерывную периодическую функцию (рис. 2). Для вычисления действующего значения выходной величины $Y_р$ воспользуемся формулой (27).

Вид входного сигнала	Уравнение линейной части ПДЗ	Идеальное значение ($Y_{ид}$)	Абсолютная погрешность квадрата действующего значения (Δ)
Кусочно-линейная непрерывная периодическая функция	$y' + A_1 y = A_0 X_{вх}(t) \equiv F(t)$	$\frac{F_д}{A_1}$	$\frac{1}{A_1^3 T}\int_0^T F'(t)\, y'_{уст} dt$
Кусочно-постоянная периодическая функция		$\frac{F_д}{A_1}$	$\frac{1}{A_1^3 T}\int_0^T \left[y'_{уст}(t) F(t)\right]' dt$
Кусочно-линейная непрерывная периодическая функция	$y'' + A_1 y' + A_2 y = A_0 X_{вх}(t) \equiv F(t)$	$\frac{F_д}{A_2}$	$\frac{1}{A_2^2 T}\left\{\left(2 - \frac{A_1^2}{A_2}\right)\int_0^T F'(t) y'_{уст}(t)\, dt + \left(\frac{1}{A_1} - \frac{A_1}{A_2}\right)\int_0^T F'(t) y''_{уст}(t)\, dt\right\}$
Кусочно-постоянная периодическая функция		$\frac{F_д}{A_2}$	$\frac{1}{A_2^2 T}\int_0^T \left[-F(t)\left(A_1 y_{уст}(t) + y'_{уст}(t)\right) + \frac{A_2}{A_1}\left(y_{уст}(t)\, y''_{уст}(t)\right)\right]' dt$

П р и м е ч а н и е. $F_д = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T A_0^2 X_{вх}^2(t)\, dt}$, где T — период входного сигнала; $\gamma_т = 1 - \sqrt{1 + \frac{\Delta}{Y_{ид}^2}}$ — точное значение относительной частотной погрешности ПДЗ.

Так как

$$F'(t) = A_0 u'(t) = \begin{cases} aA_0 \text{ для } t \in \left(0, \frac{1}{2} T_x\right); \\ -aA_0 \text{ для } t \in \left(\frac{1}{2} T_x, T_x\right); \\ 0 \text{ для } t \in (T_x, T), \end{cases}$$

то

$$\int_0^T F' y'_{\text{уст}}(t)\,dt = aA_0 \left[2y_{\text{уст}}\left(\frac{1}{2} T_x\right) - y_{\text{уст}}(0) - y_{\text{уст}}(T_x)\right]; \qquad (2\Pi)$$

$$\int_0^T F' y''_{\text{уст}}(t)\,dt = aA_0 \left[2y'_{\text{уст}}\left(\frac{1}{2} T_x\right) - y'_{\text{уст}}(0) - y'_{\text{уст}}(T_x)\right]. \qquad (3\Pi)$$

Остается найти значения функций $y_{\text{уст}}(t)$ и $y'_{\text{уст}}(t)$ в точках $0, \frac{1}{2} T_x, T_x$. Для этого используется формула (18), если $n=2$. При этом вычисление $y'_{\text{уст}}(t)$ не требует построения $y_{\text{уст}}(t)$ на отрезке $[0, T]$ в силу следующего обстоятельства. Функция $z(t) = y'_{\text{уст}}(t)$, являясь непрерывной и дифференцируемой, есть установившееся решение уравнения

$$z''(t) + A_1 z'(t) + A_2 z(t) = A_0 u'(t), \qquad (4\Pi)$$

полученного дифференцированием уравнения (1П). Поэтому вычисление $y'_{\text{уст}}(t) = z(t)$ в точках $0, \frac{1}{2} T_x, T_x$ можно проводить по формуле (18) с естественной заменой $F(t)$ на $A_0 u'(t)$ и отбрасыванием второго слагаемого в фигурной скобке, так как в рассматриваемом случае правая часть $A_0 u'(t)$ уравнения (4П) кусочно-постоянна.

Опуская подробности вычисления, укажем, например, что

$$y_{\text{уст}}(0) = -\frac{aA_0}{\lambda_1^2(\lambda_1 - \lambda_2)} \frac{1}{1 - e^{\lambda_1 T}} \left[- e^{\lambda_1 T} + 2e^{\lambda_1 (T - T_x/2)} - e^{\lambda_1 (T - T_x)}\right] +$$
$$+ \frac{aA_0}{\lambda_2^2(\lambda_1 - \lambda_2)} \frac{1}{1 - e^{\lambda_2 T}} \left[- e^{\lambda_2 T} + 2e^{\lambda_2 (T - \frac{1}{2} T_x)} - e^{\lambda_2 (T - T_x)}\right].$$

Аналогичные выражения были получены в точках $\frac{1}{2} T_x, T_x$ для $y_{\text{уст}}(t)$ и $y'_{\text{уст}}(t)$. После подстановки их в (2П), (3П) и затем в (27), находим

$$Y_p = \frac{A_0^2}{A_2^2 T} \left\{ \int_0^T u^2(t)\,dt + \left(2 - \frac{A_1^2}{A_2}\right) \frac{a^2 T_x}{A_2} + \frac{a^2 \lambda_2^2}{(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)\lambda_1^3} \frac{1 - e^{-\frac{1}{2}\lambda_1 T_x}}{1 - e^{\lambda_1 T}} \times \right.$$
$$\times \left[3 - 3e^{\lambda_1 \left(T - \frac{1}{2} T_x\right)} + e^{\lambda_1 (T - T_x)} - e^{-\frac{1}{2}\lambda_1 T_x}\right] - \frac{a^2 \lambda_1^2}{(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)\lambda_2^3} \frac{1 - e^{-\frac{1}{2}\lambda_2 T_x}}{1 - e^{\lambda_2 T}} \times$$
$$\left. \times \left[3 - 3e^{\lambda_2 \left(T - \frac{1}{2} T_x\right)} + e^{\lambda_2 (T - T_x)} - e^{\frac{1}{2}\lambda_2 T_x}\right] \right\}, \qquad (5\Pi)$$

где

$$\int_0^T u^2(t)\,dt = \frac{1}{12} a^2 T_x^3.$$

При численных расчетах иногда удается упростить выражение (5П) за счет малости экспонент и некоторых слагаемых. Тогда, вычисляя относительную погрешность по формуле (30), имеем

$$\gamma_{\text{п}} = 6\,\frac{\left(2 - \dfrac{A_1^2}{A_2}\right)}{A_2 T_x^2} \cdot 100\,\%. \tag{6П}$$

Далее, выражая величину T_x через скважность q_x, определяемую как $q_x = \dfrac{T}{T_x}$, получим

$$\gamma_{\text{п}} = 6\,\frac{\left(2 - \dfrac{A_1^2}{A_2}\right) q_x^2}{A_2 T^2} \cdot 100\,\%. \tag{7П}$$

Выражение (7П) позволяет, исходя из допустимой погрешности $\gamma_{\text{п. доп}}$, выбрать диапазон изменения временного параметра T_x входного сигнала. Кроме того, при заданных q_x и $\gamma_{\text{п. доп}}$ возможно получение необходимых соотношений между A_1 и A_2, позволяющих путем выбора R, C, L найти допустимую величину погрешности $\gamma_{\text{п}}$.

Приведем численный расчет величины относительной частотной погрешности для $R = R_{\text{д}} = 5 \cdot 10^3$ Ом, $L = 0{,}2$ Г, $C = 10$ пФ. Приведенные значения параметров соответствуют, например, данным электродинамического измерительного механизма. Принимая допустимую величину относительной частотной погрешности равной 0,1%, получим, что $T_{\min} = 1{,}5 \cdot 10^{-2}$ с при $q_x = 10$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. И. Волгин. Исследование и разработка методов и аппаратуры для измерения эффективного значения напряжений произвольной формы. Реферат канд. дисс. Таллин, 1964.
2. А. Г. Козачок, Ю. Н. Солодкин. Метод расчета погрешностей первичных преобразователей при измерении действующего значения сигналов.— Автометрия, 1968, № 3.
3. А. М. Заездный. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. М.— Л., Госэнергоиздат, 1961.
4. И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М., Гостехиздат, 1955.

Поступила в редакцию
27 июля 1970 г.,
окончательный вариант —
7 января 1971 г.