УДК 621.317

И. П. ЗАХАРОВ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМОЙ ИНЕРЦИОННОСТИ ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ ДИНАМИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ МОЩНОСТИ РАДИОСИГНАЛОВ

Изменение во времени мощности радиосигналов характеризуется текущим значением [1]

$$P_T(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^{t} P(\theta)\, d\theta, \qquad (1)$$

где $P(\theta)$ — мгновенная мощность радиосигнала; T — интервал усреднения, кратный периоду несущей частоты (или существенно больший его). Реализация выражения (1) предполагает осуществление выборки радиосигнала на интервале $(t—T;\ T)$ и интегрирование его мгновенной мощности за время выборки.

Выборку радиосигнала удобно производить в видеотракте [2], тогда текущая мощность определяется по параметрам выходного сигнала $y(t)$ первичного измерительного преобразователя (ИП) согласно выражению

$$P_T(t) = \frac{1}{K_п T} \int_{t-T}^{t} y(\theta)\, d\theta, \qquad (2)$$

в котором $K_п$ — статический коэффициент преобразования ИП. Метод выборки в видеотракте предполагает безынерционность ИП, что для реальных преобразователей в общем случае невыполнимо. Так, тепловые ИП обладают остаточной инерционностью даже после коррекции их динамических характеристик, а в состав полупроводниковых ИП входит фильтр низких частот, образуемый внутренним сопротивлением их чувствительного элемента и конструктивной емкостью преобразователя, обеспечивающий фильтрацию пульсаций продетектированного радиосигнала. Постоянная времени фильтра должна быть тем больше, чем ниже несущая частота радиосигнала.

Инерционность ИП приводит к возникновению динамической погрешности δ измерения $P_T(t)$, поэтому при реализации метода выборки в видеотракте следует оценить допустимую инерционность ИП, при которой погрешность δ не превысит заданного значения. Сформулированную задачу решаем в предположении, что ИП моделируется апериодическим звеном первого порядка, а величина $P_T(t)$ обладает финитным спектром с граничной частотой $f_{гр}$. В этом случае передаточная функция ИП описывается выражением $H_п = K_п/(\alpha S + 1)$, где α — постоянная времени. Поскольку

ку текущее значение мощности в соответствии с определением (1) — линейная комбинация мгновенных значений $P(t)$, запишем

$$\alpha \frac{\mathrm{d}y_T(t)}{\mathrm{d}t} + y_T(t) = K_{\text{п}} P_T(t). \tag{3}$$

Здесь $y_T(t)$ — текущее значение выходного сигнала ИП.

Относительная погрешность измерения $P_T(t)$, приведенная к его максимальному значению P_{TM}, равна

$$\delta(t) = \frac{y_T(t)}{K_{\text{п}} P_{TM}} - 1 = \frac{\alpha}{K_{\text{п}} P_{TM}} \frac{\mathrm{d}y_T(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{4}$$

Так как скорость изменения выходного сигнала линейного инерционного ИП не может быть больше скорости изменения его входного сигнала, для максимального значения погрешности δ получаем из (4) следующее выражение:

$$\delta_M = \alpha \left(\frac{\mathrm{d}P_T}{\mathrm{d}t} / P_{TM} \right)_{\text{макс}}. \tag{5}$$

Для сигналов с финитным спектром известно неравенство Бернштейна [3], связывающее граничную частоту спектра $f_{\text{гр}}$ с любой из их нормированной производной. В общем случае для n-й производной текущего значения входного сигнала ИП

$$f_{\text{гр}}^{n} \geqslant \left(\frac{P_T^{(n)}}{P_{TM}} \right)_{\text{макс}}. \tag{6}$$

Подставляя (6) в (5), относительно постоянной времени имеем выражение $\alpha = \delta_M / f_{\text{гр}}$ (7). При бесконечном спектре мгновенной мощности $P(t)$ значение $f_{\text{гр}}$ определяется временем усреднения T. Связь между $f_{\text{гр}}$ и T можно получить, исходя из следующих соображений.

Амплитудно-частотная характеристика устройства усреднения (УУ), реализующего выражение (2),

$$K_{\text{у}}(\omega) = \frac{|\sin \omega T/2|}{\omega T/2}. \tag{8}$$

В предельном случае при равномерном спектре входного сигнала УУ на интервале $(-\omega_{\text{гр}};\ \omega_{\text{гр}})$ распределение энергии в спектре выходного сигнала УУ аналогично распределению энергии в спектре прямоугольного импульса длительностью T. Энергия выходного сигнала УУ в полосе частот $(-\omega_{\text{гр}};\ \omega_{\text{гр}})$ равна

$$E_{\text{вых}}(\omega_{\text{гр}}) = \frac{2E_0}{\pi} \left[\mathrm{Si}\, \omega_{\text{гр}} T - \frac{2 \sin^2 (\omega_{\text{гр}} T/2)}{\omega_{\text{гр}} T} \right], \tag{9}$$

где $\omega_{\text{гр}} = f_{\text{гр}}/2\pi$; E_0 — полная энергия импульса.

Относительная погрешность передачи энергии входного сигнала при ограничении предельной частоты спектра значением $\omega_{\text{гр}}$

составляет $\delta_W = E_{вых}(\omega_{гр})/E_0 - 1$ (10). Зависимость $\delta_W(\omega_{гр}T/2)$ приведена на рис. 1.

Приравняв δ_W и $\delta_{макс}$, можно определить зависимость $\alpha/T = \gamma(\delta_{макс})$, представленную на рис. 2. Из рисунка видно, что с уменьшением $\delta_{макс}$ отношение α/T также уменьшается. Последнее может достигаться электрической коррекцией динамических

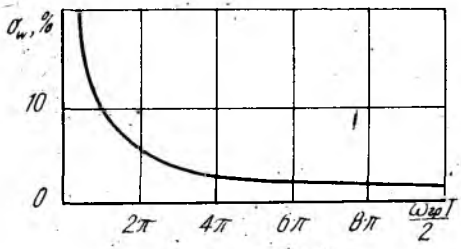

Рис. 1

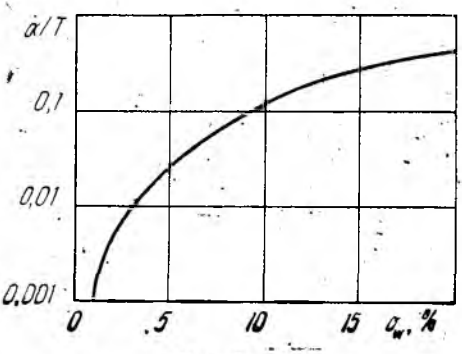

Рис. 2

характеристик ИП. Однако увеличение коэффициента коррекции приведет к уменьшению амплитуды выходного сигнала скорректированного ИП и уменьшению отношения сигнал-шум.

Средняя мощность шумов на выходе УУ в полосе частот $(-\omega_{гр}; \omega_{гр})$ равна

$$N = \frac{W_0}{2\pi}\int_{-\omega_{гр}}^{\omega_{гр}} [K_c(\omega)]^2 d\omega, \qquad (11)$$

где W_0 — мощность шумов на входе ИП;

$$K_c(\omega) = \frac{|\sin \omega T/2|}{(\omega T/2) K_к}\sqrt{\frac{\omega^2\alpha^2 K_к^2 + 1}{\omega^2\alpha^2 + 1}}; \qquad (12)$$

$K_к$ — коэффициент коррекции.

С практической точки зрения наиболее интересен случай, когда $\alpha \ll 2\pi/\omega_{гр} < \omega_{гр} < T < \alpha K_к$. При этом

$$K_c(\omega) = \frac{\sin \omega T/2}{T/2\alpha}; \qquad (13)$$

$$N = \frac{2W_0\alpha^2\omega_{гр}}{\pi T^2}. \qquad (14)$$

Отношение сигнал-шум на выходе УУ

$$\frac{U_{вых}}{\sqrt{N}} = \frac{P_{вх}K_п\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}K_к\sqrt{W_0\omega_{гр}}}\frac{T}{\alpha} \qquad (15)$$

Величина $\sqrt{N}/U_{вых}$ определяет погрешность измерения текущей мощности, обусловленную шумами скорректированного ИП, и, следовательно, нижнюю границу его допустимой инерционности.

Измерение непрерывных сигналов обычно производят путем дискретизации их во времени с последующим восстановлением промежуточных значений с помощью различных интерполяционных функций [4]. В этом случае можно установить связь между $f_{гр}$ и погрешностью интерполяции, задаваемой при измерениях, а также величиной интервала дискретизации.

Чаще всего в качестве интерполирующего полинома выбирают полином Лагранжа:

$$\overline{P}_T(t) = \sum_{i=1}^{m} P_T(t_i)\lambda_i(t) = \sum_{i=0}^{m} P_T(t_i) \prod_{\substack{j=0 \\ j\neq i}}^{m} \frac{t-t_j}{t_i-t_j}, \qquad (16)$$

где $P_T(t_i)$, t_i — амплитудная и временная координаты узла дискретизации; m — порядок полинома.

Оценка $\overline{P}_T(t)$ отличается от $P_T(t)$ на методическую погрешность интерполяции, значение которой определяется остаточным членом полинома

$$\Delta_и = -\frac{P_T^{(m+1)}(\theta)}{(m+1)!}\prod_{i=0}^{m}(t-t_i), \qquad (17)$$

где $P_T^{(m+1)}(\theta)$ — $(m+1)$-я производная измеряемой величины в некоторой точке θ интервала интерполяции. При малых погрешностях интерполяции $P_T^{(m+1)}(\theta) = \text{const}$ на всем интервале $(t_0; t_m)$ [4].

При равномерной дискретизации максимальная относительная погрешность интерполяции

$$\delta_и = \frac{P_{T\text{макс}}^{(m+1)}(\Delta t)^{m+1}}{P_{T\text{макс}}(m+1)!\,\xi(m)}. \qquad (18)$$

Здесь $\xi(m)$ — некоторый коэффициент, зависящий от порядка полинома. Так, для $m=0,1$ и 2 значение $\xi(m)$ равно 1, 2, и 2, 6.

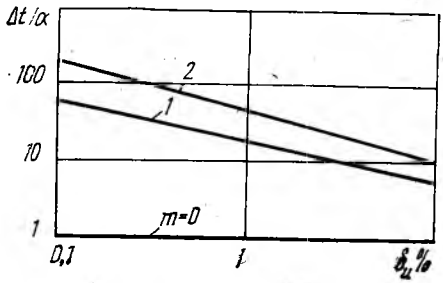

Рис. 3

Воспользовавшись неравенством Бернштейна (6), выразим $\delta_{и\,макс}$ через граничную частоту спектра входного сигнала

$$\delta_{и\,макс} = f_{гр}^{m+1}\frac{(\Delta t)^{m+1}}{(m+1)!\,\xi(m)}. \qquad (19)$$

Принимая погрешность интерполяции равной погрешности, обусловленной инерционностью ИП, получим выражение для отно-

шения максимально допустимой постоянной времени ИП к интервалу дискретизации Δt

$$\frac{\alpha}{\Delta t} = \left[\frac{\delta^m_{\text{и макс}}}{(m+1)!\,\xi(m)}\right]^{\frac{1}{m+1}}. \qquad (20)$$

Зависимость $\Delta t/\alpha$ от $\delta_{\text{и макс}}$ для различных m приведена на рис. 3.

Таким образом, получены простые расчетные соотношения для определения допустимой инерционности ИП, моделируемого апериодическим звеном первого порядка при измерении текущих значений мощности методом выборки в видеотракте.

Список литературы: 1. *Захаров И. П.* Коррекция динамических характеристик инерционных преобразователей мощности СВЧ в базисе интегратора с конечной памятью//Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 20—25. 2. *Механиков А. И., Мыльников А. В., Петрова Г. И.* Образцовая мера импульсной мощности в волноводных трактах//Тр. Всесоюз. н.-и. ин-та физ.-техн. и радиотехн. измерений. 1972. Вып. 6(36). С. 200—203. 3. *Орнатский П. П.* Теоретические основы информационно-измерительной техники. К., 1983. 455 с. 4. *Адаптивные* телеизмерительные системы/Б. Я. Авдеев, Е. М. Антонюк, С. Н. Долинов и др.; Под ред. А. В. Фремке. Л., 1981. 212 с.

Поступила в редколлегию 27.05.88

УДК 551.510.535

А. М. ГОКОВ, Л. А. ПИВЕНЬ, канд. физ.-мат. наук,
Ю. П. ФЕДОРЕНКО, канд. физ.-мат. наук

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ЭЛЕКТРОННОЙ КОНЦЕНТРАЦИИ *Д*-ОБЛАСТИ ИОНОСФЕРЫ ПО АМПЛИТУДНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ ЧАСТИЧНО ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

Систематические продолжительные исследования высотных распределений электронной концентрации $N(Z)$ (Z — высота в км) $Д$-области ионосферы проводятся, как правило, по амплитудным измерениям частично отраженных (ЧО) сигналов. Практически всегда используется методика дифференциального поглощения как наиболее надежная. Поэтому важным вопросом является анализ и уменьшение ее погрешности.

В работе оценена погрешность определения N указанной методикой, возникающая в результате пренебрежения дифференциальным поглощением обыкновенной — О и необыкновенной — Н-волн в рассеивающем объеме, различием для О и Н-волн спектральных плотностей пространственных флюктуаций N, когерентной составляющей ЧО сигналов; разработан алгоритм вычисления $N(Z)$, свободный от упомянутых пренебрежений; сопоставлены экспериментальные распределения $N(Z)$, определенные усовершенствованной и традиционной методиками дифференциального поглощения.