

Второй измерительный канал для измерения температуры T_2 в обратном трубопроводе строится по аналогичной схеме. Значения T_2 и T_1 используются для определения разности температур $\Delta T = T_1 - T_2$ в вычислителе устройства.

В измерительных каналах выходные сигналы с измерительных и образцовых мостов усиливаются дифференциальными усилителями МС1 (МС2), выполненными на ОУПТ типа 140УД17. Неинвертирующий вход усилителя подключен через R_{ex1} к общим плечам моста (R_1 , R_2), а инвертирующий с резистором R_{ex2} через переключатель Π_1 подключается в положении 1 к измерительному, а в положении 2 к образцовому мостам. Резистор обратной связи R_{oc} определяет требуемый коэффициент усиления. Выходной сигнал усилителя через переключатели Π_2 и Π_3 подключается к трем элементам памяти (1, 2, 3) для каждого из каналов, представляющих собой, например, схемы выборки-хранения. Выходы этих схем через мультиплексор МС3 поочередно коммутируются ко входу АЦП.

Применение структурно-алгоритмического метода для компенсации смещения нуля и изменения коэффициента усиления измерительного канала температуры позволило уменьшить погрешность измерения разности температур в 1,5 раза. При использовании этого метода в теплосчетчиках повышается также точность измерения количества тепла, что обеспечивает значительную экономию материальных и финансовых ресурсов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бойко В.І., Зорі А.А., Коренев В.Д., Хламов М.Г. Підвищення точності вимірювальних систем. – Донецьк: РВА-ДонНТУ, 2005. – 252 с.
2. Головка Д.Б., Скрипник Ю.О., Хімичева Г.І. Структурно-алгоритмічні методи підвищення точності вимірювання температури. – Киев: ФАДА, ЛТД, 1999. – 206 с.
3. Аналоговые электроизмерительные приборы: Учебное пособие для вузов по специальности «Информационно-измерительная техника» / Е.Г. Бишару, Е.А. Киселева, Г.П. Лебедев и др. – М.: Высшая школа, 1991. – 415 с.
4. Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О. Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах: Підручник для студентів вузів, які навчаються із спец. «Автоматизація технологічних процесів і виробництв». – Киев: Радуга, 1994. – 672 с.

С.С. Фролов

МЕТОДЫ АППРОКСИМАЦИИ «ПОЛОСОВЫХ» РАВНОАМПЛИТУДНЫХ ПОЛИНОМОВ

В процессе разработки, производства и эксплуатации радиотехнических и телекоммуникационных систем остаются востребованными измерение и идентификация частотных характеристик (ЧХ) их узлов и каналов связи в диапазоне инфранизких частот (ИНЧ) – от значений близких к нулю до нескольких десятков герц.

Известные высокоточные ручные методы измерения ЧХ в указанном частотном диапазоне требуют значительных трудозатрат – до нескольких десятков человекочасов [1].

В известных автоматизированных методах измерения (на основе испытательных ЛЧМ-импульсов, многочастотных сигналов или импульсов короткой длительности) для обеспечения в диапазоне ИНЧ приемлемых метрологических ха-

рактических потребностей либо значительные усложнения структурных схем измерителей, либо увеличение времени измерения [1]. Например, для обеспечения неравномерности амплитудного спектра ЛЧМ импульса $\delta A < 6\%$ потребуется время одного испытания порядка сотен тысяч секунд [1,2]. Методы на основе многочастотных сигналов требуют громоздких схем стабилизации частоты и амплитуды каждого гармонического генератора [1] и т.д.

Для усовершенствования измерителей ЧХ в плане снижения трудоёмкости, повышения производительности измерений с сохранением приемлемой точности (не меньше 5–10%) в работе [3] автором предлагается использовать в качестве генераторов испытательных воздействий генераторы равноамплитудных полиномов (РАП) – функций, разлагающихся в тригонометрический ряд Фурье с одинаковыми амплитудами и нулевыми начальными фазами [3]. При вычислении значений полиномов применяются операции умножения и деления. Но реализация их генераторов на аналоговых схемах умножения и деления невозможна в виду присутствия в полиномах точек с неопределённостью вида «ноль на ноль».

Один из вариантов решения задачи генерации полиномов – разработка методов аппроксимации РАП. В работе [3] частично изложены варианты методов аппроксимации РАП, обладающих прямоугольным спектром в области низших частот, или прямоугольным полосовым спектром. В настоящей статье предлагаются к рассмотрению два метода аппроксимации «полосовых» РАП – «полосового» ряда косинусов (ПРК)

$$Dc_{N,n_n}(x) = \frac{\cos\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right)\sin\frac{Nx}{2}}{\sin\frac{x}{2}} = \sum_{n=0}^{N-1} \cos((n_n + n)x) \quad (1)$$

$N=3,4,\dots$
 $n_n > 0$

и «полосового» ряда синусов

$$Ds_{N,n_n}(x) = \frac{\sin\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right)\sin\frac{Nx}{2}}{\sin\frac{x}{2}} = \sum_{n=0}^{N-1} \sin((n_n + n)x), \quad (2)$$

а также оценена степень искажения спектров аппроксимирующих моделей.

Полиномы (1),(2) можно представить как амплитудно-модулированные сигналы, в которых амплитуда соответствующей «несущей» гармонической функции частоты $\omega_0 = n_n + \frac{N-1}{2}$ модулируется по закону функции

$$D_N(x) = \frac{\sin\frac{Nx}{2}}{\sin\frac{x}{2}} = \begin{cases} 1 + 2 \sum_{n=1}^{0.5(N-1)} \cos(n \cdot x) \text{ при нечётных } N, \\ 2 \sum_{n=1}^{0.5N} \cos\left(\left(2n-1\right)\frac{x}{2}\right) \text{ при чётных } N, \end{cases} \quad (3)$$

которая сама является РАП. Так как именно для неё и присутствуют точки с неопределённостью вида «ноль на ноль», то предлагается модулирующую функцию (3) формировать с помощью некоторой аппроксимирующей модели $D_N^{\approx}(x)$, формируемой аппроксиматором, а полиномы (1),(2) генерировать путём аналогового умножения соответствующей несущей и функции $D_N^{\approx}(x)$:

$$Dc_{N,n_n}^{\approx}(x) = \cos\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right) \cdot D_N^{\approx}(x), \quad (4)$$

$$Ds_{N,n_n}^{\approx}(x) = \sin\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right) \cdot D_N^{\approx}(x). \quad (5)$$

В работах [1,5] автором уже подробно описаны «упрощённый» [1] и «уточнённый» [5] методы аппроксимации модулирующей функции (3). Выражения для соответствующих аппроксимирующих моделей имеют следующий вид:

- для «упрощённой» модели

$$DI_N^{\approx}(x) = \begin{cases} (-1)^{j \cdot (N+1)} \cdot N \cdot \cos\left(\frac{N(x-2\pi j)}{4}\right) \text{ при } x \in \left(-\frac{2\pi}{N} + 2\pi j, \frac{2\pi}{N} + 2\pi j\right), \\ (-1)^{j \cdot (N+1)} |D_N(x\theta_i)| \sin\left(\frac{N(x-2\pi j)}{4}\right) \text{ при } |x-2\pi j| \in \left[\frac{2\pi i}{N}, \frac{2\pi(i+1)}{N}\right), \\ \text{где } x\theta_i = \frac{\pi(2i+1)}{N}; i = 1, \dots, N-2; j \in Z; Z - \text{множество действительных чисел;} \end{cases} \quad (6)$$

- для «уточнённой» модели

$$D2_{N,l,k}^{\approx}(x) = \begin{cases} (-1)^{j \cdot (N+1)} \Pi_{N,l}(x_j), x_j \in \left(-\frac{2\pi}{N}, \frac{2\pi}{N}\right), \\ \frac{(-1)^{j \cdot (N+1)} D_N(x\theta_p)}{\Pi_{N,l}(x\theta_p)} \Pi_{N,l}(x_j), |x_j| \in \left[\frac{2\pi p}{N}, \frac{2\pi(p+1)}{N}\right), \\ (-1)^{j \cdot (N+1)} D_N(x\theta_i) \sin\left|\frac{Nx_j}{2}\right|, |x_j| \in \left[\frac{2\pi i}{N}, \frac{2\pi(i+1)}{N}\right), \end{cases} \quad (7)$$

$x_j = x - 2\pi j, j \in Z, p = 1 \dots k, i = k + 1 \dots \frac{N}{2}, x\theta_i = \frac{\pi(2i+1)}{N},$
 $x\theta_p$ – локальный экстремум на соответствующем интервале.

где

$$\Pi_{N,l}(x) = \prod_{i'=0}^l \cos\left(\frac{Nx}{4 \cdot 2^{i'}}\right); \quad (8)$$

- $l=1,2$ – порядок произведения (8);

- $k=2,3$ – количество полувольт функции (3), указанных в (7), аппроксимируемых с помощью произведения (8).

В тех же работах [1,5] для оценки искажений спектра функции (3), вносимых моделями (6),(7) получены аналитические выражения для дискретных спектров моделей и просчитаны значения коэффициента гармоник k_2 паразитного спектра и степени неравномерности Δ_{max} рабочего спектра для значений $N=10, \dots, 200$. Результаты оценок приведены в табл. 1.

Таблица 1

Модель		Коэффициент гармоник $k_2, \%$	Степень неравномерности $\Delta_{max}, \%$
«Упрощённая»		<5	<10
«Уточнённая»	при $l=1, k=1$	<1,7	<4,1
	при $l=2, k=3$	<0,6	<2,2

Несмотря на явное преимущество «уточнённой» модели в плане обеспечения прямоугольности спектра испытательного сигнала, последняя имеет сложную структуру математического выражения и требует большего количества операций умножения. Это, соответственно, значительно усложнит схемотехническую реализацию «уточнённой» модели по сравнению с «упрощённой».

В зависимости от применяемой модели огибающей – «упрощённой» или «уточнённой» – будем называть аппроксимирующие модели полиномов (1),(2) «упрощённой полосовой» и «уточнённой полосовой». Их выражения будут иметь следующий вид:

- «упрощённые полосовые»:

$$DcI_{N,n_n}^{\approx}(x) = \cos\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right)DI_N^{\approx}(x), \quad (9)$$

$$DsI_{N,n_n}^{\approx}(x) = \sin\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right)DI_N^{\approx}(x); \quad (10)$$

- «уточнённые полосовые»:

$$Dc2_{N,n_n}^{\approx}(x) = \cos\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right)D2_N^{\approx}(x), \quad (11)$$

$$Ds2_{N,n_n}^{\approx}(x) = \sin\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right)D2_N^{\approx}(x). \quad (12)$$

При амплитудной модуляции дискретный спектр огибающей

$$A_n^{\approx} = A^{\approx}(n\omega_1), n = 0, 1, \dots, N^{\approx}, \quad (13)$$

$\omega_1 = 0,5$ – частота первой гармоники

трансформируется в две боковые полосы, симметричные относительно центральной частоты [6] $\omega_0 = n_n + 0,5(N-1)$:

$$Dc_{N,n_n}^{\approx}(x) = A_0^{\approx} \cos(\omega_0 x) + \sum_{n=1}^{N^{\approx}} \left\{ \frac{A_n^{\approx}}{2} \cos\left(\left(\omega_0 - \frac{n}{2}\right)x\right) + \frac{A_n^{\approx}}{2} \cos\left(\left(\omega_0 + \frac{n}{2}\right)x\right) \right\}, \quad (14)$$

$$Ds_{N,n_n}^{\approx}(x) = A_0^{\approx} \sin(\omega_0 x) + \sum_{n=1}^{N^{\approx}} \left\{ \frac{A_n^{\approx}}{2} \sin\left(\left(\omega_0 - \frac{n}{2}\right)x\right) + \frac{A_n^{\approx}}{2} \sin\left(\left(\omega_0 + \frac{n}{2}\right)x\right) \right\}. \quad (15)$$

Причём верхняя боковая группа является масштабной копией спектра огибающей, сдвинутой в область высоких частот на величину ω_0 , а нижняя боковая – зеркальное отображение верхней боковой группы относительно ω_0 [6]. При условии, что частота наивысшей гармоники спектра огибающей $\omega_{N^{\approx}} = 0,5 N^{\approx}$ меньше центральной частоты ω_0 , над значениями комплексных амплитуд дискретного спектра огибающих (6),(7) будет производиться только масштабное преобразование, а количественные оценки искажений спектров полиномов (1),(2) должны иметь те же результаты, что и в табл. 1. Но спектры моделей (6),(7) в отличие от спектра РАП (3) не ограничены. Это приведёт к следующим дополнительным деформациям спектров моделей (9) – (12):

– если центральная частота ω_0 – частота несущей – не кратна частоте первой гармоники $\omega_1 = 0,5$, то в боковых полосах между гармониками основного спектра появятся дополнительные составляющие с частотами

$$\omega_n = \frac{n}{2} - \omega_0 > 0; \quad (16)$$

– если частота ω_0 кратна частоте ω_1 , то на основные гармоники будут накладываться дополнительные составляющие с частотами (16), совпадающие с одной из частот основного спектра.

При оценке искажений спектров моделей (9) – (12) с учётом упомянутых деформаций в программной среде MathCad использовались выражения спектров огибающих (6),(7), полученные в работах [1,5]. Указанные выражения для каждого из отрезков, обозначенных в (6) и (7) в частности, и общего спектра в целом приведены в табл. 2 и 3 соответственно.

Таблица 2

Интервалы	Выражения составляющих дискретного спектра
$x_j \in \left(-2\pi, -2\pi + \frac{2\pi}{N}\right) \cup \left(-\frac{2\pi}{N}, \frac{2\pi}{N}\right) \cup \left(2\pi - \frac{2\pi}{N}, 2\pi\right), x_j = x - 4\pi j, j \in Z$	$A_{0,n} = \begin{cases} (1 - (-1)^N) \frac{2}{\pi} & \text{при } n = 0, \\ (1 - (-1)^{N+n}) \frac{4N^2 \cos \frac{\pi n}{N}}{\pi(N^2 - 4n^2)} & \text{при } n \neq 0. \end{cases}$
$x_j \in \left(-2\pi + \frac{2\pi i}{N}, -2\pi + \frac{2\pi}{N}(i+1)\right) \cup \left(-\frac{2\pi(i+1)}{N}, -\frac{2\pi i}{N}\right) \cup \left[\frac{2\pi i}{N}, \frac{2\pi(i+1)}{N}\right) \cup \left[2\pi - \frac{2\pi}{N}(i+1), 2\pi - \frac{2\pi i}{N}\right),$ $x_j = x - 4\pi j, j \in Z$	$A_{i,n} = \begin{cases} (1 - (-1)^N) \frac{(-1)^i 2 D_N(x0_i) }{\pi N} & \text{при } n = 0, \\ \frac{(1 - (-1)^{N+n}) 4N (-1)^i D_N(x0_i) \cos \frac{(2i+1)\pi n}{2N} \cos \frac{\pi n}{2N}}{\pi(N^2 - n^2)} & \text{при } n \neq 0, \end{cases}$ <p>где $i = \begin{cases} 1, \dots, (0.5N - 1) & \text{при чётных } N, \\ 1, \dots, (0.5(N - 1) - 1) & \text{при нечётных } N. \end{cases}$</p>
$x_j \in \left(-\pi - \frac{\pi}{N}, -\pi + \frac{\pi}{N}\right) \cup \left[\pi - \frac{\pi}{N}, \pi + \frac{\pi}{N}\right),$ $x_j = x - 4\pi j, j \in Z, N - \text{нечётное}$	$A_{\frac{N-1}{2},n} = \begin{cases} (-1)^{0.5(N-1)} \frac{2}{\pi N} & \text{при } n = 0, \\ (-1)^{0.5(N+1)} \frac{2(1+(-1)^n) \left(n \sin \frac{\pi n}{2} - N \cos \frac{\pi(N-1)}{2N} \right)}{\pi(N^2 - n^2)} & \text{при } n \neq 0 \end{cases}$
<p>Суммарный спектр: $A_n =$</p>	$\begin{cases} A_{0,n} + \sum_{i=1}^{0.5N-1} A_{i,n} & \text{при чётных } N, \\ A_{0,n} + \sum_{i=1}^{0.5(N-1)-1} A_{i,n} + A_{\frac{N-1}{2},n} & \text{при нечётных } N \end{cases}$

Таблица 3

Интервалы	Выражения составляющих дискретного спектра
$x_j \in \left(-2\pi, -2\pi + \frac{2\pi}{N}\right) \cup \left(-\frac{2\pi}{N}, \frac{2\pi}{N}\right) \cup \left(2\pi - \frac{2\pi}{N}, 2\pi\right),$ $x_j = x - 4\pi j, j \in Z$	$A_{0,n} = \begin{cases} \frac{2(1 - (-1)^N)}{\pi} \sum_{n'=1}^{2^l} \frac{\sin \frac{(2n'-1)\pi}{2^{l+1}}}{2n'-1} & \text{при } n = 0, \\ \frac{4N(1 - (-1)^{N+n})}{\pi} \sum_{n'=1}^{2^l} \frac{(2n'-1)N \sin \frac{(2n'-1)\pi}{2^{l+1}} \cos \frac{\pi n}{N} - n 2^{l+1} \cos \frac{(2n'-1)\pi}{2^{l+1}} \sin \frac{\pi n}{N}}{(2n'-1)^2 N^2 - 2^{2l+2} n^2} & \text{при } n \neq 0, \end{cases}$ <p>где $l = 1, 2 - \text{порядок произведения}$</p>

Окончание табл. 3

$x_j \in \left(\frac{-2\pi(N-p)}{N}, \frac{-2\pi(N-p-1)}{N} \right] \cup$ $\cup \left(\frac{-2\pi(p+1)}{N}, \frac{-2\pi p}{N} \right] \cup$ $\cup \left[\frac{2\pi p}{N}, \frac{2\pi(p+1)}{N} \right) \cup$ $\cup \left[\frac{2\pi(N-p-1)}{N}, \frac{2\pi(N-p)}{N} \right),$ $x_j = x - 4\pi j, j \in Z, p = 1 \dots k,$ <p><i>k = 1, ... 3 – количество уточняемых отрезков</i></p>	$A_{p,n} = \begin{cases} \frac{2(1-(-1)^N)D_N(x0_p)}{\pi N I_{N,l}(x0_p)} \sum_{n'=1}^{2^l} \frac{\cos \frac{(2p+1)(2n'-1)\pi}{2^{l+2}} \sin \frac{(2n'-1)\pi}{2^{l+2}}}{2n'-1} & \text{при } n = 0, \\ \frac{(1-(-1)^{N+n})D_N(x0_p)}{\pi I_{N,l}(x0_p)} \times \\ \times \sum_{n'=1}^{2^l} \left\{ \frac{\cos \left(\left(\frac{2n'-1+n}{2 \cdot 2^l} \right) \frac{\pi(2p+1)}{2} \right) \sin \left(\left(\frac{2n'-1+n}{2 \cdot 2^l} \right) \frac{\pi}{2} \right)}{(2n'-1)N + 2^{l+1}n} + \right. \\ \left. + \frac{\cos \left(\left(\frac{2n'-1-n}{2 \cdot 2^l} \right) \frac{\pi(2p+1)}{2} \right) \sin \left(\left(\frac{2n'-1-n}{2 \cdot 2^l} \right) \frac{\pi}{2} \right)}{(2n'-1)N - 2^{l+1}n} \right\} & \text{при } n \neq 0 \end{cases}$
$x_j \in \left(\frac{-2\pi(N-i)}{N}, \frac{-2\pi(N-i-1)}{N} \right] \cup$ $\cup \left(\frac{-2\pi(i+1)}{N}, \frac{-2\pi i}{N} \right] \cup$ $\cup \left[\frac{2\pi i}{N}, \frac{2\pi(i+1)}{N} \right) \cup$ $\cup \left[\frac{2\pi(N-i-1)}{N}, \frac{2\pi(N-i)}{N} \right),$ $x_j = x - 4\pi j, j \in Z$	$A_{i,n} = \begin{cases} \frac{(1-(-1)^N)(-1)^j 2^l D_N(x0_i)}{\pi N}, & \text{при } n = 0, \\ \frac{(1-(-1)^{N+n})N(-1)^j D_N(x0_i) \cos \frac{(2i+1)m}{2N} \cos \frac{m}{2N}}{\pi(N^2-n^2)} & \text{при } n \neq 0 \end{cases}$ <p>где $i = \begin{cases} k+1, \dots, (0.5N-1) & \text{при чётных } N, \\ k+1, \dots, (0.5(N-1)-1) & \text{при нечётных } N. \end{cases}$</p>
$x_j \in \left(\frac{-\pi(N+1)}{N}, \frac{-\pi(N-1)}{N} \right] \cup$ $\cup \left[\frac{\pi(N-1)}{N}, \frac{\pi(N+1)}{N} \right),$ $x_j = x - 4\pi j, j \in Z,$ <p><i>N – нечетное</i></p>	$A_{\frac{N-1}{2},n} = \begin{cases} (-1)^{0.5(N-1)} \frac{2}{\pi N} & \text{при } n = 0, \\ (-1)^{0.5(N+1)} \frac{2(1+(-1)^n) \left(n \sin \frac{m}{2} - N \cos \frac{m(N-1)}{2N} \right)}{\pi(N^2-n^2)}, & \text{при } n \neq 0 \end{cases}$
<p>Суммарный спектр: $A_n =$</p>	$\begin{cases} A_{0,n} + \sum_{p=1}^k A_{p,n} + \sum_{i=k+1}^{0.5N-1} A_{i,n} & \text{при чётных } N, \\ A_{0,n} + \sum_{p=1}^k A_{p,n} + \sum_{i=k+1}^{0.5(N-1)-1} A_{i,n} + A_{\frac{N-1}{2},n} & \text{при нечётных } N \end{cases}$

В ходе анализа рассмотрены зависимости коэффициента k_z и степени неравномерности Δ_{max} от параметров N и $n0$, по которым заключили следующее:

- для «упрощённых полосовых» моделей (9),(10) наблюдается возрастание величин оценок при $N > 2n0$ (рис. 1) – всплески величины k_z до 5,2 % и величины Δ_{max} до 13 % при кратных соотношениях между ω_0 и ω_1 (рис. 2);

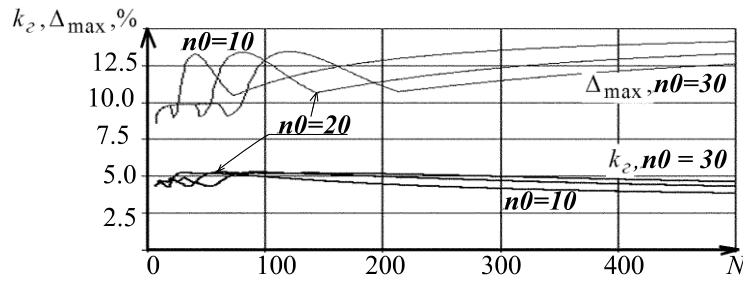


Рис. 1. Всплески величины k_z до 5,2 %

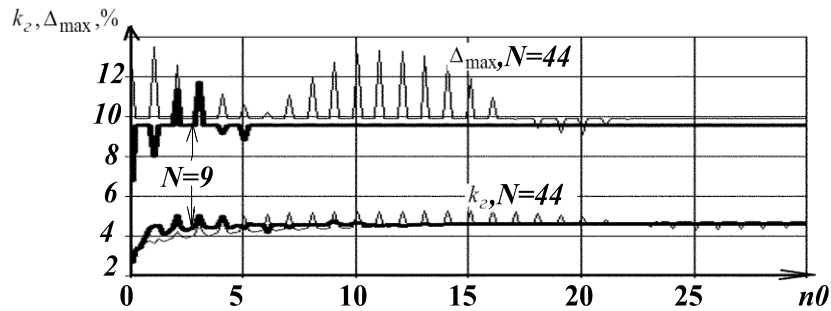


Рис. 2. Всплески величины Δ_{max} до 13 %

- при применении «уточнённых полосовых» моделей (11),(12) величины оценок фактически не увеличиваются по сравнению с моделью огибающей (рис. 3), но при $N \geq 10n_0$ для кратных соотношений между ω_0 и ω_1 могут иметь место всплески неравномерности до 2,5 % (рис. 4).

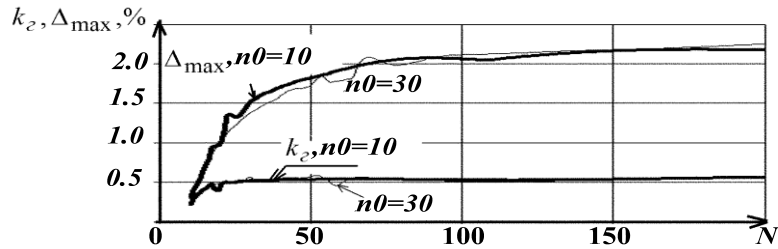


Рис. 3

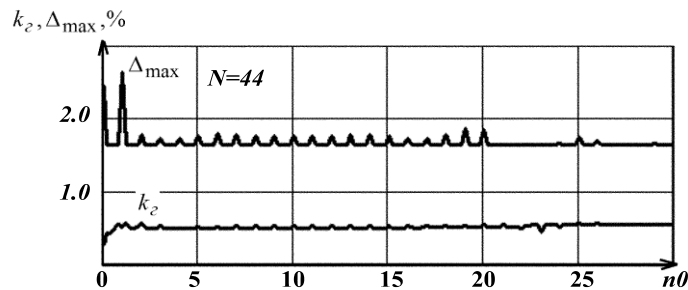


Рис. 4. Всплески неравномерности до 2,5 %

Таким образом, можно заключить, что «упрощённую полосовую» модель целесообразно применять в дальнейшем при приближённых измерениях ЧХ только с соотношением $N \gg 2n\theta$. При более жёстких требованиях к точности измерений (до 3–5 %) предпочтительнее применение «уточнённых полосовых» моделей.

Техническая реализация описанного выше метода и методов генерации РАП [1,5] позволит усовершенствовать выполнение операций измерения и контроля ЧХ в области ИНЧ-узлов радиотехнической аппаратуры в процессе их разработки и изготовления, узлов и блоков систем управления объектами и технологическими процессами, узлов телекоммуникационных и радиотехнических систем.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Фролов С.С., Шевеленко В.Д., Бурькова Е.В. Метод аппроксимации равноамплитудных полиномов // Вестник ОГУ. –2006. – №5.
2. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик Х1-41: Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 1982.
3. Фролов С.С. Способы реализации равноамплитудных полиномов // Современные информационные технологии в науке, образовании и практике: Материалы всероссийской научно-практической конференции. – Оренбург, 2004. – С.166–175.
4. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы: Пер. с англ. Н.В. Леви / Под ред. К.А. Семендяева. – М.: Наука, 1977. – 244 с.
5. Фролов С.С. Генерация функции вида специального вида // Энергосбережение, электрооборудование, электроника: Материалы всероссийской научно-технической конференции. – Оренбург, 2005. – С.96–99.
6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов по специальности «Радиотехника». – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.

С.С. Сероштанов, О.В. Гателюк

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПАРАМЕТРОВ ТОНАЛЬНЫХ РЕЛЬСОВЫХ ЦЕПЕЙ

Одним из путей повышения надежности технических средств, обеспечивающих безопасность движения поездов, является внедрение устройств непрерывного контроля за их состоянием. Системы диагностики и телеконтроля позволяют уменьшить количество отказов в устройствах сигнализации, централизации и блокировки (СЦБ) за счет прогнозирования предотказных состояний, ускорить поиск отказавшего элемента, свести к минимуму время нахождения технического персонала в опасных зонах железнодорожного транспорта, а также создать базу для перехода от системы планового обслуживания к предупредительно-восстановительной системе [1]. На современном этапе развития систем автоблокировки (АБ) широкое распространение получила система АБ с тональными рельсовыми цепями (ТРЦ).

Использование сигнального тока тональной частоты позволило повысить защищенность от воздействия помех тягового тока, практически на порядок снизить потребляемую мощность, применить современную элементную базу, осуществить централизованное размещение аппаратуры, исключить взаимные влияния между рельсовыми цепями и т.д. [2,3]. К достоинствам следует отнести также возможность исключения малонадежных в эксплуатации изолированных стыков [4].