

Рис. 1.

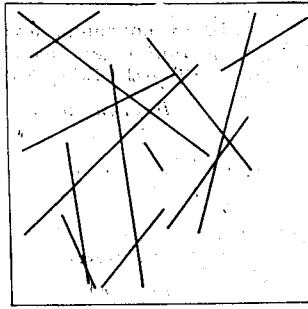


Рис. 2.

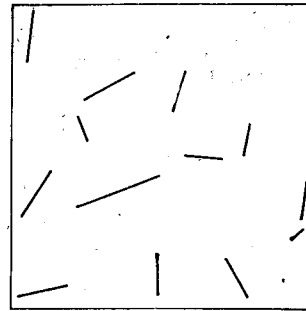


Рис. 3.

Шаг 5. Среди построенных чередующихся цепей, имеющих длину m и заканчивающихся в одной и той же вершине k , выбрать цепь минимального веса и обозначить ее $S(i, k, m)$.

Шаг 6. Если $m < 2N - 1$, то перейти к шагу 3.

Шаг 7. Каждую чередующуюся цепь $S(i, k, m)$ замкнуть в цикл, добавив одно ребро. Среди построенных циклов выбрать цикл с наименьшим весом.

Для устранения зависимости полученного цикла от начальной вершины последовательность шагов 1—7 выполняется, начиная с каждой вершины из X . Лучший из построенных таким образом циклов принимается за решение задачи.

По изложенному алгоритму была составлена программа на языке программирования Фортран-4, при помощи которой решался ряд тестовых задач с варьируемыми по статистическому закону исходными данными. Количество отрезков изменялось в диапазоне от 5 до 25. Результаты расчетов показали, что после оптимизации длина холостых перемещений уменьшается в среднем в три раза. На основании проведенных вычислений можно сделать вывод, что результат первой итерации (шаги 1—7) отличается от окончательного не более чем на 10%. Это позволяет в ряде практических случаев ограничиться одной итерацией, что сокращает время счета в $2N$ раз.

Следует также заметить, что получены точные решения в случаях, когда исходное изображение можно нарисовать, не поднимая ПУ.

На рис. 1 показано одно из тестовых изображений, состоящее из 13 отрезков, расположенных в квадрате 100×100 мм. На рис. 2 приведены случайные холостые перемещения. Результат работы предлагаемого алгоритма минимизации холостых перемещений представлен на рис. 3. Время решения этой задачи на ЭВМ СМ-4 составило 2,7 мин. Длина случайных холостых перемещений — 646,43 мм. После оптимизации длина холостых перемещений — 186,88 мм.

Рассмотренный в данной работе алгоритм может также использоваться при программировании станков с числовым программным управлением для минимизации холостых перемещений режущего инструмента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ахо А., Хопкрофт Дж., Ульман Дж. Построение и анализ вычислительных алгоритмов. — М.: Мир, 1979.
2. Майника Э. Алгоритмы оптимизации на сетях и графах. — М.: Мир, 1981.

Поступило в редакцию 16 ноября 1984 г.

УДК 621.317.725.083.5.92.001.5

И. М. ВИШЕНЧУК

(Львов)

ИЗМЕРЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛА С КУСОЧНО-ПОЛИНОМИАЛЬНЫМИ ВЕСОВЫМИ ФУНКЦИЯМИ

Наиболее точные электроизмерительные приборы широкого назначения строятся на базе цифровых вольтметров интегрирующего типа. Метод интегрирования позволил осуществить подавление сетевых помех нормального вида, превышающее в ряде приборов 70 дБ. Исследование путей дальнейшего повышения помехозащищенности потребовало применения концепции весовой функции [1]. Спектральный подход к оценке эффективности весовой функции (ВФ) позволяет, помимо подавления сетевых помех при измерении среднего значения, бороться с помехами, свойственными приборам для измерения других интегральных характеристик сигнала [2]. Наиболее перспективным для измерительных приборов представляется семейство

№ п/п	Интегральная характеристика	Функциональное преобразование	Примечание
1	Среднее значение	$\varphi[x(t)] = x(t)$	Тривиальный случай
2	Средневыпрямленное значение	$\varphi[x(t)] = x(t) $	
3	Средняя мощность	$\varphi[x_1; x_2] = x_1(t)x_2(t)$	Частный случай: $x_1(t) = x_2(t) = x(t)$
4	Среднеквадратическое значение	$\varphi[x(t)] = x^2(t)$ с извлечением квадратного корня после усреднения	Возможна замкнутая структура с генерированием вспомогательного сигнала $y(t)$ известной формы таким, что $y^2(t) = x^2(t)$
5	Взвешивание движущихся объектов	$\varphi[x(t)] = x(t)$	Случай позиции 1 при финитном сигнале $x(t)$
6	Тренд n -го порядка	$\varphi[x(t)] = x(t)P_n\left(\frac{2t}{T} - 1\right)$	$P_n(\cdot)$ — полином Лежандра n -го порядка
7	Сдвиг фаз	$\varphi(x_1; x_2) = \begin{cases} \pi, & \text{если} \\ \text{sign } x_1 \neq \\ \neq \text{sign } x_2; \\ \text{иначе } 0 \end{cases}$	Для двухканальных фазометров с устройствами перекрытия
8	Частота	$\varphi[x(t)] = \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - t_i)$	t_i — момент перехода сигнала $x(t)$ через нуль в избранном направлении

кусочно-полиномиальных (в частном случае кусочно-постоянных) ВФ. В настоящей статье обсуждаются вопросы реализации и достижимые характеристики кусочно-полиномиальных ВФ для измерения интегральных характеристик сигнала.

С целью измерения интегральной характеристики Φ_x сигнал $x(t)$ в структурах разомкнутого типа преобразуют в некоторый эквивалентный сигнал $\varphi[x(t)]$, среднее по времени которого является искомой интегральной характеристикой:

$$\Phi_x = \overline{\varphi[x(t)]}.$$

В таблице приведены примеры функционального преобразования $\varphi[x(t)]$, представляющие практический интерес. Функция позиции 6 имеет особый вид, но путем n -кратного интегрирования по частям приводится к позиции 1 для n -й производной входного сигнала. В случае позиций 7 и 8 параметры сигналов могут быть определены и как мгновенные характеристики, но практическое применение нашли способы измерения их как интегральных характеристик (с соответствующим повышением точности и помехозащищенности).

Помехи, встречающиеся в измерителях интегральных характеристик, включая побочные продукты функционального преобразования $\varphi[x(t)]$, можно привести к трем характерным случаям.

1. При измерении сигналов низкого уровня источником наиболее сильных помех является питающая сеть, причем сетевые помехи могут не только поступать на вход вместе с сигналом, но и просачиваться через внутренние цепи прибора. Спектр подобных помех сосредоточен на узких участках, прилегающих к номинальному значению частоты сети и ее гармоник.

2. При измерении средневыпрямленного и среднеквадратического значений, частоты и сдвига фаз гармонических сигналов переменная составляющая эквивалентного сигнала $\varphi(t)$ имеет линейчатый спектр в широкой полосе, ограниченной некоторой нижней частотой. Шумовые и импульсные помехи обладают широким сплошным спектром, который также можно считать ограниченным снизу.

3. При измерении веса движущихся объектов наблюдаются помехи со сплошным спектром, сосредоточенным на одном или нескольких участках с шириной полосы порядка октавы. Аналогичный спектр с не очень широкой полосой имеют помехи, возникающие от переходных процессов при коммутации измеряемых сигналов, в частности коммутационные шумы герконов.

Усреднение эквивалентного сигнала осуществляется на конечном интервале T , поэтому усреднитель в условиях помех вырабатывает оценку интегральной характеристики

$$\hat{\Phi}_x = \int_0^T \varphi(t) w(t) dt, \quad (1)$$

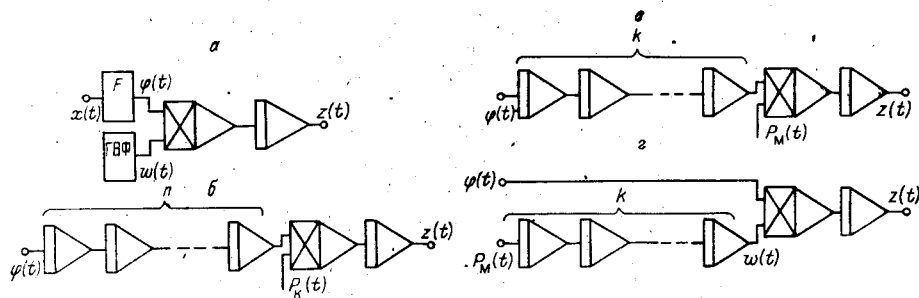


Рис. 1.

где $w(t)$ — окно, или весовая функция*, введенная под знак интеграла для улучшения оценки $\hat{\Phi}_x$.

Весовой усреднитель представляет собой совокупность аппаратных и программных средств, реализующих операцию (1). На рис. 1, а представлена структурная схема измерителя интегральной характеристики сигнала, содержащая функциональный преобразователь F , генератор весовой функции (ГВФ), перемножитель и итоговый интегратор. Значение выходного сигнала интегратора z_T в момент времени $t = T$ представляет собой оценку интегральной характеристики Φ_x .

Весовую функцию $w(t)$ следует выбирать так, чтобы она подавляла помеху до определенного уровня за минимальное время. Для этого ВФ и ее спектральная характеристика (СХ) $W(\omega)$ должны обладать следующими свойствами [1—3]:

1. Финитность ВФ на интервале $(0, T)$ или $(-T/2, T/2)$.
 2. Четная симметрия относительно середины интервала финитности. Данное свойство используется в дальнейшем изложении для упрощения анализа путем переноса начала отсчета времени на середину интервала.

3. Несмещенность оценки (1), необходимым условием чего является требование

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(t) dt = 1.$$

4. Отсутствие требований к СХ в полосе прозрачности за исключением одной точки **: $W(0) = 1$.

5. Внутри интервала измерения отсчеты на выходе весового усреднителя не требуются.

Свойства 4 и 5 являются обоснованием поиска более простых весовых усреднителей, чем усреднители с текущим усреднением, свойственным активным и пассивным фильтрам.

Рассмотрим кусочно-полиномиальные ВФ (КПНВФ) с максимально возможным числом ограниченных производных:

$$w_n(t) = \begin{cases} u(t) = \sum_{i=1}^N \frac{a_i}{k!} \left(t + \frac{T_i}{2}\right)^k \cdot 1(t + T_i/2), & -T/2 < t < 0; \\ u(-t), & 0 < t < T/2; \\ \text{иначе } 0, & \end{cases} \quad (2)$$

где n — порядок КПНВФ; k — число ограниченных производных, равное $(n-1)$; N — количество отрезков полиномов на полуинтервале $(0, T/2)$; T_i — параметр, определяющий абсциссы точек стыка отрезков; a_i — коэффициенты, которые должны удовлетворять условию нормировки и обеспечивать ограниченность первых производных ВФ.

Переходя к выбору структуры для реализации усреднения с КПНФ, заметим, что заслуживают предпочтения те из них, которые не требуют перемножения в явном виде двух величин $\varphi(t)$ и $w(t)$. Такая возможность имеется. Возьмем интеграл (1) по частям (с учетом изменения пределов):

$$\int_{-T/2}^{T/2} \varphi(t) w(t) dt = w_n(t) \int_{-T/2}^t \varphi(\tau) d\tau \Big|_{-T/2}^{T/2} - \int_{-T/2}^{T/2} dt w'_n(t) \int_{-T/2}^t \varphi(\tau) d\tau. \quad (3)$$

* В случае пассивных или активных электрических фильтров следует положить $w(t) = h(T-t)$, где $h(\cdot)$ — импульсная переходная характеристика.

** В действительности модуль СХ ВФ как вещественной и финитной функции времени является четно-симметричной функцией частоты с непрерывными производными, поэтому полоса прозрачности с заданным отклонением от единичного уровня всегда имеет конечную ширину.

Так как функция $w_n(t)$ и k ее производных на границах интервала равны нулю, n -кратное применение процедуры (3) к (1) приведет к результату

$$\hat{\Phi}_x = (1)^n \int_{-T/2}^{T/2} dt w_n^{(n)}(t) \int_{-T/2}^t \int_{-T/2}^{\tau_n} \dots \int_{-T/2}^{\tau_3} \int_{-T/2}^{\tau_2} \varphi(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n. \quad (4)$$

Поскольку

$$w_n^{(n)}(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N a_i [\delta(t + T_i/2) - \delta(t - T_i/2)], & \text{если } n \text{ нечетно;} \\ \sum_{i=1}^N a_i [\delta(t + T_i/2) - \delta(t) + \delta(t - T_i/2)], & \text{если } n \text{ четно,} \end{cases}$$

операция умножения сигнала на непрерывную функцию $w(t)$ заменяется в (4) интегрированием сигнала, снятием небольшого числа отсчетов, умножением их на масштабные коэффициенты и сложением. Эти коэффициенты относятся друг к другу как небольшие целые числа или даже одинаковы (по абсолютному значению), что существенно упрощает весовую обработку.

Соответствующая (4) структура канонического весового усреднителя* изображена на рис. 1, б и содержит цепочку из n аналоговых интеграторов, программируемого устройства фиксации отсчетов и их масштабирования и итогового интегратора. Каноническая программная функция

$$P_k = \alpha w_n^{(n)}(t), \quad (5)$$

причем значение α зависит от коэффициентов передачи интеграторов.

Перемножитель представляет собой набор масштабных блоков, которые могут быть реализованы на резистивных делителях напряжения, с управляющим коммутатором.

Каноническая структура обладает следующими недостатками: повышенные требования к быстродействию элементов в выходных узлах устройств, осуществляющих снятие мгновенных отсчетов; избыточность оборудования.

Модификация структуры, направленная на устранение этих недостатков, выполняется следующим образом [2]. Если ограничиться k -кратным применением к (1) процедуры (3), то будет получено выражение для оценки:

$$\hat{\Phi}_x = (-1)^k \int_{-T/2}^{T/2} dt w_n^{(k)}(t) \int_{-T/2}^t \int_{-T/2}^{\tau_k} \dots \int_{-T/2}^{\tau_3} \int_{-T/2}^{\tau_2} \varphi(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_k,$$

где

$$w_n^{(k)}(t) = \begin{cases} v(t) = \sum_{i=1}^N a_i 1(t + T_i/2), & -T/2 < t < 0; \\ (-1)^k v(-t); & 0 < t < T/2; \\ \text{иначе } 0. \end{cases} \quad (6)$$

Модифицированная структура для реализации кусочно-полиномиальной весовой функции методом неявного умножения представлена на рис. 1, в. Она содержит на один интегратор меньше. Перемножитель на выходе цепочки интеграторов управляется кусочно-постоянной модифицированной программной функцией

$$P_m(t) = \beta w_n^{(k)}(t), \quad (7)$$

где константа β зависит от коэффициентов передачи интеграторов.

При этом отсутствует устройство фиксации отсчетов, а масштабных блоков на один меньше, так как число δ -функций, из которых состоит каноническая программная функция (5), на единицу больше числа участков в модифицированной программной функции (7). Но самое существенное преимущество заключается в снижении погрешности от переходных процессов в коммутаторе, масштабных блоках и итоговом интеграторе. Действительно, вклад, вносимый переходными процессами при реализации какого-либо участка кусочно-постоянной программной функции $P_m(t)$, распределяется на всю длину этого участка с соответствующим ослаблением.

Структура 1, в дополнительно упрощается, если программную функцию ограничить тремя уровнями: 0, +1 и -1 [4]. Если при этом еще применить итоговый интегратор с дифференциальным входом, то в перемножителе вообще не нужны масштабные блоки, а остается один коммутатор.

* Как канонический, так и модифицированный весовой усреднитель могут быть реализованы в цифровой форме программными средствами.

Весовой усреднитель цифрового вольтметра интегрирующего типа является простейшим примером модифицированного варианта. Здесь имеется итоговый интегратор с коэффициентом передачи $1/T$ и коммутатор, реализующий программную функцию

$$P_m(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } -T/2 < t < T/2; \\ \text{иначе } 0. \end{cases}$$

Такая же прямоугольная ВФ может быть реализована в канонической структуре с двумя интеграторами и импульсным элементом, формирующим два отсчета на границах интервала T . Эта схема сложнее и практического применения не нашла.

Оценим выигрыш, который обеспечивает модифицированная структура по сравнению со структурой, содержащей перемножитель величин $\varphi(t)$ и $w(t)$ в явном виде. Для этого выберем очевидный путь реализации ВФ при помощи цепочки интеграторов, на вход которой подана модифицированная программная функция $P_m(t)$. Полученная структура рис. 1, *г* отличается от рис. 1, *в* только наличием перемножителя непрерывных величин, который всегда сложнее и дороже, чем программно-управляемый масштабный блок, особенно в случае, когда не требуется масштабирования.

Оценку эффективности подавления помех весовым усреднителем целесообразно проводить в частотной области. Выведем с этой целью выражение для СХ КПНВФ в общем виде. Непосредственное применение преобразования Фурье к (2) затруднено необходимостью учета ограничений на коэффициенты a_i . Поэтому будем исходить из факта k -кратной дифференцируемости ВФ. При четном k (6) может быть представлена в виде суммы N четно-симметричных прямоугольных компонентов:

$$w_n^{(k)}(t) = \sum_{i=1}^N a_i \text{rect}(t/T_i),$$

а ее СХ — в виде суммы соответствующих функций отсчетов. Интегрированию кратности k во временной области соответствует деление СХ на $(j\omega)^k$ (с учетом finитности ВФ и ее производных), поэтому получим

$$|W_n(\omega)| = \left| \frac{2}{\omega^n} \sum_{i=1}^N a_i \sin(\omega T_i/2) \right|.$$

Аналогично при нечетном k обращение к $(k-1)$ -й производной ВФ, которая представляет собой сумму N симметричных треугольных компонентов, позволяет получить выражение

$$|W_n(\omega)| = \left| \frac{4}{\omega^n} \sum_{i=1}^N a_i \sin^2(\omega T_i/4) \right|.$$

Характерным свойством СХ КПНВФ является то, что ее модуль вписывается в мажоранту:

$$|W_n(\omega)| \leq A/\omega^n,$$

где A — параметр ВФ, зависящий от ее порядка, длительности и метода конструирования. Для КПНВФ параметр A меньше, чем для ВФ других семейств.

Пример ВФ Хэмминга показывает, что иногда бывает полезным введение разрывов первого рода в ВФ или в ее производные. Структурная реализация подобных ВФ осуществляется путем дополнительной передачи сигнала в обход цепочки интеграторов или отдельных интеграторов рис. 1, *г*.

Для борьбы с помехами от питающей сети применяется метод интегрирования, адекватный весовому усреднению с прямоугольной ВФ. Подавление сетевых помех (порядка 70 дБ) ограничено нерегулярностью сетевого напряжения. Один путь повышения помехозащищенности заключается в увеличении интервала интегрирования, но это противоречит требованию быстрогодействия. Другой путь — использование модифицированных кусочно-постоянных ВФ [3] — позволяет повысить подавление помех от сети до ~ 100 дБ. Следует отметить возможность сочетания в приборе двух режимов: быстрогодействующего с интервалом интегрирования 20 мс при подавлении сетевых помех на 70 дБ и режима усреднения отсчетов с повышенной помехозащищенностью и точностью, но с увеличенным временем измерения [5]. Это предложение реализовано в универсальном цифровом вольтметре Ш48000. Известны предложения по неравновесной обработке отсчетов [6], направленные на дальнейшее повышение помехозащищенности за счет снижения быстрогодействия.

Подавление помех с широкополосным равномерным спектром при минимальном времени измерения обеспечивает ВФ Дольфа — Чебышева, которой свойственно равенство уровней боковых лепестков СХ. ВФ Дольфа — Чебышева физически нереализуема, но в любом семействе ВФ можно осуществлять оптимизацию с использованием критерия Чебышева, приближаясь таким образом к идеалу в частотной области. Для семейства кусочно-постоянных ВФ такая оптимизация выполнена методом свертывания разнесенных по длительности прямоугольных компонентов [7].

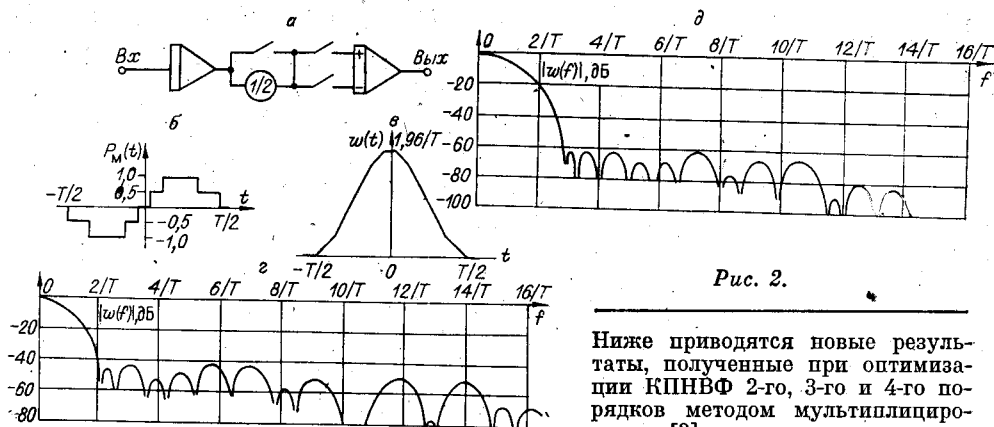


Рис. 2.

Структура для реализации мультиплицированной ВФ 2-го порядка представлена на рис. 2, а. При наличии дифференциального входа у итогового интегратора модифицированная программная функция реализуется при помощи трех ключей и резистивного делителя напряжения с коэффициентом передачи 0,5. Оптимизированная ВФ имеет одинаковый уровень трех самых высоких лепестков СХ (см. рис. 2, в) в полосе непрозрачности — 43,5 дБ при ширине главного лепестка $2,04/T$. По характеристикам она близка к известной ВФ Хэмминга, реализация которой требует больше оборудования.

По форме полученная ВФ (см. рис. 2, в) напоминает какую-то сложную ВФ-протогип, аппроксимированную линейными отрезками. Действительно, КПНВФ могут аппроксимировать любые непрерывные функции на ограниченном интервале с требуемой точностью (на основании теоремы Вейерштрасса). Однако такой подход был бы некорректным, так как оптимизация должна осуществляться в частотной области. И в данном примере выбор параметров линейных отрезков был ориентирован на приближение к идеалу в частотной области, т. е. на уравнивание максимально возможного количества высоких лепестков в зоне непрозрачности СХ.

Оптимизация мультиплицированной КПНВФ 3-го порядка обеспечивает уровень зоны непрозрачности — 63,5 дБ при ширине главного лепестка $2,83/T$. Ее СХ приведена на рис. 2, д. Мультиплицированная ВФ 4-го порядка имеет уровень СФ в полосе непрозрачности 83 дБ при ширине главного лепестка $3,65/T$. Вместе с ВФ 4-го порядка получен набор, перекрывающий диапазон от —32 до —83 дБ и представляющий практический интерес. Параметры этих ВФ представлены кружками на графике рис. 3. Цифрами обозначен порядок ВФ, оптимизированных методом разнесения компонентов. Для мультиплицированных ВФ применен дополнительно индекс «м». Сплошной линией показана характеристика ВФ Дольфа — Чебышева. Весовые усреднители с КПНВФ уступают идеалу в быстродействии всего 10—20%, в то время как активные и пассивные фильтры — в 5—20 раз.

В заключение следует отметить перспективность программной реализации алгоритмов весового усреднения в цифровой форме. Исключение операции умножения в рассматриваемых весовых усреднителях благоприятно для применения микропроцессорных средств.

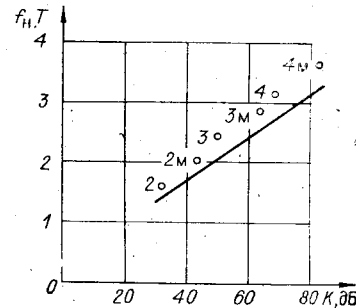


Рис. 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. Асаевич Г. А., Вишенчук И. М., Кравцов Р. С., Швецкий Б. И. Методы подавления помех при измерении постоянных напряжений. — В кн.: Электронные измерительные приборы и системы с коммутационно-модуляционными преобразователями: Тез. докл. II Респ. конф. Львов, 1974, с. 92—93.
2. Вишенчук И. М. Выбор и реализация весовых функций в преобразователях интегральных характеристик сигнала. — В кн.: Цифровая информационно-измерительная техника. Пенза: Пенз. политехн. ин-т, 1980, вып. 10, с. 7—13.
3. Вишенчук И. М. Выполнение операции усреднения в измерительных приборах методом весовых функций. — Измерение, контроль, автоматизация, 1980, № 3—4, с. 17—22.
4. Агизим А. М., Вишенчук И. М., Розенблат М. Ш., Троценко В. В. Фильтр нижних частот. (Автор. свид-во № 481910). — БИ, 1975, № 36.

5. Вишенчук И. М. и др. Цифровой вольтметр. (Автор. свид-во № 699448). — БИ, 1979, № 43.
6. Шахов Э. К. Метод повышения помехоустойчивости интегрирующих цифровых вольтметров. — Автометрия, 1980, № 5, с. 55—64.
7. Агизим А. М., Розенблат М. Ш., Свирцев В. А. Об одном классе селективных преобразований. — В кн.: Отбор и передача информации. Кйев: Наук. думка, 1970, вып. 24, с. 46—49.

Поступило в редакцию 3 апреля 1981 г.;
окончательный вариант — 11 апреля 1983 г.

УДК 681.327.21

О. В. ЕРОФЕЕВА, В. П. САВЕНКОВ

(Минск)

УЛУЧШЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ ГРАФИЧЕСКОГО ВВОДА

Работа дискретно-непрерывных устройств графического ввода (УГВ) основана на предположении идентичности переходных процессов в электрических цепях координатных шин. Однако множество причин, включая конструктивную нерегулярность, случайным образом варьируют электромагнитные параметры цепей коммутации шин и скорости переходных процессов в них, ухудшая точность считывания. Ниже оценивается влияние названных параметров на погрешность УГВ и рассматриваются способы ее уменьшения.

Для оценки переходных процессов сделаем следующие допущения: коммутаторы шин работают в ключевом режиме, коммутация происходит мгновенно; сопротивление ключей в разомкнутом состоянии бесконечно, в замкнутом — конечно; переходные процессы в цепях коммутации определяются их собственными индуктивностями.

Последняя предпосылка основана на том, что, во-первых, конструкция планшета зачастую содержит цепи со сталью, а, во-вторых, использование технологического поля планшета под монтаж микросхем (коммутаторов) исключает «жгуты» и, как следствие, значительные величины межпроводниковых частичных емкостей [1].

Учитывая вышеизложенное, цепи коммутации шин представим как RL -цепи. Обозначим далее: U — напряжение источника питания, R_j , L_j и R_{j+1} , L_{j+1} — сопротивление и собственная индуктивность цепи коммутации j -й и $j+1$ -й смежных шин соответственно.

Развертывающее измерительное преобразование на планшете достигается очередной коммутацией шин $\dots, j, j+1, \dots$ в автоматное время $\dots, t_j, t_{j+1}, \dots$. Тогда скорость переходного процесса в j -й шине в моменты времени T_j представим как

$$v_j = \begin{cases} -(U/L_j) e^{-(R_j/L_j)\Delta T_j} & \text{для } T_j \in [t_j, t_{j+1}), \\ 0 & \text{для } T_j \notin [t_j, t_{j+1}), \end{cases}$$

где $\Delta T_j = T_j - t_j$.

Выражение скорости v_{j+1} процесса в $j+1$ -й шине аналогичное: надо лишь заменить j на $j+1$, а $j+1$ на $j+2$.

Влияние разброса значений между одинаковыми компонентами (R_j , L_j) и (R_{j+1} , L_{j+1}) на точность измерений оценим применительно к съемнику с чувствительным элементом (ЧЭ) в виде круговой катушки. В этом случае [2] локальная координата катушки относительно оси j -й шины, т. е. Δx_j (если шины j и $j+1$ квантуют планшет вдоль оси x), будет иметь вид

$$\Delta x_j = \lambda(E_j/(E_j + E_{j+1})), \quad (1)$$

где λ — шаг квантования планшета; E_j , E_{j+1} — модули значений ЭДС индукции в ЧЭ, наводимой током j -й и $j+1$ -й шин.

Вводя безразмерный коэффициент эквивалентности

$$\Phi_j = v_{j+1}/v_j = (L_j/L_{j+1}) e^{(R_j/L_j - R_{j+1}/L_{j+1})\Delta T_j}, \quad (2)$$

выражение (1) преобразуем следующим образом:

$$\Delta x_j = \lambda(1/(1 + (M_{j+1}/M_j)\Phi_j)). \quad (3)$$

Здесь M_j , M_{j+1} — модули значений взаимной индуктивности ЧЭ с j -й и $j+1$ -й шинами соответственно.

С помощью формулы (3) получим абсолютную погрешность измерения, обусловленную неэквивалентностью коммутирующих цепей

$$\Delta x = \Delta x_j|_{\Phi_j \neq 1} - \Delta x_j|_{\Phi_j = 1} = \lambda \left(\frac{1}{1 + (M_{j+1}/M_j)\Phi_j} - \frac{1}{1 + M_{j+1}/M_j} \right). \quad (4)$$