жающей точки в дискретном координатном пространстве, требует в качестве основных операционных элементов использование лишь счетчиков. Это позволит проектировать быстродействующие программные устройства с применением относительно медленнодействующих микропроцессоров.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Си-Зен Ян.** Определение максимальной погрешности двоичного умножителя.— Ав-

---

УДК 621.317.18

В. Д. ШЕВЕЛЕНКО

(Оренбург)

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ СПЕКТРАЛЬНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Измерительные и функциональные преобразователи спектрально-импульсного типа, обладающие достаточно высокой точностью [1] и большим диапазоном преобразования [2-3], находят все более широкое применение.

Однако их быстродействие обусловлено конечной скоростью формирования изменений частотных компонентов при скачкообразном изменении параметров импульсного процесса и ограничено скоростью переходных процессов в избирательных системах, используемых для извлечения измерительной информации из изменений амплитуды и фазы n-й гармоники.

Уменьшение добротности последних с целью уменьшения времени переходного процесса сопровождается попаданием в полосу пропускания, кроме необходимой для осуществления преобразования гармоники с номером n конечного числа гармоник с номерами $n\pm k$ ($k=1, 2, \ldots$), что вызывает увеличение погрешности измерения вследствие модуляции амплитуды n-й гармоники.

Поэтому представляет интерес анализ преобразований над последовательностями импульсов, позволяющих увеличить быстродействие рассматриваемого класса устройств при сохранении высокой точности регистрации информационных изменений параметров импульсов.

В процессе осуществления импульсных видов модуляции изменение параметров импульсов носит скачкообразный характер в силу дискретности моментов времени, в которые устанавливается однозначное соответствие между значением модулирующей функции и значением модулируемого параметра последовательности импульсов. Изменения параметров импульсов сопровождаются изменениями уровня постоянной составляющей и амплитуд гармоник частоты повторения, зависящими от вида модуляции.

Для оценки скорости регистрации изменения параметров последовательности импульсов рассмотрим влияние на спектр возмущения в виде скачкообразного изменения параметра в момент времени t_0, предположив, что к моменту времени t_0 спектр был дискретным.

Тогда в силу линейности преобразования Фурье текущий спектр последовательности импульсов, подвергнутых изменению параметра, представляет собой сумму дискретного спектра невозмущенной последовательности импульсов и текущего спектра $\delta l_0(t)$, где $\delta l_0(t)$ — вариация функции времени, описывающей периодическую последовательность импульсов, в момент времени $t=t_0$. Таким образом, для оценки скорости регистрации изменения параметра, приводящего к вариации функции $l_0(t)$ на $\delta l_0(t)$, достаточно оценить скорость регистрации $\delta l_0(t)$.

Обозначим $\delta l_0(t)=\varphi(t)$, где $\varphi(t)$ — функция времени, определенная на сегменте $[0, \tau]$ и представимая интегралом Фурье, т. е. для всех $-\infty<\omega<\infty$ существует

$$F_0(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}\varphi(t)\,e^{-j\omega t}dt. \qquad (1)$$

Тогда в силу $\varphi(t)\neq 0$ при $0\leq t<\tau$ (1) может быть записано в виде

$$F_0(\omega)=\int_0^{\tau}\varphi(t)\,e^{-j\omega t}dt.$$

Если последовательность импульсов описывается функцией

$$f(t)=\sum_{k=0}^{\infty}\{h(t-kT)-h[t-(k+1)T]\}\,\varphi(t-kT),$$

где

$$h(x)=\begin{cases}1, & 0\leq x<\infty;\\ 0, & -\infty<x<0,\end{cases}$$

и $T\geqslant\tau$, то текущий спектр такой последовательности импульсов определяется следующим образом [4]:

$$F_t(\omega,\xi)=\int_0^{\xi}\sum_{k=0}^{\infty}\{h[t-kT]-h[t-(k+1)T]\}\,\varphi(t-kT)\,e^{-j\omega t}dt$$

или

$$F(\omega,\xi)=\sum_{k=0}^{\infty}\int_0^{\xi}\{h[t-kT]-h[t-(k+1)T]\}\,\varphi(t-kT)e^{-j\omega t}dt. \qquad (2)$$

Так как для любого конечного ξ ряд (2) после интегрирования представим конечной суммой

$$F(\omega,\xi)=\sum_{k=0}^{(N-1)}\int_{kT}^{(k+1)T}\varphi(t-kT)e^{-j\omega t}dt+\int_{NT}^{\xi}\varphi[t-NT]e^{-j\omega t}dt, \qquad (3)$$

то при введении переменной $\eta=t-kT$ (3) принимает вид

$$F(\omega,\xi)=\sum_{k=0}^{N-1}\int_0^{T}\varphi(\eta)\,e^{-j\omega\eta}d\eta e^{-jk\omega T}+\int_0^{\xi-NT}\varphi(\eta)\,e^{-j\omega\eta}d\eta e^{-j\omega NT},$$

где $N=\Gamma[\xi/T]$, а $\Gamma[x]$ — ступенчатая функция, определяемая как целая часть аргумента x [5]. Поэтому

$$F(\omega,\xi)=F_0(\omega)\sum_{k=0}^{N-1}e^{-jk\omega T}+F_0[\omega,(\xi-NT)]\,e^{-j\omega NT}, \qquad (4)$$

где $F_0[\omega,(\xi-NT)]$ — текущий спектр функции $\varphi(t)$.

Для последовательности прямоугольных импульсов, вариация длительности или периода повторения которых представляет собой единичный скачок, имеем

$$F_0(\omega)=\int_0^{\tau}e^{-j\omega t}dt=\frac{j}{\omega}\left(e^{-j\omega T}-1\right)=\frac{2j}{\omega}\frac{\left(e^{-\frac{j\omega\tau}{2}}-e^{\frac{j\omega\tau}{2}}\right)}{2}=\frac{2}{\omega}\sin\frac{\omega\tau}{2}e^{-\frac{j\omega\tau}{2}}.$$

После вычисления суммы в выражении (4) оно принимает вид

$$F(\omega,\xi)=F_0(\omega)\frac{\sin\frac{N\omega T}{2}}{\sin\frac{\omega T}{2}}e^{-\frac{j(N-1)\omega T}{2}}+F_0[\omega,(\xi-NT)]\,e^{-j\omega NT}. \qquad (5)$$

Пусть избирательная система настроена на частоту $\omega_n=(2\pi n/T)$, т. е. на n-ю гармонику частоты повторения, а фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую из текущего спектра (5). Кроме того, пусть эта система имеет частотную характеристику

$$K(\omega-\omega_n)=\begin{cases}1, & -\Delta\omega<\omega-\omega_n<\Delta\omega;\\ & \omega-\omega_n<-\Delta\omega;\\ 0, & \omega-\omega_n\geqslant\Delta\omega,\end{cases}$$

а фильтр нижних частот —

$$K(\omega)=\begin{cases}1, & \omega<\Delta\omega;\\ 0, & \omega\geqslant\Delta\omega.\end{cases}$$

Так как при реализации избирательной системы и фильтра нижних частот легко обеспечить $\Delta\omega \ll 2\pi/T$, то выходное напряжение избирательной системы и выходное напряжение фильтра нижних частот имеют вид

$$u_n(\xi) \cong \frac{F_0(\omega_n)}{2\pi} \int\limits_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} (-1)^{(N-1)n} \frac{\sin\frac{N\gamma T}{2}}{\frac{\gamma T}{2}} e^{j\gamma\left[\xi - \frac{(N-1)T}{2}\right]} e^{j\omega_n\xi} e^{-j(N-1)n\pi} d\gamma +$$

$$+ \frac{F_0[\omega_n, (\xi - NT)]}{2\pi} \int\limits_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} e^{j\gamma(\xi - NT)} d\gamma, \quad (6)$$

$$u_0(\xi) \cong \frac{F_0(0)}{\pi} \int\limits_0^{\Delta\omega} (-1)^{(N-1)n} \frac{\sin\frac{N\gamma T}{2}}{\frac{\gamma T}{2}} e^{j\gamma\left[\xi - \frac{(N-1)T}{2}\right]} e^{-j(N-1)n\pi} e^{j\omega_n\xi} d\gamma +$$

$$+ \frac{F_0[0, (\xi - NT)]}{\pi} \int\limits_0^{\Delta\omega} e^{j\gamma(\xi - NT)} d\gamma. \quad (7)$$

Для выходных напряжений избирательной системы и фильтра нижних частот, соответствующих концу N-го периода повторения импульсов ($\xi = NT$), на основании (6) и (7) имеем

$$u_n(NT) = \frac{F_0(\omega_n)}{2\pi} \int\limits_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} (-1)^{(N-1)n} \frac{\sin\frac{N\gamma T}{2}}{\frac{\gamma T}{2}} e^{j\gamma\frac{(N+1)T}{2}} e^{-j(N-1)n\pi} d\gamma =$$

$$= \frac{F_0(\omega_n)}{2\pi T} \left[\frac{1}{2} \int\limits_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} \frac{\sin\gamma\left(N + \frac{1}{2}\right)T}{\frac{\gamma}{2}} d\gamma - \frac{1}{2} \int\limits_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} \frac{\sin\frac{\gamma T}{2}}{\frac{\gamma}{2}} d\gamma \right] = \frac{F_0(\omega_n)}{\pi T} \times$$

$$\times \left\{ \mathrm{Si}\left[\Delta\omega\left(N + \frac{1}{2}\right)T\right] - \mathrm{Si}\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right) \right\} = \frac{F_0(\omega_n)}{\pi T} \left\{ \mathrm{Si}\left[\Delta\omega\left(\xi + \frac{T}{2}\right)\right] - \mathrm{Si}\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right) \right\}; \quad (8)$$

$$u_0(NT) = \frac{F_0(0)}{\pi T} \left\{ \mathrm{Si}\left[\Delta\omega\left(\xi + \frac{T}{2}\right)\right] - \mathrm{Si}\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right) \right\}. \quad (9)$$

Из соотношений (8) и (9) следует, что скорости изменения амплитуд гармоник частоты повторения и постоянной составляющей одинаковы и определяются произведением $\Delta\omega\xi = \Delta\omega NT$.

Увеличение полосы пропускания избирательной системы $\Delta\omega$ возможно лишь при умножении в l раз частоты повторения импульсов, длительность или частота повторения которых воспринимает модуляцию, и сохранении пропорциональности между изменениями длительности или частоты повторения импульсов умноженной частоты повторения и изменениями длительности или частоты повторения импульсов исходной последовательности.

При добротности избирательной системы, используемой для регистрации изменения параметров исходной последовательности импульсов по изменениям амплитуды гармоники с номером n, равной $Q_1 = Fn/2\Delta f_1$, где $2\Delta f_1$ — полоса пропускания избирательной системы, умножение частоты повторения импульсов исходной последовательности в l раз и использование избирательной системы, выделяющей m-ю гармонику умноженной частоты, с добротностью $Q_2 = (lmF)/2\Delta f_2 = Q_1$ позволяет получить $\Delta f_2 = (lm\Delta f_1)/n$.

Так как при изменениях длительности или частоты повторения гармоники подвергаются изменениям в различной степени [6], то при регистрации изменений длительности (частоты повторения) импульсов необходимо настраиваться на гармонику умноженной частоты повторения импульсов m, находящуюся в зоне наибольшей чувствительности к изменениям длительности (частоты повторения) импульсов, т. е. $m = k/\tau_у$, где $\tau_у$ — длительность импульсов умноженной частоты повторения.

Умножение частоты повторения регистрируемых импульсов одновременно увеличит частоту поступления импульсов (количество их, необходимое для регистрации изменения длительности или частоты повторения импульсов, равно N) на вход избирательной системы, что существенно уменьшит промежуток времени, необходимый для отработки избирательной системой скачкообразного изменения длительности (частоты повторения) импульсов. Действительно, если для регистрации скачкообразного изменения длительности (частоты повторения) импульсов требуется N регистрируемых импульсов, т. е. промежуток времени NT, то при умножении частоты повторения в l раз время регистрации с помощью избирательной системы равно NT/l, т. е. при $l>N$ оно меньше периода повторения регистрируемых импульсов.

Экспериментальная проверка при изменении длительности импульсов подтвердила возможность уменьшения времени регистрации до интервала, меньшего периода исходных импульсов.

Проведенное исследование показывает, что для увеличения быстродействия регистрации изменений длительности или частоты повторения импульсов спектрально-импульсными преобразователями может быть использовано умножение частоты повторения импульсов с сохранением пропорциональности между изменениями параметров регистрируемого и преобразованного импульсных процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Шевеленко В. Д., Абрамов В. В., Логинов Ю. А., Орлов И. П.** Использование особенностей спектров импульсов для повышения чувствительности фазометров.— Измерительная техника, 1976, № 7.
2. **Шевеленко В. Д., Кутузов В. И.** Способ изменения сдвига фаз синусоидальных напряжений. (Автор. свид-во № 351178).— БИ, 1972, № 27.
3. **Шевеленко В. Д. и др.** Функциональный преобразователь. (Автор. свид-во № 449349).— БИ, 1974, № 41.
4. **Харкевич А. А.** Спектры и анализ. М.: ГИФМЛ, 1962, с. 26—30.
5. **Заездный А. М.** Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Л.: Энергия, 1972.
6. **Шевеленко В. Д.** Исследование динамических особенностей спектров импульсов.— Изв. высш. учебн. заведений. Радиоэлектроника, 1975, № 3.

Поступило в редакцию 6 июня 1978 г.;
окончательный вариант — 2 января 1980 г.

УДК 681.142.01

М. А. ЛЫСАКОВ

(Свердловск)

УСТРАНЕНИЕ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ СЧИТЫВАНИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ, ФОРМИРУЮЩИХ КОД В СИСТЕМЕ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ

Постановка задачи. Известны преобразователи угол — код, формирующие коды в системе остаточных классов (СОК) [1, 2]. Для реализации СОК в таких преобразователях предлагается коды по каждому из оснований формировать отдельной двоичной шкалой. При этом возникают трудности, связанные с устранением неоднозначности считывания информации на границе между соседними кодовыми комбинациями.

Устранять неоднозначность считывания предлагается «двойной щеткой» и «двойным кодированием» [1]. Оба способа приводят к тому, что дискретность отсчетов преобразователей снижается в два раза.

Для управления переключениями «двойной щетки» в преобразователе, формирующем коды в СОК, потребуется специальная (управляющая) кодовая шкала с одной дорожкой, риски на которой наносятся в два раза чаще, чем на дорожках младших разрядов основных шкал. Таким образом, на управляющей шкале риски могут быть нанесены с предельно возможной дискретностью, а на дорожках младших разрядов основных шкал — в два раза реже.

При способе «двойного кодирования» управляющая шкала не требуется, но каждому значению кодируемого угла соответствуют две соседние кодовые комбинации. В этом случае дискретность отсчета углов оказывается в два раза ниже, чем дискретность дорожек младших разрядов кодовых шкал. Получается, что дорожки младших разрядов всех кодовых шкал вообще излишни с точки зрения получаемой дискретности отсчета углов.

Задача построения преобразователя угол — код, формирующего код в СОК, может быть поставлена прямо [1, 2] или выведена из «зацепления» кодовых колец [3]. Код, формируемый «зацепленными» кольцами, рассматривается как неарифметический [3] объемом N с длиной комбинаций M:

$$N=n_1n_2\ \ldots\ n_k,$$