масштаба потенциометром в цепи обратной связи выходного усилителя.

Для неискаженной передачи выходного сигнала ЦАП-16 в другие модули разработан высококачественный дифференциальный усилитель, который подавляет продольную помеху между нулевыми выводами модулей крейта.

В заключение отметим, что изложенные принципы могут быть положены в основу создания ЦАП с числом разрядов до 18, для чего необходимо в генераторах тока и блоке ОУ использовать операционные усилители с низким дрейфом нуля по напряжению и току (например, ОУ 140УД6, стабилизированные МДМ-каналом), а двухполярный режим работы организовать с помощью добавочного инвертирующего ОУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Маршак, Браун.** Вопросы применения 16-разрядных преобразователей.— Электроника, 1972, № 21.
2. **Карлинер М. М., Нифонтов В. И., Орешков А. Д.** Прецизионный цифроаналоговый преобразователь.— Автометрия, 1972, № 2.
3. **Анисимов В. И. и др.** Операционные усилители с непосредственной связью каскадов. Л.: Энергия, 1979.
4. **Вьюхин В. Н.** Высокостабильный источник тока на микросхемах.— Автометрия, 1969, № 5.

Поступила в редакцию 5 марта 1980 г.

УДК 621.374.44

В. И. ОЛЬШЕВСКИЙ, Б. А. ФУРМАН

(Харьков)

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ВОЗМУЩЕНИЯ В ДИСКРЕТНЫХ ЗАДАТЧИКАХ ЧАСТОТЫ СИНТЕЗИРУЮЩЕГО ТИПА

Частотной форме представления параметров в дискретных устройствах управления свойственны специфические возмущения, порождаемые неравномерностью используемых при этом импульсных последовательностей. Количественная оценка этих возмущений необходима при исследовании динамической точности указанных устройств.

Типичной импульсной последовательностью с периодически нарушаемой равномерностью является двоичная последовательность, средняя частота следования импульсов которой может быть выражена

$$f_{\text{нр}} = f_0 \sum_{k=1}^{n} A_k 2^{-k}, \tag{1}$$

где f_0 — опорная частота; $k = 1, 2, 3, \ldots, n$ — номер двоичной субгармоники опорной частоты; $A_k = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$ — коэффициент участия k-й субгармоники в образовании последовательности (1). (Здесь и далее под двоичными субгармониками понимаются значения частоты следования импульсов, определяемые как $f_0/2^k$.)

Последовательность, описываемая выражением (1), имеет место при дискретном преобразовании частоты, осуществляемом с помощью двоичных преобразователей код — частота (ПКЧ) синтезирующего типа. Последние строятся на основе двоичных n-разрядных делителей частоты таким образом, что результирующая последовательность формируется путем суперпозиции выходных сигналов тех или иных разрядов делителя, представляющих субгармоники входной опорной частоты. Как следует из диаграмм, приведенных на рисунке, выходной последовательности свойственна периодическая неравномерность с максимальным периодом ее повторения

$$T_н = 2^n T_0 \tag{2}$$

(T_0 — период опорной частоты).

При использовании указанных последовательностей для представления параметров управления (например, параметра скорости в каналах задания цифровых систем автоматического регулирования скорости вращения) отмеченная неравномерность порождает низкочастотные возмущения, ограничивающие точность управления.

Существует две формы сигналов на выходе ПКЧ в зависимости от его функционального назначения в структурах устройств контроля и регулирования: аналоговая форма представления в виде импульсов с фиксированной вольт-секундной площадью; цифровая форма представления в виде дельта-функций, $\delta(t - t_0)$, где t_0 — время появления переднего фронта импульса на выходе синтезатора.

Гармонический анализ низкочастотных возмущений для аналоговой формы представления выходных сигналов ПКЧ синтезирующего типа дан в работе [1]. Однако при использовании подобных преобразователей в качестве задатчиков параметра в системах регулирования с цифровыми механизмами сравнения (например, цифровыми интеграторами) следует применять и цифровую форму представления выходных сигналов.

Гармонический анализ неравномерных импульсных последовательностей, представленных в цифровой форме, может проводиться с помощью метода интегральной функции неравномерности [2]. Указанная функция $F(t)$ определяется следующим образом: каждой неравномерной импульсной последовательности со средней частотой $f_{нр}$ соответствует эквивалентная равномерная последовательность с частотой $f_р$, так что общее число импульсов в обеих последовательностях за период повторения неравномерности совпадает и $f_{нр} = f_р$; $F_i(t) = 0$ при равенстве к данному моменту времени (начало отсчета заранее фиксируется) суммарного числа импульсов в неравномерной и в эквивалентной ей равномерной последовательностях;

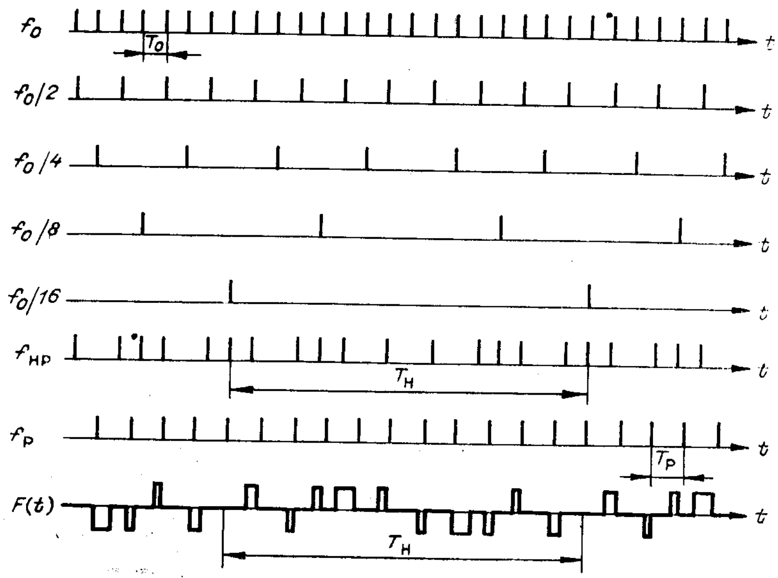
$$F_i(t) = \begin{cases} +1 & \text{при } t_{нрi} \leqslant t < t_{рi}, \\ -1 & \text{при } t_{нрi} > t \geqslant t_{рi}, \end{cases}$$

где $t_{нрi}$ и $t_{рi}$ — моменты «пиков» δ-функций, соответствующих i-м импульсам неравномерной и равномерной последовательностей соответственно.

Как следует из определения, форма импульсов, образующих последовательность, которая и представляет функцию $F(t)$, аналогична форме сигнала, снимаемого с выходов триггерного устройства при поступлении на его раздельные входы импульсных последовательностей с частотами $f_{нр}$ и $f_р$.

Указанная форма характерна для выходных сигналов двоичных реверсивных счетчиков, используемых в качестве цифровых интеграторов, проводящих интегральное сравнение двух синхронных импульсных последовательностей, одна из которых подвержена фазовой модуляции. Таким образом, количественное определение самой функции $F(t)$ и ее гармонических составляющих позволяет оценить низкочастотные возмущения на выходе цифровых интеграторов, которые в дальнейшем могут быть связаны с пульсациями выходного параметра регулятора.

Настоящая работа посвящена проведению гармонического анализа возмущений, имеющих место на выходе ПКЧ синтезирующего типа при цифровой форме представления импульсных сигналов.



Рассмотрим разложение в ряд Фурье интегральной функции неравномерности $F(t)$ для последовательности, изображенной на рисунке. В общем случае

$$F(t)=\sum_{m=-\infty}^{+\infty} C_m e^{j\omega_н m t}.$$

Здесь

$$C_m=\frac{1}{T_н}\int_0^{T_н} F(t)\,e^{-j\omega_н m t}dt$$

— комплексный коэффициент Фурье; $\omega_н=2\pi/T_н$ — частота повторения неравномерности; m — номер высшей гармоники функции.

Функция $F(t)$ в интервале времени, равном периоду неравномерности $T_н$, имеет $2(N-1)$ точек разрыва первого рода, где

$$N=\sum_{k=1}^{n} A_k 2^{n-k}$$

— число импульсов последовательности за период $T_н$. Коэффициент C_m определяется суммой $(N-1)$ интегралов

$$C_m=\frac{1}{T_н}\sum_{l_1,l_2}\int_{l_2T_0}^{l_1T_р} e^{-j\omega_н m t}dt, \qquad (3)$$

где $l_1=1,2,3,\ldots,(N-1)$; l_2 — значения чисел натурального ряда 1, 2, 3, ..., $T_н/T_0$, для которых l_2T_0 соответствуют моментам существования импульсов неравномерной последовательности; $T_р=T_н/N$ — период следования импульсов в эквивалентной равномерной последовательности, частота которой $f_р=f_{нр}$.

В качестве начала интервала интегрирования $T_н$ принимаем момент существования импульса старшей n-й субгармоники опорной частоты. Тогда для примера, приведенного на рисунке,

$$C_m = \frac{1}{16T_0} \sum_{l_1, l_2} \int\limits_{l_2 T_0}^{l_1 \frac{16T_0}{11}} e^{-jm\omega_{\text{н}} t} dt$$

$(l_1 = 1, 2, 3, \ldots, 10;\ l_2 = 1, 3, 4, 5, 7, 9, 11, 12, 13, 15)$.

Коэффициенты l_2 могут быть разбиты на группы в соответствии с моментами существования импульсов различных субгармоник опорной частоты, составляющих результирующую последовательность:

$$\begin{aligned}
\text{для}\quad & k = 1 \quad l_2 = 1, 3, 5, \ldots, (2^1 l_{21} - 2^0);\\
& k = 2 \quad l_2 = 2, 6, 10, \ldots, (2^2 l_{22} - 2^1);\\
& k = 3 \quad l_2 = 4, \ 12, 20, \ldots, (2^3 l_{23} - 2^2);\\
& \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
& \qquad\qquad (2^k l_{2k} - 2^{k-1}),
\end{aligned}$$

где l_{2k} — номер импульса k-й субгармоники от начала периода $T_{\text{н}}$.

После вычисления интегралов (3) и группировки в соответствии с наличием k-х субгармоник запишем

$$C_m = \frac{j}{2\pi m}\left(S_1 - \sum_{k=1}^{n-1} A_k S_{2k}\right). \tag{4}$$

Здесь

$$S_1 = \sum_{l_1=1}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi m l_1}{N}},$$

$$S_{2k} = \sum_{l_{2k}=1}^{2^{n-k}} e^{-j\frac{2\pi m T_0}{T_{\text{н}}} 2^{k-1}(2l_{2k}-1)}.$$

Суммы S_1 и S_{2k} могут быть вычислены как суммы членов соответствующих геометрических прогрессий. После преобразований получаем

$$S_1 = [(e^{-j2\pi m} - 1)/(e^{-j2\pi(m/N)} - 1)] - 1.$$

Для значений m, не кратных N, $S_1 = -1$. Для определения S_1 при $m = r_1 N$ необходимо учесть, что

$$\sum_{l_1=1}^{N-1} e^{-j2\pi r_1 l_1} = N - 1,$$

так как $r_1 l_1$ — целое число, следовательно, каждый член суммы равен 1. Таким образом, в общем случае

$$S_1 = \begin{cases} -1 & \text{при } m \neq r_1 N, \\ N - 1 & \text{при } m = r_1 N. \end{cases} \tag{5}$$

Аналогично вычисляем сумму членов геометрической прогрессии:

$$S_{2k} = e^{-j\pi m 2^{k-n}}\left(e^{-j2\pi m} - 1\right)\Big/\left(e^{-j2\pi m 2^{k-n}} - 1\right),$$

$$S_{2k} = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq r_{2k} 2^{n-k}, \\ (-1)^{r_{2k}} 2^{n-k} & \text{при } m = r_{2k} 2^{n-k} \end{cases}$$

$(r_{2k} = 1, 2, 3, \ldots)$.

Действительные коэффициенты разложения в ряд Фурье выражаются таким образом:

$$a_m = 2\,\mathrm{Re}\,C_m \text{ и } b_m = -2\,\mathrm{Im}\,C_m.$$

Как следует из (4), (5), в рассмотренных случаях C_m является мнимым числом и $a_m = 0$, а $b_m = (-1/\pi m)(S_1 - S_{2k})$.

Так что интегральная функция неравномерности может быть представлена в виде

$$F(t) = \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin m\omega_{\text{н}} t, \qquad (6)$$

где

$$b_m = \frac{1}{\pi m}\left[1 - g_1 N + \sum_{k=1}^{n-1} A_k g_{2k} (-1)^{r_{2k}} 2^{n-k}\right], \qquad (7)$$

$$g_1 = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq r_1 N, \\ 1 & \text{при } m = r_1 N, \end{cases}$$

$$g_{2k} = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq r_{2k} 2^{n-k}, \\ 1 & \text{при } m = r_{2k} 2^{n-k}. \end{cases}$$

Для нечетных гармоник $F_m(t)$ сумма $S_{2k} = 0$. Нечетное значение m всегда некратно 2^{n-k}, поэтому соотношение (7) упрощается и

$$b_m = \begin{cases} 1/\pi m & \text{при } m \neq r_1 N, \\ (1/\pi)(1/m - 1/r_1) & \text{при } m = r_1 N. \end{cases} \qquad (8)$$

Полученные выражения позволяют осуществлять количественную оценку низкочастотных пульсаций как гармоник интегральной функции неравномерности $F(t)$ для всего гармонического спектра. Последнее обстоятельство дает возможность оценивать уровень возмущений выходного параметра в системах регулирования, количественно определять степень необходимого усреднения частоты в каналах задания и в конечном счете проводить синтез цифровых регуляторов с заданной динамической точностью.

При использовании выражений (7) и (8) следует иметь в виду, что N как число импульсов за период неравномерности $T_{\text{н}}$ может принимать только нечетные значения, поскольку за период неравномерности в суперпозиции участвует только один импульс старшей субгармоники, а все субгармоники с номерами $k < n$ представлены четными числами импульсов.

Для реализации выходной последовательности ПКЧ в соответствии с алгоритмом (1) необходимо, чтобы код управления выражался

$$N_{\text{у}} = \sum_{k=1}^{n} A_k 2^{-s}.$$

Как следует из изложенного выше, $N = N_{\text{у}}$ для нечетных значений кода управления и $N = N_{\text{у}} 2^{-s}$, где 2^s является наибольшим общим делителем чисел N и 2^n. Соответственно все коэффициенты $b_m = 0$ при $m < 2^s$, а значения $b_{2^s m}$ определяются согласно выражениям (7) и (8) с учетом данного замечания.

В качестве примера с помощью соотношений (6)—(8) проведем количественную оценку гармонических составляющих функции $F(t)$ для выходных последовательностей преобразователя частоты, выполненного на основе 10-разрядного двоичного ПКЧ ($\omega_{\text{н}} = 2\pi f_0/2^{-10}$).

Результаты расчета b_m первых пяти гармоник для ряда значений кода управления $N_{\text{у}}$ приведены в таблице.

$N_у$	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8	A_9	A_{10}	N	1	2	3	4	5
124	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	31	0	0	0	$1/\pi$	0
125	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	125	$1/\pi$	$1/2\pi$	$1/3\pi$	$-3/4\pi$	$1/5\pi$
126	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	63	0	$1/\pi$	0	$-1/2\pi$	0
127	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	127	$1/\pi$	$-1/2\pi$	$1/3\pi$	$-1/4\pi$	$1/5\pi$
128	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
129	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	129	$1/\pi$	$1/2\pi$	$1/3\pi$	$1/4\pi$	$1/5\pi$
130	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	65	0	1π	0	$1/2\pi$	0
131	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	131	$1/\pi$	$-1/2\pi$	$1/3\pi$	$-1/4\pi$	$1/5\pi$
132	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	33	0	0	0	$1/\pi$	0

Полученные соотношения могут применяться для оценки работы ПКЧ синтезирующего типа и в других областях, например при исследовании радиотехнических дискретных синтезаторов частот, в информационно-преобразовательной технике.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Фурман Б. А.** Гармонический анализ фазовых неравномерностей дискретных преобразователей частоты.— Автометрия, 1976, № 2.
2. **Фурман Б. А.** Низкочастотные возмущения в цифровых регуляторах скорости электроприводов, определяемые неравномерностью работы дискретных задатчиков.— Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод, 1974, вып. 3 (29).

Поступила в редакцию 10 августа 1978 г.

УДК 519.24 : 621.317.77

Ю. Д. ПОПОВ

(Киев)

О ДЕКОДИРОВАНИИ ПО МИНИМУМУ РАССТОЯНИЯ В ЗАДАЧЕ УСТРАНЕНИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ЦИКЛИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Можно предложить простые формулы для устранения неоднозначности циклических измерений в трехшкальных фазометрических системах, использующих принцип декодирования по минимуму расстояния [1]. Непосредственное перенесение полученных результатов на m-шкальные ($m > 3$) системы затруднено ввиду громоздкости аналитических формул, используемых для записи соответствующих решающих правил. Ниже приводятся простые алгоритмы, позволяющие выводить решающие правила, реализующие принцип декодирования по минимуму расстояния для произвольных m-шкальных фазометрических систем.

Рассмотрим систему уравнений

$$u = (k_1 + \varphi_1)/d_1 = \ldots = (k_m + \varphi_m)/d_m.$$

Здесь $k_i = [d_i u]^+$, $\varphi_i = \{d_i u\}^+$ — соответственно целая и дробная части от $d_i u$, d_i — масштабные коэффициенты измерительных шкал, представляющие собой целые положительные числа. Проблема устранения неодно-