

Изготовленный преобразователь имеет следующие характеристики: длительность преобразуемых сигналов (импульсов) $t_x = (0,08-2,5)$ мкс; число разрядов выходного кода 6; дискретность преобразования 55 нс; время преобразования 10 мкс; абсолютная погрешность $\leq 0,01 t_x$.

Систематическая погрешность, обусловленная наличием разрешающей способности используемых элементов D1, D3—D8, составляет 20 нс.

Преобразователь выполнен на трех платах печатного и объемного монтажа. На первой плате размером 70×100 мм² размещены линии задержки (ЛЗ1, ЛЗ2 и элемент D2); на второй плате размером 80×100 мм² — линии задержки ЛЗ3—ЛЗ7; на третьей плате размером 110×130 мм² — цифровая часть преобразователя.

При отключении выхода селектора-мультиплексора от входа контура циркуляции и подключения пятого отвода пятиотводного элемента задержки непосредственно на вход контура циркуляции время преобразования возрастает и описывается выражением

$$T = (\eta + 1) t_3 + m t_{ц_0}. \quad (2)$$

Из сравнения выражений (1) и (2) определяем выигрыш во времени преобразования предложенного способа:

$$k = \frac{T}{T_{проб}} = \frac{(\eta + 1) t_3 + m t_{ц_0}}{(\eta + 1) t_3 + m \left[t_{ц_0} - \frac{m-1}{2} (\eta + 1) t_3 \right]}.$$

Так как $m t_{ц_0} \gg (\eta + 1) t_3$ и $m \left[t_{ц_0} - \frac{m-1}{2} (\eta + 1) t_3 \right] \gg (\eta + 1) t_3$, то $k \approx t_{ц_0} \left[t_{ц_0} - \frac{m-1}{2} (\eta + 1) t_3 \right]$.

В нашем случае $k \approx 1,5$, следовательно, время преобразования уменьшается в 1,5 раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. с. 708293 (СССР). Измеритель длительности временных интервалов/Н. Р. Карпов и др.—ОИПОТЗ, 1980, № 1.
2. Карпов Н. Р. Рециркуляционный измерительный преобразователь коротких временных интервалов в код.—ПТЭ, 1980, № 2, с. 101.
3. А. с. 954918 (СССР). Измеритель длительности временных интервалов/Г. Н. Абрамов.—ОИПОТЗ, 1982, № 32.
4. Аналого-цифровые преобразователи/Под ред. Г. Ф. Бахтиярова.—М.: Сов. радио, 1980.

Поступило в редакцию 12 ноября 1984 г.

УДК 681.335

В. П. ДОРОШЕВ, В. Е. ЯМНЫЙ
(Минск)

ЧАСТОТНЫЙ ДИАПАЗОН ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Как известно [1, 2], для расширения динамического диапазона (ДД) входных сигналов аналого-цифровых преобразователей (АЦП) используется аналоговое компрессирование уровней измеряемых сигналов X до значений Y . Однако процесс компрессирования сопряжен, как правило, с увеличением полосы занимаемых сигналом частот, что приводит к появлению динамической погрешности за счет ограничения спектра узлами преобразователя, следующими за компрессором и, прежде всего, дискретизатором. Это обстоятельство в конечном итоге приводит к сужению частотного диапазона (ЧД) входных сигналов широкодиапазонных функциональных АЦП. До настоящего времени отсутствует анализ ЧД и величины допустимых динамических искажений этого вида для различных функций компрессирования, которые, как известно, полностью определяют закон изменения уровней квантования (шкалу) АЦП.

Цель работы — получение связи достижимого ЧД с заданной динамической погрешностью преобразования гармонического сигнала K_d для наиболее распространенных на практике компрессоров функциональных АЦП: линейно-логарифмического, смещенно-логарифмического, дробно-степенного (рис. 1, а, кривые 1—3 соответственно), квазилогарифмического (рис. 1, б, кривая 4), а также сверточных: первого порядка — выпрямительного (рис. 1, а, кривая 5) и третьего порядка (рис. 1, б, кривая 6).

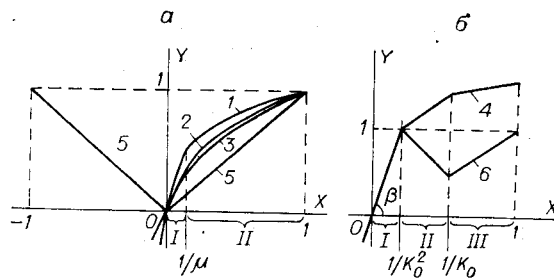


Рис. 1.

Поставленная цель достигается путем численного моделирования функциональных АЦП на ЭВМ, причем инерционные свойства дискретизатора учитываются их моделью в виде фильтра нижних частот (ФНЧ) первого порядка.

Под ЧД АЦП в дальнейшем будем понимать величину $M = \omega_p / \omega_c$, где ω_p — максимальная частота входного сигнала, соответствующая заданной динамической погрешности; ω_c — частота среза, эквивалентного данному АЦП фильтра нижних частот.

Алгоритм моделирования включает в себя формирование исходного массива входного сигнала $X_i = \sin(2\pi i/n)$, где $i = 1, 2, \dots, n$; n — количество выборок сигнала на период, принятое равным 512 (исходя из компромисса между погрешностью и приемлемым временем расчета), который затем обрабатывается функцией компрессирования Y_i ; в соответствии с выражениями, представленными в таблице. Вновь полученные элементы массива преобразуются цифровым ФНЧ первого порядка $Z_{(i+1)} = (Y_{(i+1)} - Z_i)(1 - e^{-2\pi/nM}) + Z_i$, где Z_i — массив сигнала, обработанного ФНЧ. Полученный массив Z_i перемножается на соответствующую функцию экспандирования X_j (см. таблицу) и поступает на блок определения динамической погрешности, содержащей подпрограмму дискретного преобразования Фурье. С помощью последней находят спектральные компоненты преобразованного сигнала

S_j , и в соответствии с выражением $K_d = 100 \sqrt{\sum_{j=3}^{n/2} S_j^2 / S_2^2}$ % определяется искомая динамическая погрешность.

Программа, реализующая описанный алгоритм, составлена на языке программирования Фортран и выполнена на ЭВМ типа СМ-3.

Аналитические связи вида $M = f(K_d, C_i)$, где C_i — обобщенное обозначение параметра нелинейности компрессоров: $M \leq 0,2$; $0,1\% \leq K_d \leq 10\%$, найдены путем аппроксимации результатов численного моделирования. Полученные соотношения для каждой шкалы функциональных АЦП сведены в таблицу. Для расчета ЧД в выражениях $M = f(K_d, C_i)$ необходимо устанавливать оптимальную величину нелинейного параметра C_i . Это возможно, если воспользоваться результатами работы [1], в которой $C_{i\text{opt}}$ определены по критерию максимума ДД D_{\max} в статическом режиме функциональных АЦП. Таким образом, исходя из требуемого значения D_{\max} и допустимой величины погрешности квантования K_r с помощью выражений вида $D_{\max} = \varphi(N, K_r)$ ($D_{\max} = \log_2(X_{\max}/X_{\min})$; X_{\max} и X_{\min} — соответственно максимальный и минимальный входные сигналы) находится число уровней квантования АЦП N и по формуле $C_{i\text{opt}} = \lambda(N, K_r)$ определяется оптимальное значение нелинейного параметра. Выражения для D_{\max} и $C_{i\text{opt}}$ также приведены в таблице.

Аналитические связи $M = F(D_{\max}, K_d, K_r)$ громоздки и малонаглядны, поэтому на рис. 2 в качестве примера показаны зависимости ЧД от величины K_d при фиксированных значениях $D_{\max} = 5$ (30 дБ) и $K_r = 2\%$ для всех рассмотренных видов АЦП.

Из анализа выражений таблицы и рассмотрения графиков 1—6 на рис. 2 можно сделать следующие выводы.

1. Оптимальными шкалами функциональных АЦП в смысле максимума ЧД являются линейно- и смещенно-логарифмические. Эти же шкалы оптимальны и по критерию максимума ДД [1].

2. С помощью полученных выражений для любого из рассмотренных АЦП легко определить требования к полосе пропускания дискретизатора при заданных ω_p и K_d, D_{\max}, K_r .

3. Применение выпрямителя на входе АЦП существенно сужает полосу пропускания входных сигналов при увеличении D_{\max} лишь в 2 раза. Например, при $K_d = K_r = 2\%$ ЧД уменьшается в 12 раз.

4. Среди кусочно-формируемых шкал АЦП (см. рис. 1, б) при одинаковых D_{\max} и K_r квазилогарифмические шкалы имеют преимущество по ЧД перед сверточными.

5. Частотный диапазон функциональных АЦП менее критичен к величине динамической погрешности K_d , чем ДД к погрешности квантования K_r .

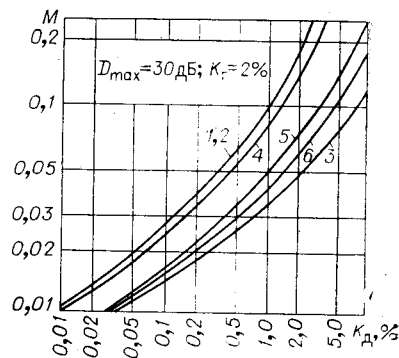


Рис. 2.

Компрессор		Функция компрессирования или $Y_i/\text{sign } X_i$	Функция экранирования $X_i/\text{sign } Z_i$	C_i	Частотный диапазон M	Динамический диапазон D_{max}	Оптимальный параметр $C_{i \text{opt}}$
№ п/п	Наименование						
1	Линейно-логарифмический	I $\frac{\mu X_i }{1 + \ln \mu}$ II $\frac{1 + \ln(\mu X_i)}{1 + \ln \mu}$	$\frac{(1 + \ln \mu) Z_i }{\mu}$ $\frac{1}{4} \frac{ Z_i (1 + \ln \mu)}{\mu}$	μ	$\left(\frac{K_{\text{II}}}{80 + 1,4 \log_2 \mu} \right)^{1,17+2,6/\log_2 \mu}$	$\left(N - \frac{41}{K_{\text{r}}} \right) \log_2 \times$ $\times (0,035 K_{\text{r}} + 1)$	$\mu_{\text{opt}} = 2^{D_{\text{max}}}$
2	Смещенно-логарифмический	$\frac{\ln(1 + \gamma X_i)}{\ln(1 + \gamma)}$	$\frac{1}{\gamma} Z_i \ln(1 + \gamma) - \frac{1}{\gamma}$	γ	$\left(\frac{K_{\text{II}}}{43,6l^{0,475} - 41,8} \right)^{\frac{1}{1,33 + \frac{1,09}{l}}}$	$0,5 \log_2 (K_{\text{r}} - 6,6 \cdot 10^{-3} \times$ $\times l_{\text{opt}}^{2,22 \Delta m}) - 8,34 +$ $+ m + l_{\text{opt}}$	$l_{\text{opt}} =$ $= 2^{2 \Delta m} \left(\frac{12,3 K_{\text{r}}}{2 \Delta m} -$ $- 0,7 \right) \geq 6$
3	Дробно-степенной	$ X_i ^\alpha$	$ Z_i ^{1/\alpha}$	α	$9,6 \cdot 10^{-3} \left(\frac{K_{\text{II}} \alpha^{0,07}}{1,004 - \alpha^{0,07}} - 0,72 \right)$ $- 0,974$	$2^{m + \log_2 K_{\text{r}} - 5,34}$	$\alpha_{\text{opt}} =$ $= 2^{6,4 - m - \log_2 K_{\text{r}}} \ll$ $\ll 0,5$
4	Квазилогарифмический	I $K_0^2 X_i $ II $\frac{K_0 - 2 + X_i K_0^2}{K_0 - 1}$ III $\frac{2K_0 - 3 + X_i K_0}{K_0 - 1}$	$ Z_i /K_0^2$ $\left(Z_i - \frac{K_0 - 2}{K_0 - 1} \right) \frac{K_0 - 1}{K_0^2}$ $\left(Z_i - \frac{2K_0 - 3}{K_0 - 1} \right) \frac{K_0 - 1}{K_0}$	K_0	$4,55 \cdot 10^{-2} \left(\frac{K_{\text{II}}}{K_0^{0,8} - 1,26} + 0,037 \right)^{0,65}$	$0,96 (2^{m-5,34} K_{\text{r}} - 1)$	$K_{0 \text{ opt}} = 2$
5	Выпрямительный	$ X_i \text{sign } X_i$	$ Z_i $	--	$5,1 \cdot 10^{-2} (K_{\text{II}} - 0,046)^{0,65}$	$\log_2 K_{\text{r}} + \log_2 N - 4,34$	--
6	Сверточный третьего ряда	I $K_0^2 X_i $ II $1 + 1/K_0 - K_0 X_i $ III $ X_i $	$ Z_i /K_0^2$ $\left[- Z_i + \left(1 + \frac{1}{K_0} \right) \right] / K_0$ $ Z_i $	K_0	$4,93 \cdot 10^{-2} \times$ $\times \left(\frac{K_{\text{II}}}{K_0^{0,75} + 0,39} + 0,046 \right)^{0,75}$	$0,96 (2^{m-5,34} K_{\text{r}} - 1)$	$K_{0 \text{ opt}} = 2$

Примечание, $m = \log_2 N$; $l = \log_2 \gamma$; $\Delta m = 8 - m$; $K_0 = \text{tg } \beta$

ЛИТЕРАТУРА

1. Дорощев В. П., Ямный В. Е. Предельный динамический диапазон функциональных АПП.— Автометрия, 1984, № 2, с. 112—115.
2. Левин Л. С., Плоткин М. А. Основы построения цифровых систем передачи.— М.: Связь, 1975.

Поступило в редакцию 27 июня 1984 г.

УДК 681.121.1

А. Л. АЛИМОВ
(Ленинград)

ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ ПОКАЗАНИЙ ТОПЛИВОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Одной из важнейших частей топливоизмерительной системы летательного аппарата является система измерения запаса топлива на борту. В качестве первичных измерителей в современных системах обычно используются электроемкостные датчики уровня [1]. На количество и положение датчиков в топливном баке, а также их статические характеристики накладываются достаточно жесткие технологические ограничения, что приводит к появлению методических погрешностей измерения. По литературным данным [2], основная доля погрешности (от 50 до 60%) приходится на ошибки измерения, связанные с изменением пространственного положения топлива в баке при эволюциях летательного аппарата. Эти ошибки представляют собой систематическую погрешность, зависящую от объема V топлива в баке и вектора \mathbf{n} топливной вертикали, т. е. вектора, перпендикулярного поверхности топлива, принимаемой за плоскость. Уменьшение систематической погрешности возможно путем использования различных корректирующих устройств. В настоящей работе рассмотрим возможности цифровой коррекции показаний топливоизмерительной системы.

1. Исходными данными для коррекции является систематическая погрешность $\delta = \delta(V, \mathbf{n})$, представляющая собой функцию объема V и вектора \mathbf{n} топливной вертикали. При цифровой коррекции необходимо перейти от непрерывной зависимости δ от V и \mathbf{n} к ее дискретной аппроксимации. Предположим, что объем V принимает набор значений $\{V_1, \dots, V_N\}$, а вектор \mathbf{n} — значения $\{\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_L\}$. Данные для коррекции, т. е. значения $\delta = \delta(V_i, \mathbf{n}_j) \equiv \delta_{ij}$, должны храниться в памяти бортового вычислительного устройства. Общий объем необходимой для этого памяти пропорционален величине $M = N \times L$. Для обеспечения необходимой точности значения N и L следует выбирать достаточно большими, особенно это касается величины N . В типичных ситуациях $N \gg L$. При этих условиях значение величины M существенно превышает допустимый объем памяти запоминающего устройства, который может быть отведен для хранения данных коррекции. В связи с этим возникает проблема сжатия и компактного хранения данных коррекции. Стандартный путь решения задачи заключается в разработке специальных методов кодирования исходных данных. Однако еще до этапа кодирования можно попытаться уменьшить объем необходимых для коррекции данных, используя их информационную избыточность.

Информационная избыточность связана с тем обстоятельством, что выбор исходной сетки переменных (V, \mathbf{n}) производится из общих соображений относительно точности коррекции и не учитывает, во-первых, индивидуальные особенности поведения функции $\delta = \delta(V, \mathbf{n})$ и, во-вторых, наличие допустимой точности коррекции $\varepsilon = \varepsilon(V, \mathbf{n})$. При коррекции вместо точного значения $\delta(V, \mathbf{n})$ можно использовать произвольное значение δ' , удовлетворяющее условию $|\delta(V, \mathbf{n}) - \delta'| \leq \varepsilon(V, \mathbf{n})$. Систематический учет этого обстоятельства приводит к следующей конструкции. Предположим, что задан набор функций $\{\varphi_1(V), \dots, \varphi_k(V)\}$ такой, что для любого вектора \mathbf{n} найдутся номер $i(\mathbf{n})$ и соответствующая функция $\varphi_{i(\mathbf{n})}(V)$, для которой выполняется условие

$$|\delta(V, \mathbf{n}) - \varphi_{i(\mathbf{n})}(V)| \leq \varepsilon(V, \mathbf{n}). \quad (1)$$

Если такой набор функций существует и $K \ll M$, то в памяти бортового вычислительного устройства достаточно хранить информацию о наборе функций $\{\varphi_1, \dots, \varphi_k\}$ и способе перехода от вектора \mathbf{n} к номеру $i(\mathbf{n})$. Перейдем теперь к формализации поставленной задачи.

2. Рассмотрим исходное семейство $\Phi = \{f(x, \alpha), \alpha \in A\}$ произвольных непрерывных функций, заданных на одном и том же интервале $[a, b]$. Параметр α принадлежит некоторому конечному множеству $A = \{\alpha_1, \dots, \alpha_n\}$. Сокращение необходимого объема памяти для хранения семейства Φ можно ожидать, если предположить, что для каждой из функций семейства $f(x, \alpha)$ задана допустимая точность ее воспроизведения или, иначе говоря, допустимая величина ее искажения $\varepsilon(x, \alpha)$. Последнее означает, что любая непрерывная функция $g(x)$, удовлетворяющая условию

$$|f(x, \alpha) - g(x)| \leq \varepsilon(x, \alpha), \quad x \in [a, b],$$