

СТРУКТУРЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФОРМЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ С КОРРЕКЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Успехи микроэлектроники обеспечили значительное повышение точности преобразователей формы представления информации (ПФИ). Однако преобразование с погрешностью 0,01—0,001 %, что соответствует разрешающей способности 14—16 двоичных разрядов при работе в широком диапазоне температур, наиболее эффективно достигается при сочетании как технологических, так и структурных методов повышения точности, среди которых важное место занимают методы коррекции и самокоррекции нелинейных систематических составляющих погрешности по результатам тестовых испытаний. В большинстве высокоразрядных ПФИ достаточно выполнять коррекцию нелинейности лишь нескольких наиболее старших разрядов ЦАП, используемых в качестве управляемой меры, а погрешностями формирования аналоговых эквивалентов или отсчетов младших разрядов можно пренебречь, так как абсолютная погрешность задания веса разряда обычно падает с уменьшением веса разряда.

Рассмотрение широкого класса ПФИ — и таких, в которых используется коррекция по результатам калибровки прецизионным прибором, и самокорректирующихся — позволяет ввести в рассмотрение обобщенную модель ПФИ и на ее основе выделить ряд общих свойств, в том числе определить необходимую степень избыточности. Кроме того, на основе этой модели возможен синтез новых перспективных структур с общих позиций.

Обобщенная модель ПФИ с коррекцией погрешностей старших разрядов приведена на рис. 1. Здесь f_1 — квантователь входной переменной x ; f_4 — преобразователь формы представления разности входной величины и значения ее квантованного отсчета. Так как на выходе квантователя информация представлена в цифровой форме, то, очевидно, блоки f_2 в схемах ЦАП и f_3 в схемах АЦП должны выполнять цифроаналоговое преобразование. Кроме того, один из блоков (f_2 или f_3) содержит узел формирования корректирующей поправки. Поправка определяется выходным кодом квантователя, причем форма представления поправки совпадает с формой представления информации того блока, в который включен корректор. Преобразователь f_4 назовем младшей ступенью преобразования, f_1 или f_2 (в зависимости от того, который из них преобразует форму представления информации) — старшей. Обычно в обеих ступенях используются одинаковые компоненты. Согласование диапазонов представления аналоговых величин (масштабирование) обеспечивается соответствующим выбором коэффициентов передачи аналоговых сумматоров Σ_1 для схем АЦП, Σ_2 — для ЦАП.

Не останавливаясь пока на способах определения корректирующей поправки, считаем, что поправка для любой кодовой комбинации в старших разрядах хранится в виде кода в запоминающем устройстве (ЗУ) корректора и считывается из него по адресу, задаваемому кодом $N_{ст}$.

Поясним назначение основных блоков модели примерами известных ПФИ с коррекцией.

В высокоразрядных ЦАП с коррекцией квантование, т. е. выделение из дискретного множества значений $N_{ст}$ значения ближайшего меньшего входной величины x (f_1) и выделение разности x и квантованного значения (Σ_1), реализуется разделением линий передачи младших и старших разрядов. Блоки f_2 и f_4 представляют ЦАП старших и младших разрядов соответственно, блок Σ_2 — аналоговый сумматор. До последнего времени использовалось включение корректора в блок f_2 [1—3]. Такой цифроаналоговый корректор содержит цифровое ЗУ, на адресные входы которого поступают старшие разряды преобразуемого кода, а выходы подаются на дополнительно включаемый в блок f_2 ЦАП, выходной сигнал которого складывается аналоговым способом с сигналом ЦАП старших разрядов.

В параллельно-последовательном АЦП блоки f_1 и f_4 реализуются как АЦП непосредственного считывания, f_3 — ЦАП, Σ_1 — аналоговый усилитель-сумматор, а Σ_2 — цифровой сумматор. АЦП блока f_4 выполняет кодирование с задержкой по времени относительно кодирования в блоке f_1 , достаточной для окончания переходных процессов в блоке f_3 . В известных схемах коррекции в блок, реализующий f_3 , вводится корректор, аналогичный цифроаналоговому корректору схемы цифроаналогового преобразования, а f_2 реализуется как линия прямой передачи кода $N_{ст}$ [4].

Обобщенная модель позволяет выявить ряд общих свойств ПФИ с коррекцией нелинейности и требования к схемным компонентам. Независимо от формы представления переменных можно получить следующую функциональную зависимость:

$$y = f_2[f_1(x)] + f_4(x - f_3[f_1(x)]), \quad (1)$$

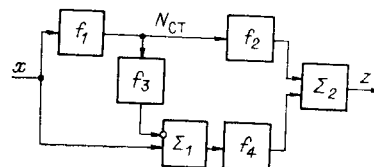


Рис. 1

где $f_1(\cdot) - f_4(\cdot)$ — функция преобразования соответствующего блока модели рис. 1. Таким образом, при пренебрежении нелинейностью преобразователя f_4 условия коррекции ($y = kx$) принимают вид

$$|x - f_3[f_1(x)]| < L; \quad (2)$$

$$kf_3(\cdot) = f_2(\cdot), \quad (3)$$

где L — максимально допустимая входная величина преобразователя f_4 , а k — его коэффициент передачи.

Соотношение (3) показывает возможность включения корректора как в блок f_3 , так и в блок f_2 и определяет содержимое запоминающего устройства корректора. Выражение (2) задает необходимое соотношение диапазонов представления переменных в старшей и младшей ступенях и погрешности старшей ступени для обеспечения возможности коррекции: диапазон входных величин преобразователя младшей ступени должен превышать погрешность преобразования в цепи $f_1 - f_3$. Если при этом передаточная характеристика f_3 включает составляющие, необходимые для коррекции характеристики блока f_2 , а сама по себе не вносит инструментальных погрешностей (как, например, в цифроаналоговых преобразователях с коррекцией), то L должна превышать максимальную погрешность цепи $f_1 - f_2$, в том числе погрешность квантования, и инструментальную погрешность.

Условие, при котором можно пренебречь погрешностями блока f_4 , имеет вид

$$L\delta_{\text{мл}} < \Delta_{\text{доп}}$$

где $\delta_{\text{мл}}$ — приведенная погрешность преобразователя младшей ступени; $\Delta_{\text{доп}}$ — требуемая абсолютная погрешность преобразователя в целом.

Если параметры используемых компонентов недостаточны для выполнения этого условия, то f_4 , в свою очередь, можно строить как двухступенчатую схему.

Соотношение (3) позволяет гибко подходить к выбору способа включения корректора, а значит, формы представления поправки. Использование цифровой коррекции дает возможность обойтись меньшими затратами аналогового оборудования при увеличении затрат цифрового. Тогда для ЦАП корректор включается в блок f_3 , а код поправки прибавляется к младшим разрядам преобразуемого кода в блоке Σ_1 [5]. В АЦП корректор следует включить в блок f_2 , а корректирующую поправку подавать на цифровой сумматор Σ_2 [6]. Преимущество параллельно-последовательного АЦП с цифровой коррекцией по сравнению с вариантами, использующими цифроаналоговую коррекцию, состоит также в том, что он обладает потенциально более высоким быстродействием, так как в нем считывание поправки из памяти корректора может совмещаться по времени с преобразованием разностного сигнала в блоке f_4 .

В ПФИ с цифровой коррекцией для выполнения соотношения (2) достаточно, чтобы аналоговый эквивалент младшего разряда кода старшей ступени $a_{\text{мл}}$ был равен аналоговому эквиваленту старшего разряда кода младшей ступени, а их величина превосходила сумму инструментальных погрешностей квантователя и ЦАП старших разрядов (включаемого в блок f_2 в схемах цифроаналоговых преобразователей и в блок f_3 в схемах аналого-цифровых преобразователей). Действительно, тогда $L = 2a_{\text{мл}}$, а например, для АЦП справедливо $|x - f_3[f_1(x)]| < a_{\text{мл}} + \Delta_1 + \Delta_3$, где Δ_1 и Δ_3 — инструментальные погрешности АЦП первой ступени и ЦАП соответственно, т. е. (2) выполнено. Величина Δ_1 в общем случае должна также включать изменение входного сигнала за время между моментами кодирования в младшей и старшей ступенях.

Для ЦАП с цифровой коррекцией указанное соотношение весов разрядов и погрешностей также справедливо, что доказано в [7]. Таким образом, суммарное число разрядов компонентов в корректируемых ПФИ может быть всего на один (или на два при реализации блока f_4 по двухступенчатой схеме) больше, чем в схемах, в которых такая же разрешающая способность достигается за счет точного изготовления компонентов.

Замещая блоки модели рис. 1 узлами необходимого функционального назначения (АЦП или ЦАП) произвольного типа и варьируя способ введения поправки, можно построить широкий набор корректируемых ПФИ.

В АЦП поразрядного кодирования, приведенном на рис. 2, регистр последовательных приближений (РПП₁), ЦАП₁ и компаратор (К₁) представляют АЦП старших разрядов; РПП₂, ЦАП₂ и К₂ — АЦП младших разрядов. РПП₂ запускается после окончания кодирования старших разрядов. В практических схемах функции К₁, К₂ и сумматора Σ_1 последовательно во времени реализует общий компаратор, а функции ЦАП₁ и ЦАП₂ — один ЦАП, что возможно в силу разнесения во времени работы ступеней и одинакового функционального назначения перечисленных блоков. Здесь так же, как и в ранее рассмотренных ПФИ, возможно включение цифроаналогового корректора (ЦАК) в блок f_3 или цифрового корректора (ЦК) в блок f_2 . В последнем случае сохраняются преимущества цифровой реализации коррекции, свойственные ранее рассмотренным ПФИ.

В следящих АЦП с многоразрядным кодированием приращений входного сигнала очередной отсчет формируется сложением, например, на накапливающем сумматоре предыдущего отсчета с кодом разности входного сигнала и аналогового эквивалента предыдущего отсчета. Старшие разряды накапливающего сумматора в режиме слежения функционально эквивалентны квантователю входного сигнала (узел f_1 обоб-

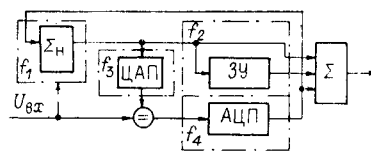
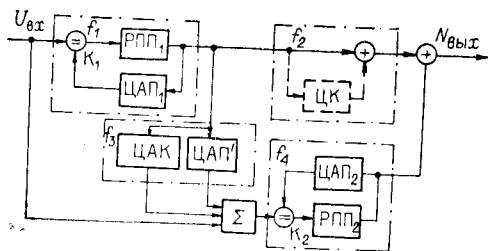


Рис. 2

Рис. 3

щенной модели), хотя и не имеют физической связи с входом преобразуемой переменной. Это позволяет представить схему такого АЦП в виде рис. 3, что соответствует предложенной модели. На основе анализа обобщенной модели можно показать, что в таких устройствах на ЦАП достаточно подавать лишь старшие разряды предыдущего отсчета, а не полиразрядные его коды, а на накапливающий сумматор Σ_n — лишь 2-3 старших разряда АЦП разностного сигнала. Возможно введение либо цифрового, либо цифроаналогового корректоров погрешности ЦАП; на рис. 3 изображена цифровая коррекция. Построенные по такой схеме АЦП экономичны по аппаратным затратам, что делает их весьма перспективными при преобразовании непрерывных сигналов.

На основе предложенной модели аналогично синтезируются также корректируемые ПФИ других типов: АЦП, реализующие алгоритм «сравнения и вычитания» (каскадные), АЦП с промежуточным преобразованием во временной интервал (АЦП трехтактного интегрирования), преобразователи «код — временной интервал — напряжение» с отдельным преобразованием младших и старших разрядов и др.

Перейдем к рассмотрению возможностей самокалибровки ПФИ, т. е. определения кодов погрешностей, записываемых в ЗУ корректоров, без использования дополнительных прецизионных измерителей. В самокалибрующихся ПФИ с успехом может применяться метод дифференциальных измерений [1—3]. Метод заключается в измерении с помощью узла, имеющего большую относительную погрешность, но малый диапазон входных сигналов (а значит, и малую в сравнении с калибруемым узлом абсолютную погрешность), разности выходных аналоговых величин калибруемого ЦАП на m парах смежных кодов, где m — число определяемых параметров. В двухотсчетных ПФИ калибровке подлежит ЦАП старших разрядов (ЦАП_{ст}). Тогда

$$N'_i = k [F(N_i, R_1, R_2, \dots, R_m) - F(N_i - 1, R_1, R_2, \dots, R_m)], \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

где N'_i — результат измерения; $N_i, N_i - 1$ — коды, подаваемые на ЦАП_{ст} при калибровке; R_1, R_2, \dots, R_m — неизвестные параметры (погрешности ЦАП_{ст}); F — передаточная характеристика ЦАП_{ст}; k — коэффициент преобразования измерителя.

В режиме калибровки с помощью соответствующего коммутатора входы ЦАП_{ст} отключают от линий $N_{ст}$ и на них подают тестирующие коды. Измерение разности аналоговых величин на выходе калибруемого ЦАП на смежных кодах обычно сводит к измерению разности каждой из этих величин и близкой к одной из них аналоговой величины, подаваемой на аналоговый сумматор (Σ_1 обобщенной схемы в АЦП, Σ_2 — в ЦАП). Для формирования такой величины используют аналоговое запоминающее устройство, которое фиксирует $F(N_i)$ на время двух измерений, либо дополнительный ЦАП.

Измерителем разности напряжений в двухступенчатых преобразователях может служить при выполнении условий (2) младшая ступень преобразования, причем в схемах АЦП возможно непосредственно использовать АЦП второй ступени. В ЦАП вторая ступень на время калибровки преобразуется в АЦП подключением входов ЦАП младших разрядов к выходам устройства подбора кодового эквивалента, например регистра последовательных приближений, подбирающего такой код, чтобы напряжение на выходе сумматора Σ_2 равнялось нулю.

Решив составленную по результатам m тестовых испытаний систему уравнений, получают оценки погрешности ЦАП_{ст} (параметры R_i), по которым вычисляют и записывают в ЗУ корректора значения погрешности ЦАП_{ст} для всех кодовых комбинаций.

Например, пусть ЦАП_{ст} с достаточной точностью описывается линейной моделью

$$U_{\text{вых}} = \sum_{j=0}^n \alpha_j a_j,$$

где α_j — j -я цифра преобразуемого кода ($\alpha_j \in \{0; 1\}$); a_j — вес j -го разряда; $a_j = 2^j a_0 + \Delta_j$, причем Δ_j — погрешность задания веса j -го разряда. Тогда при выборе $N_i = 2^i$ n испытаний порождают систему уравнений

$$\Delta_i = \sum_{j=0}^{i-1} \Delta_j = N'_i, \quad i = 0, 1, \dots, n,$$

решение которой позволяет оценить погрешности задания весов разрядов и вычислить корректирующие поправки характеристики преобразования [1, 2, 6]. Аналогичные системы могут быть сформированы и для учета нелинейных эффектов дискретного делителя [8].

1. Смолов В. Б., Угрюмов Е. П., Шмидт В. К. и др. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи/Под ред. В. Б. Смолова.— Л.: Энергия, 1976.
2. Вьюхин В. Н., Касперович А. Н. Вопросы проектирования аналого-цифровых преобразователей предельной разрядности // Автометрия.— 1985.— № 5.
3. Williams T. B. The calibration of a DAC using differential measurements // IEEE Trans. on Instrum. and Measurements.— 1982.— IM-31, N 4.— P. 261.
4. Кондалев А. И., Багацкий В. А., Романов В. А., Фабричев В. А. Преобразователи формы информации для малых ЭВМ/Под ред. А. И. Кондалева.— Киев: Наук. думка, 1985.
5. А. с. 1302435 СССР. Цифроаналоговый преобразователь с автоматической коррекцией нелинейности/А. А. Ворогов, Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев, В. Б. Смолов.— Оpubл. 7.04.87. Бюл. № 13.
6. А. с. 1305851 СССР. Параллельно-последовательный аналого-цифровой преобразователь/А. А. Ворогов, Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев и др.— Оpubл. 23.04.87. Бюл. № 15.
7. Смолов В. Б., Мурсаев А. Х., Ворогов А. А., Могнонов П. Б. Модифицированный алгоритм автокоррекции нелинейности цифроаналоговых преобразователей и его реализация // Гибридные вычислительные машины и комплексы.— 1987.— Вып. 10.
8. А. с. 1325694 СССР. Способ калибровки линейности цифроаналогового преобразователя/В. Б. Смолов, А. Х. Мурсаев, Р. И. Грушвицкий, Б. А. Манчев.— Оpubл. 23.07.87. Бюл. № 27.

Поступило в редакцию 27 июня 1988 г.

УДК 621.372.8 : 666.11.01

В. А. НИКИТИН, И. А. ПРОХОРОВА, Е. Б. ХОТНЯНСКАЯ, Н. А. ЯКОВЕНКО
(Краснодар)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ СТЕКОЛ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНО-ОПТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Для создания различных интегрально-оптических элементов и устройств необходимо поиск новых материалов и технологических процессов, позволяющих формировать волноводные структуры.

Наряду с оптическими стеклами (К8, БК, КФ, ЛК и др.), широко используемыми в качестве подложек при изготовлении пассивных интегрально-оптических волноводов [1, 2], в последнее время находят применение светочувствительные стекла, которые могут быть эффективны при создании фотоуправляемых интегрально-оптических волноводов [3, 4].

Цель настоящей работы — исследование возможности формирования интегрально-оптических волноводов на светочувствительном стекле с одновременным созданием на его основе оптического элемента связи интегральной схемы со световодами.

В качестве подложки в процессе изготовления интегрально-оптических волноводов использовалось светочувствительное стекло С83-1, содержащее 74,2 % SiO₂, 10,6 % Li₂O, 8,5 % Al₂O₃, 4,2 % K₂O, 2,5 % ZnO с добавкой 0,04 % Ag₂O (фотоувствительный компонент) и 0,04 % Sb₂O₃ (сенсibilизатор и термовосстановительный реагент).

Волноводы формировались при помощи ионного обмена $Li^+ \leftrightarrow K^+$ и $Li^+ \leftrightarrow Ag^+$ из расплавов KNO₃ и смеси AgNO₃ + NaNO₃. Для этого подложки светочувствительного стекла помещались в расплав соответствующих солей, находящихся при температуре 300—350 °С, и выдерживались в них от 0,5 мин до 5 ч. Таким образом были получены как одномодовые, так и многомодовые (до 34 мод на $\lambda = 0,633$ мкм) планарные волноводы. Методом призмной связи с помощью гониометра Г5 измерены эффективные показатели преломления волноводных мод n^* .

© 1999 Никитин В. А., Прохорова И. А., Хотнянская Е. Б., Яковенко Н. А.