

УДК 621.396(072)

## КОРРЕКЦИЯ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ АЦП

Шишов Олег Викторович

ГОУВПО «Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева»,  
Российская Федерация, г. Саранск

E-mail: [olegshishov@yandex.ru](mailto:olegshishov@yandex.ru), тел. +7(8342) 290623,  
430005, г. Саранск, ул. Богдана Хмельницкого, д. 39

**Аннотация.** В статье рассматриваются различные структурные реализации параллельно-последовательных АЦП, а также единые для этих структур подходы к коррекции статических и динамических погрешностей.

**Ключевые слова:** параллельно-последовательный аналого-цифровой преобразователь, статическая погрешность, динамическая погрешность, коррекция.

**Общие принципы построения параллельно-последовательных АЦП.** Параллельно-последовательные АЦП (ППАЦП) относятся к преобразователям комбинированного типа. Термин «комбинированный» в названии преобразователей этой группы подчеркивает, что их структуры скомбинированы из нескольких АЦП. Целью построения комбинированных АЦП является получение многоразрядного выходного кода при использовании в структуре нескольких малоразрядных АЦП. Комбинированные АЦП получили широкое распространение после начала выпуска интегральных параллельных АЦП. При использовании таких БИС АЦП в составе комбинированных структур удается получить в целом многоразрядный преобразователь при сравнительно небольших общих аппаратных затратах и с относительно малым временем преобразования (большим, чем у параллельных АЦП, но меньшим, чем у уравнивающих АЦП).

Комбинированные АЦП (в том числе и ППАЦП) называют еще многоканальными или многоотсчетными. Это связано с тем, что структура комбинированных АЦП всегда представляется в виде нескольких каналов, а выходной код в них формируется из отдельных отсчетов этих каналов.

Структура ППАЦП показана на рис. 1. Ее работа осуществляется следующим образом.

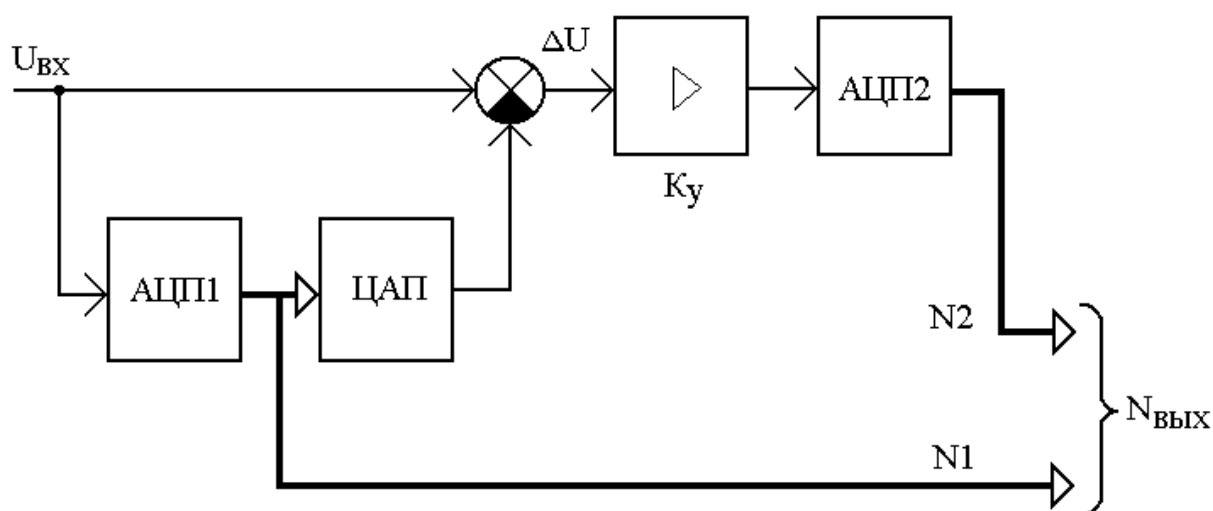


Рис. 1. Структурная схема параллельно-последовательного АЦП.

Входное напряжение  $U_{BX}$  с помощью БИС АЦП1 преобразуется в  $n$ -разрядный код  $N1$ , который является грубым цифровым представлением этого входного напряжения. Данный код определяет старшие разряды выходного кода  $N_{ВЫХ}$  ППАЦП. С помощью ЦАП формируется точный аналоговый эквивалент кода  $N1$  и на выходе аналогового вычитателя формируется разностное напряжение  $\Delta U$ , соответствующее погрешности представления входного напряжения кодом  $N1$ . Т. к. максимальная погрешность представления входного напряжения  $U_{BX}$  кодом  $N1$  равна весу младшего разряда БИС АЦП1 (кванту дискретизации АЦП1), то и максимальная величина разностного сигнала  $\Delta U_{MAX}$  определяется весом младшего разряда БИС АЦП1, т. е.  $\Delta U_{MAX} = U_{BX MAX} / 2^n$ , где  $n$  – разрядность БИС АЦП1.

Разностный сигнал  $\Delta U$  перед подачей на вход БИС АЦП2 усиливается так, чтобы максимальный уровень разностного сигнала соответствовал бы диапазону работы БИС АЦП2. Тем самым ставится соответствие между весом младшего разряда кода  $N1$  БИС АЦП1 и суммой всех весов БИС АЦП2. При этом веса кодов БИС АЦП1 и БИС АЦП2 будут распределены так, что эти коды можно будет считать частями одного кода – эти коды будут составлять старшую и младшую (грубую и точную) части выходного кода ППАЦП  $N_{ВЫХ}$ . Иными словами, выходной код  $N_{ВЫХ}$  устройства получается путем его составления из двух частей – старшей (код  $N1$ ) и младшей части (кода  $N2$ ). Если у БИС АЦП1 и АЦП2 диапазоны входных напряжений одинаковы и они равны диапазону изменения входного сигнала, т. е.  $U_{BX MAX} = U_{ВХ.АЦП1 MAX} = U_{ВХ.АЦП2 MAX}$ , то усиление разностного сигнала  $\Delta U$  для получения такого соответствия должно производиться в  $2^n$  раз. Если у БИС АЦП1 и АЦП2 диапазоны входных напряжений различны, то коэффициент усиления  $K_U$  разностного сигнала выбирается следующим образом:

$$K_U = 2^n (U_{ВХ.АЦП2 MAX} / U_{ВХ.АЦП1 MAX}). \quad (1)$$

Элементы, формирующие код  $N1$ , называют старшей (первой или грубой) ступенью преобразования, а элементы, формирующие код  $N2$ , – младшей (второй или точной) ступенью. Часто вместо термина «ступени» пользуются термином «каналы». Количество ступеней в структуре ППАЦП может быть и больше двух. С одной стороны их количество определяется получением необходимой разрядности  $N_{ВЫХ}$  и разрядностью применяемых БИС АЦП, с другой стороны оно ограничивается сложностью построения и наладки устройства.

Сравним реализации АЦП на основе параллельно-последовательной и параллельной структуры. Что мы выигрываем в результате использования схемы ППАЦП по сравнению с параллельной? Представим, что нам надо получить преобразователь с 12-ти разрядным выходным кодом. При использовании двухступенчатого ППАЦП, каждая из двух 6-ти разрядных БИС АЦП будет содержать  $2^6 = 64$  компаратора. 12-ти разрядная схема параллельного АЦП должна содержать  $2^{12} = 4096$  компараторов. Т. е. выигрыш по сложности реализации схемы очевиден. 12-ти разрядный параллельный АЦП в изготовлении настолько сложен, что такие БИС выпускается лишь в нескольких интегральных сериях. Даже если Вы найдете БИС 12-ти разрядного параллельного АЦП, скорей всего по стоимости она будет превышать стоимость аппаратных средств такой же по разрядности схемы ППАЦП. Если Вам будет нужен достаточно быстрый преобразователь с разрядностью более 12-ти двоичных разрядов, обзор интегральной техники показывает, что Вы должны будете остановить свой выбор на параллельно-последовательной схеме.

ППАЦП будет явно проигрывать параллельному АЦП по быстродействию, но насколько? Прежде чем мы сможем сформировать на выходе ППАЦП двоичный код, необходимо чтобы сигнал был преобразован в цифровую форму БИС АЦП1, снова преобразован в аналоговую форму ЦАП. Затем должен быть сформирован и усилен разностный сигнал, и этот сигнал должен быть снова оцифрован с помощью БИС АЦП2. В результате описанных действий время преобразования входного аналогового сигнала в ППАЦП по сравнению с параллельным АЦП будет больше, по крайней мере, в несколько раз. Элементами в основ-

ном ограничивающими быстродействие параллельно-последовательной схемы ППАЦП являются ЦАП и разностный усилитель.

В силу сложности, а точнее большей насыщенности кристалла БИС параллельных АЦП, такие интегральные схемы (особенно в первые годы их появления) всегда отличались высокой стоимостью. Это привело к разработке структур многотактных ППАЦП. В многотактных АЦП, построенных на основе общих принципов, заложенных в основу построения ППАЦП, формирование частей выходного кода  $N_{ВЫХ}$  производится последовательно во времени с помощью одной БИС АЦП. Структура многотактного ППАЦП представлена на рис. 2.

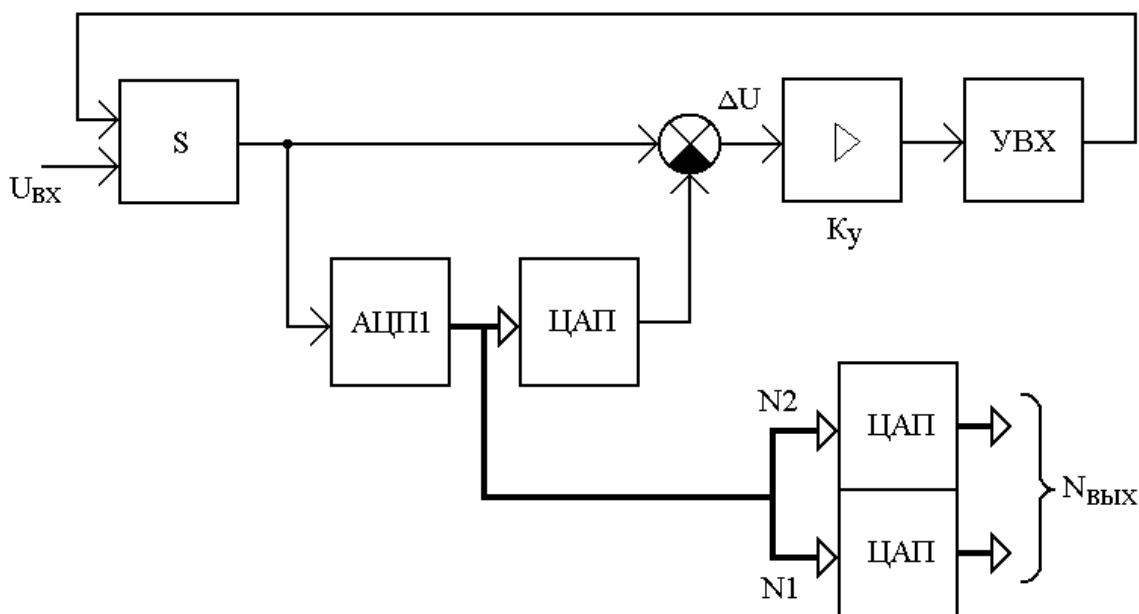


Рис. 2. Структурная схема многотактного параллельно-последовательно АЦП.

На первом такте работы многотактного ППАЦП с помощью БИС АЦП1 производится формирование кода  $N1$  (старших разрядов кода  $N_{ВЫХ}$ ), с помощью ЦАП и разностного усилителя получается разностный сигнал  $\Delta U$ . Разностный сигнал запоминается в устройстве выборки и хранения (УВХ) и через входной аналоговый мультиплексор  $S$  подается на вход БИС АЦП1. На втором такте работы многотактного ППАЦП с помощью БИС АЦП1 кодируется разностный сигнал  $\Delta U$  и получается код  $N2$  (младших разрядов кода  $N_{ВЫХ}$ ).

Количество тактов работы многотактного ППАЦП, как и число ступеней в базовой структуре ППАЦП может быть больше двух. Однако в этом случае количество УВХ должно быть увеличено до двух. Одно из УВХ будет использоваться в текущем такте как источник сигнала, с которого разностный сигнал подается на вход АЦП1, в другое УВХ на текущем такте будет записываться, получаемый на этом такте разностный сигнал. В следующем такте функции этих УВХ будут меняться.

Как и в случае с параллельным АЦП, быстродействие всей схемы ППАЦП в целом может быть увеличено за счет применения конвейерной обработки. Достаточно разбить алгоритм преобразования на несколько этапов, которые могут выполняться одновременно. В цифровой части преобразователя разбиение на этапы производится при помощи параллельных регистров. В аналоговой части для этой цели служат УВХ. На БИС АЦП, регистры и на УВХ подаются тактирующие сигналы. Их частота равна частоте дискретизации входного аналогового сигнала  $U_{ВХ}$ . Структурная схема конвейерного ППАЦП приведена на рис. 3.

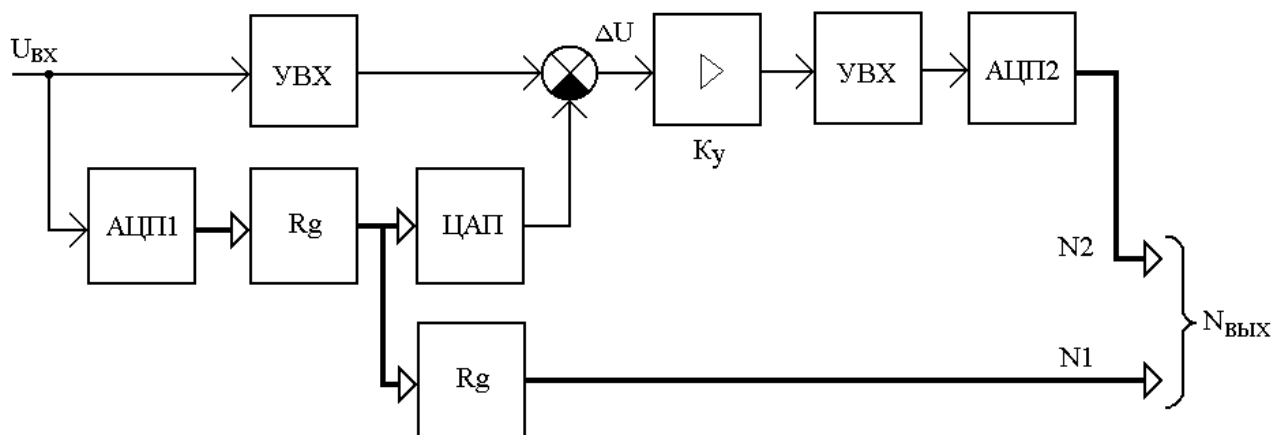


Рис. 3. Структурная схема конвейерного параллельно-последовательного АЦП.

В этой схеме, пока осуществляется преобразование в цифровую форму разностного сигнала (получение кода  $N2$ ), формируется разностный сигнал следующего отсчета сигнала. Пока формируется разностный сигнал следующего отсчета сигнала, осуществляется формирование старших разрядов выходного кода (кода  $N1$ ). При этом необходимо совместить во времени сформированные коды  $N1$  и  $N2$  первой и второй ступени (коды грубого и точного каналов). Это осуществляется за счет задержки кодов  $N1$  в цифровой линии задержки, реализованной на параллельных регистрах.

В приведенной на рис. 3 схеме, первый выходной отсчет  $N_{ВЫХ}$  входного сигнала  $U_{ВХ}$  появится только через три периода тактирующих сигналов. Все последующие отсчеты входного сигнала  $U_{ВХ}$  будут появляться с каждым очередным тактирующим сигналом.

Использование УВХ накладывает определенные ограничения на использование конвейерных структур. Т. к. время хранения напряжения в УВХ ограничено, то точность преобразования конвейерных ППАЦП будет сохраняться лишь при достаточно высоком темпе их работы.

Рассмотрение работы всех вариантов реализации ППАЦП пока велось без учета инструментальных погрешностей структурных элементов. В рассмотрении работы пока исходили из условия, что входное напряжение  $U_{ВХ}$  за время кодирования не меняется больше чем на вес младшего разряда выходного кода  $N_{ВЫХ}$ .

**Коррекция статических погрешностей ППАЦП.** Пока рассмотрение работы параллельно-последовательных АЦП велось так, как если бы они строились из не имеющих инструментальных погрешностей идеальных структурных элементов. Проведем анализ влияния отдельных погрешностей различных элементов структуры на общую точность преобразования. Для большей конкретности рассмотрения анализ будем проводить для базовой структуры ППАЦП, приведенной на рис. 1.

Безусловно, на точность преобразователя будет, прежде всего, влиять погрешность формирования разностного сигнала. В свою очередь точность формирования этой величины будет зависеть от инструментальных погрешностей целого ряда структурных элементов и от конкретных схемотехнических решений, выбранных при реализации узлов структуры.

Прежде всего при построении ППАЦП должны быть согласованы диапазоны вычитаемых сигналов, т. е. максимальное входное напряжение  $U_{ВХ\ MAX}$  и максимальное напряжение на выходе ЦАП  $U_{ЦАП\ MAX}$  должны быть равны. Убедиться в том, что масштабы этих величин одинаковы можно легко и наглядно. Для этого на вход ППАЦП необходимо подать пилообразное напряжение, меняющееся в диапазоне от  $U_{ВХ\ MIN}$  до  $U_{ВХ\ MAX}$ . Период повторения этого напряжения нужно выбрать таким, чтобы величина его приращения за время преобразования ППАЦП была бы существенно меньше веса младшего выходного разряда  $N_{ВЫХ}$ . Если диапазоны  $U_{ВХ\ MAX}$  и  $U_{ЦАП\ MAX}$  равны, то разностный сигнал  $\Delta U$  будет изменяться так, как показано на рис. 4. При линейном увеличении  $U_{ВХ}$  напряжение  $\Delta U$  будет равняться нулю в моменты когда код АЦП1 будет принимать каждое свое следующее значение и будет

линейно расти пока код АЦП будет оставаться постоянным. Очевидно, что максимальный размах разностного сигнала  $\Delta U_{MAX}$  будет равен весу младшего разряда АЦП (его кванту дискретизации  $g_{НОМ}$ ), т. е.  $\Delta U_{MAX} = g_{НОМ}$ . При изменении  $U_{ВХ}$  в диапазоне от  $U_{ВХ MIN}$  до  $U_{ВХ MAX}$  на выходе разностного усилителя будет наблюдаться  $2^n$  импульсов разностного напряжения  $\Delta U$ .

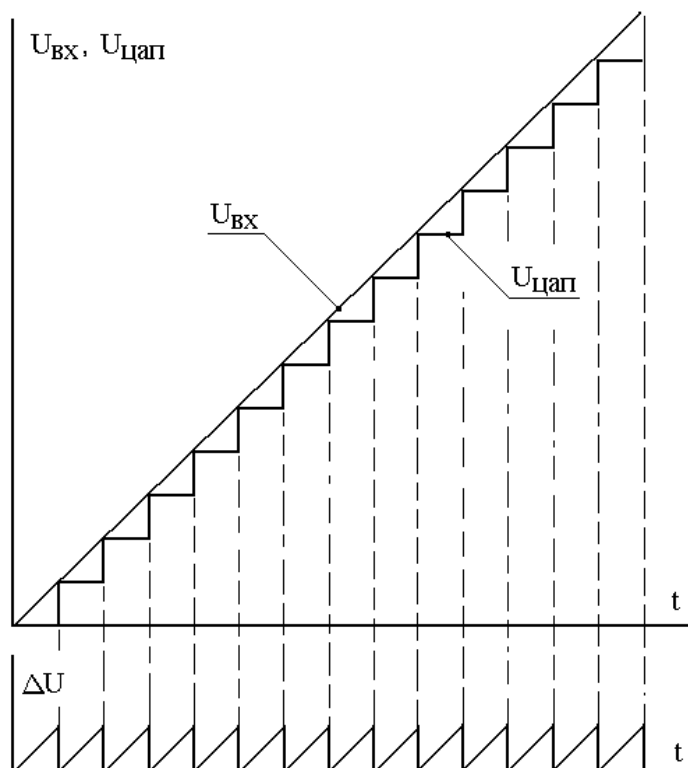


Рис. 4 Формирование разностного сигнала при согласовании диапазонов изменения  $U_{ВХ}$  и  $U_{ЦАП}$

Если диапазоны вычитаемых сигналов, т. е.  $U_{ВХ MAX}$  и  $U_{ЦАП MAX}$ , не будут соответствовать друг другу, то в разностном сигнале  $\Delta U$  появится масштабная составляющая погрешности. Эта погрешность при изменении  $U_{ВХ}$  от минимального  $U_{ВХ MIN}$  до максимального  $U_{ВХ MAX}$  значения будет линейно нарастать от нуля до величины  $(U_{ВХ MAX} - U_{ЦАП MAX})$ . Рис. 5 иллюстрирует появление масштабной погрешности в формировании  $\Delta U$  при  $U_{ВХ MAX} > U_{ЦАП MAX}$ .

Соблюдения масштабов этих сигналов можно добиваться, изменяя диапазон выходного сигнала ЦАП, или меняя соотношение коэффициентов передачи по отдельным входам разностного усилителя. Обратите внимание на то, что разговор идет именно о соблюдении масштабов этих сигналов, т. е. прежде всего нужно добиться того, чтобы  $U_{ВХ MAX}$  и  $U_{ЦАП MAX}$  были равны между собой, и можно не обращать пристального внимания на их абсолютные значения. При этом также не важно какой сигнал под какой Вы будете подстраивать. Добившись равенства масштабов, т. е. правильного формирования разностного сигнала, уже потом можно установить нужный диапазон его изменения, подстроив общий коэффициент усиления разностного усилителя.

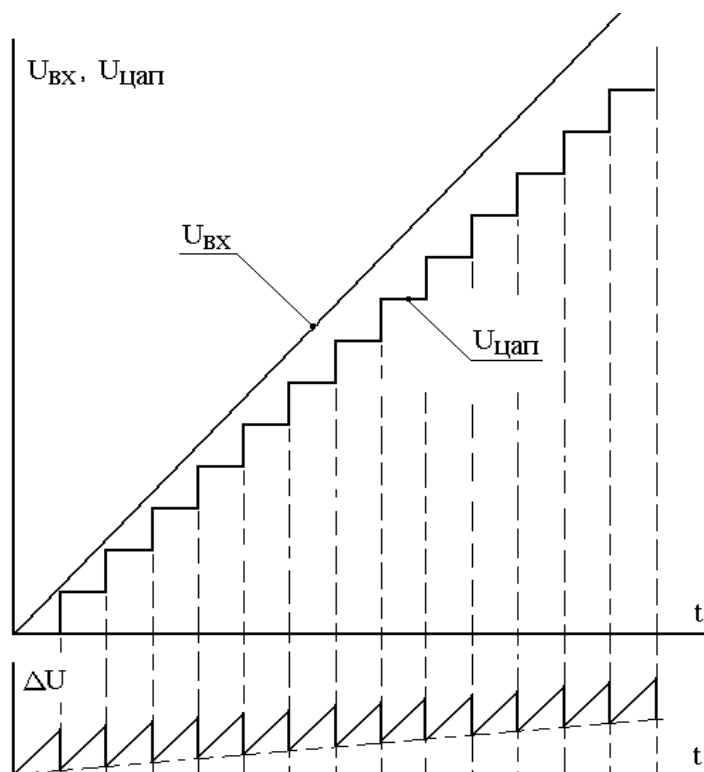


Рис. 5. Формирование разностного сигнала при не согласованных диапазонах изменения  $U_{BX}$  и  $U_{ЦАП}$

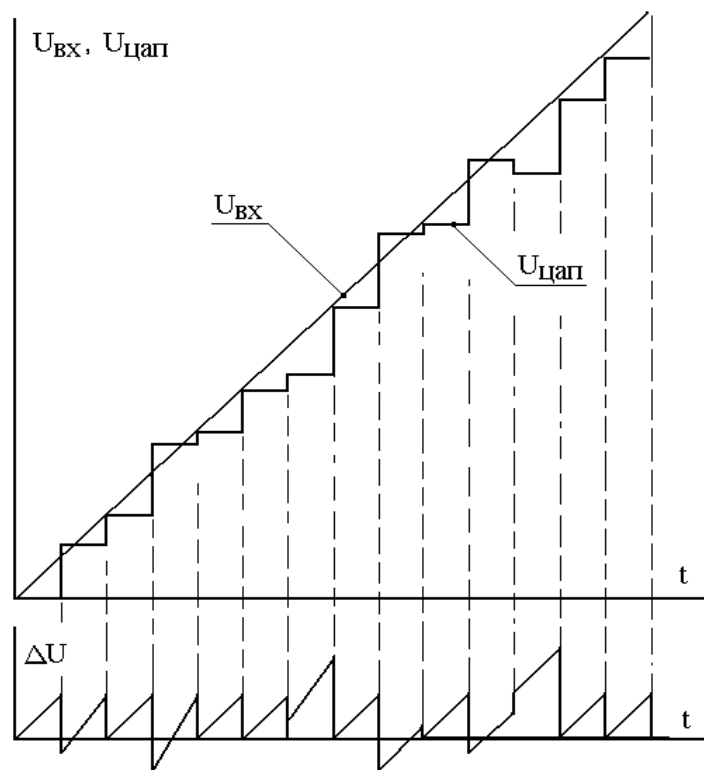


Рис. 6. Формирование разностного сигнала при согласованных диапазонах изменения  $U_{BX}$  и  $U_{ЦАП}$  и наличии дифференциальных погрешностей АЦП и ЦАП

Однако даже установив одинаковыми диапазоны вычитаемых сигналов  $U_{BX\ MAX}$  и  $U_{ЦАП\ MAX}$ , получить изменение разностного сигнала таким, как это показано на рис. 4, будет невозможно т. к. в его формировании не учитывались инструментальные погрешности АЦП1 и ЦАП (пока считалось, что эти элементы имеют идеальные функции преобразования). Линейные составляющие инструментальных погрешностей АЦП1 и ЦАП легко учесть и скомпенсировать. Нелинейные же составляющие будут проявляться в формировании разностного сигнала так, как показано на рис. 6. Из этого рисунка видно, что наличие дифференциальных погрешностей в функциях преобразования АЦП1 и ЦАП будет приводить и к выходу  $\Delta U$  за допустимый предел изменения и к тому что сигнал  $\Delta U$  может быть двухполярным. Максимальный размах разностного напряжения с учетом инструментальных погрешностей АЦП1 и ЦАП  $\Delta U_{MAX\ INSTR}$  может существенно превышать величину кванта дискретизации  $g_{НОМ}$  АЦП1 и если не применять специальных мер это не позволит всегда правильно кодировать разностное напряжение  $\Delta U$  с помощью АЦП2.

Чтобы этого избежать, прежде всего, в качестве ЦАП можно предложить использовать малоразрядную, но прецизионную БИС, имеющую дифференциальные погрешности по уровню меньше веса младшего разряда АЦП2. Устранения влияния дифференциальных погрешностей не прецизионных БИС ЦАП на формирование  $\Delta U$  можно добиться, корректируя их погрешности известными структурными методами, т. е. за счет методов предусматривающих введение в схему включения БИС ЦАП дополнительных структурных элементов.

АЦП1 относится к элементам грубого канала и можно предложить иное решение для компенсации его дифференциальных погрешностей. Для того чтобы иметь возможность кодировать разностный сигнал  $\Delta U$ , превышающий по величине вес младшего разряда АЦП1  $g_{НОМ}$ , необходимо уменьшить коэффициент усиления разностного усилителя  $K_U$ , по сравнению со значением рассчитываемым в соответствии с формулой (1) по крайней мере в  $w$  раз.

$$wI = (g_{НОМ} + \delta_{INSTR\ MAX}) / g_{НОМ}, \quad (2)$$

где:  $\delta_{INSTR\ MAX}$  – максимальная погрешность формирования разностного сигнала  $\Delta U$ , обусловленная наличием инструментальных погрешностей АЦП1 и ЦАП.

Уменьшение коэффициента усиления разностного усилителя  $K_U$  фактически будет означать увеличение диапазона работы АЦП2. Однако нужно помнить, что должно соблюдаться необходимое соотношение весов разрядов кодов  $N1$  и  $N2$ . Поэтому уменьшить коэффициент усиления разностного усилителя можно только в 2, 4 или в другое число раз, равное  $2^k$  ( $k$  – некоторое целое число), минимально превышающее величину  $wI$ . Увеличение диапазона работы АЦП2 будет означать при этом, что в коде  $N2$   $k$  старших разрядов будут по весам совпадать с  $k$  младшими разрядами кода  $N1$ . При этом для формирования выходного кода  $N_{вых}$  ППАЦП теперь нужно не «состыковывать» коды  $N1$  и  $N2$ , а складывать их. Фактически это означает, что за счет расширения диапазона работы точного канала, мы получаем возможность кодировать и учитывать при его работе погрешности грубого канала. С точки зрения построения схемы введение перекрытия ведет к необходимости включения в структуру ППАЦП выходного двоичного сумматора.

Совпадение весов  $k$  разрядов в кодах  $N1$  и  $N2$  называют перекрытием шкал грубого и точного канала ППАЦП (или перекрытием шкал АЦП1 и АЦП2). Если Вы должны получить разрядность ППАЦП равную  $m$ , наличие перекрытия означает, что сумма разрядностей БИС АЦП1 и АЦП2 должна быть больше  $m$  на число перекрывающихся разрядов  $k$ .

Выше уже отмечалось, что за счет того что дифференциальные погрешности АЦП1 могут быть разного знака то и разностный сигнал  $\Delta U$  также может быть двухполярным. Это может существенно усложнить построение ППАЦП, т. к. потребует АЦП2, работающего с двухполярным входным напряжением. В свою очередь это потребует строить выходной двоичный сумматор, производящий с учетом знака разностного сигнала  $\Delta U$  либо сложение, либо вычитание кодов  $N1$  и  $N2$ . Такого усложнения схемы можно избежать если во входной сигнал АЦП1 ввести постоянное смещение. Полярность и величину смещения выбирают

таким, чтобы при  $U_{BX} = 0$  разностный сигнал  $\Delta U$  составлял половину шкалы преобразователя АЦП2, а по полярности соответствовал его диапазону работы. Если введено перекрытие, то это постоянное смещение будет автоматически отрабатываться. Например, увеличение сигнала на входе АЦП1 (на входе грубого канала) будет означать такое же по величине уменьшение разностного сигнала на входе АЦП2 (на входе точного канала). Поэтому сумма кодов  $N1$  и  $N2$  будет оставаться такой же, как если бы указанного смещения не вводилось. Таким образом величина  $\delta_{ИНСТР\ МАХ}$  в формуле (2) должна учитывать полный размах дифференциальных погрешностей АЦП1. При соответствующем выборе величины перекрытия вводе и смещения разностный сигнал  $\Delta U$  будет однополярным при любых знаках дифференциальных погрешностей АЦП1 и может правильно оцениваться однополярным АЦП2.

Сделаем выводы. Если не будет введено перекрытие шкал АЦП1 и АЦП2, то Вы не сможете получить точность преобразования ППАЦП на уровне веса младшего разряда АЦП2, т. к. инструментальные погрешности АЦП1 будут (как погрешности грубого канала) обязательно больше веса младшего разряда АЦП2. Введя же перекрытие, общая погрешность преобразования за счет компенсации погрешностей грубого канала будет сведена именно к весу младшего разряда выходного кода.

Попробуем эту мысль выразить другими словами. Если в Вашем распоряжении  $n$ -разрядные БИС АЦП и Вы строите двухканальный ППАЦП, то не стоит говорить что из-за перекрытия Вам не удастся добиться точности на уровне  $2n$  двоичных разрядов. За счет инструментальных погрешностей БИС АЦП1 Вы такую точность все равно бы не получили, причем величина погрешности преобразования ППАЦП была бы существенно больше веса младшего разряда выходного кода, ведь погрешности БИС АЦП1 это погрешности грубого канала. Введя же перекрытие, общая разрядность ППАЦП будет меньше  $2n$ , но погрешность преобразования за счет компенсации погрешностей грубого канала будет равна весу младшего разряда выходного кода.

В проводившемся выше рассмотрении влияния инструментальных погрешностей отдельных структурных элементов ППАЦП на общую погрешность преобразования инструментальными погрешностями БИС АЦП2 мы пренебрегали. Очевидно, что они отражаются на общей погрешности преобразования ППАЦП «один к одному».

**Коррекция динамических погрешностей ППАЦП.** В последнее время в технике аналого-цифрового преобразования все большее внимание уделяется улучшению динамических характеристик преобразователей. Инерционные свойства АЦП, как и любого другого измерительного прибора, проявляются, в наличии динамических погрешностей. Эти погрешности обусловлены переходными процессами, происходящими в узлах АЦП во время преобразования (динамические погрешности первого рода) и изменением сигнала во время преобразования (динамические погрешности второго рода). Величины этих погрешностей зависят от динамических параметров используемых элементов, алгоритма аналого-цифрового преобразования и характеристик сигнала – ширины его спектра (максимальной возможной скорости его изменения).

Уменьшение динамических погрешностей первого рода достигается в основном совершенствованием элементной базы (операционных усилителей, ЦАП и т. д.).

Одними из самых распространенных методов устранения динамических погрешностей второго рода является либо использование УВХ, фиксирующего значение напряжения на входе преобразователя в момент начала преобразования, либо включение линии задержки (ЛЗ) в многоотсчетных АЦП, учитывающих изменение входного сигнала за время формирования сигналов, преобразуемых различными каналами, например, в параллельно-последовательных АЦП. Однако эти методы применяются в АЦП лишь достаточно низкой точности (8–10 двоичных разрядов). Дело в том, что интегральные УВХ обычно не обеспечивают большей точности фиксации напряжения в течение всего времени преобразования, а применение ЛЗ ограничивается практическими трудностями в согласовании темпа работы узлов АЦП с величиной задержки. Применение специально разработанных схем УВХ и ЛЗ, как правило, связано с большими затратами. Все это привело к поиску и использованию структурных методов компенсации таких погрешностей.



Рассмотрим применение структурных методов компенсации динамических погрешностей в ППАЦП.

Если входной сигнал за время работы ППАЦП остается постоянным, то максимальная величина разностного сигнала на выходе вычитателя не может быть больше кванта дискретизации (веса младшего разряда) АЦП1. Коэффициент усиления усилителя при этом в соответствии с (1) выбирается так, чтобы привести такой максимальный сигнал к диапазону входного сигнала АЦП2. Однако если входной сигнал меняется по величине, то ко времени срабатывания АЦП2 за время, необходимое для срабатывания АЦП1 и ЦАП, разностный сигнал может принять значение большее кванта АЦП1. Будем считать, что исходя из конкретных динамических характеристик входного сигнала, максимальная величина разностного сигнала будет принимать некоторое значение  $\Delta U_{МАХ ДИН}$ .

Тогда после его усиления сигнал на входе АЦП2 может выйти из диапазона рабочих напряжений АЦП2. При этом на выходе АЦП2 будет формироваться максимально возможный код, не соответствующий, однако, значению напряжению, поступающему на вход АЦП2 из-за превышения им диапазона АЦП2. Вследствие формирования отсчета АЦП2 с погрешностью выходной код устройства также будет формироваться с погрешностью.

Т. к. появление такой погрешности обусловлено изменением входного сигнала в процессе работы АЦП, то она по своей сущности является динамической погрешностью второго рода.

Условно можно сказать, что погрешность возникла из-за того, что диапазона АЦП2 не хватило для того, чтобы закодировать чрезмерно большой сигнал на его входе. Погрешность  $\delta_d$ , с которой сформировался при этом выходной код  $N_{ВЫХ}$  ППАЦП, соответствует разности напряжения на входе АЦП2 в момент его срабатывания и максимальным напряжением диапазона этого АЦП2. Величина этой погрешности равна

$$\delta_d = (U_{АЦП2} - U_{АЦП2 \text{ МАХ}}) K_{АЦП2},$$

где:  $K_{АЦП2}$ , – коэффициент преобразования АЦП2

Таким образом, для исключения этой погрешности, необходимо увеличить диапазон работы АЦП2 настолько, чтобы в его рамки умещался усиленный разностный сигнал  $\Delta U$ , формируемый с учетом изменения входного напряжения за время работы АЦП1, ЦАП и вычитателя. Увеличение диапазона работы АЦП2 равносильно появлению у него дополнительных старших разрядов. А с точки зрения построения ППАЦП это будет означать, что у АЦП2 появятся разряды, по весу совпадающие с весами младших разрядов АЦП1. Говорят, что при этом возникает перекрытие диапазонов (шкал) работы первой и второй ступени ППАЦП, или иными словами, с точки зрения рассмотрения ППАЦП как грубо-точной системы – перекрытие шкал грубого и точного ее каналов. За счет появления в кодах АЦП1 и АЦП2 разрядов с одинаковыми весам выходной код ППАЦП должен определяться как сумма кодов АЦП1 и АЦП2.

Для увеличения диапазона работы АЦП2 необходимо уменьшить коэффициент усиления разностного усилителя  $K_y$ , по сравнению со значением рассчитываемым в соответствии с формулой (1) по крайней мере в  $w_2$  раз.

$$w_2 = (g_{НОМ} + \Delta U_{МАХ ДИН}) / g_{НОМ}, \quad (3)$$

где:  $\Delta U_{ДИН \text{ МАХ}}$  – максимально возможное изменение входного сигнала за время работы АЦП1, ЦАП и вычитателя.

Если после введения перекрытия шкал каналов мы должны в качестве АЦП2 использовать ту же самую БИС, то увеличение весов ее разрядов будет означать уменьшение разрядности выходного кода ППАЦП в целом. В конечном итоге, это будет означать уменьшение статической точности ППАЦП. Однако за счет компенсации динамических погрешностей общая точность преобразования при этом по сравнению с точностью преобразования без перекрытия повысится.

При построении реальных ППАЦП, когда нужно получить заданную разрядности выходного кода ППАЦП, введение перекрытия означает необходимость использования в качестве АЦП1 и АЦП2 таких БИС, чтобы сумма их разрядностей за вычетом числа перекрывающихся разрядов составляла нужное значение разрядности выходного кода..

Уменьшение входного напряжения за время работы АЦП1, ЦАП и вычитателя может привести к тому, что значение разностного сигнала и соответственно напряжение на входе АЦП2 станет отрицательным. Это может существенно усложнить построение ППАЦП, т. к. потребует АЦП2, работающего с двухполярным входным напряжением. В свою очередь это потребует строить выходной двоичный сумматор, производящий с учетом знака разностного сигнал  $\Delta U$  либо сложение, либо вычитание кодов  $N1$  и  $N2$ . Такого усложнения схемы можно избежать если во входной сигнал АЦП1 ввести постоянное смещение. Полярность и величину смещения выбирают такими, чтобы при  $U_{BX} = 0$  разностный сигнал  $\Delta U$  составлял половину шкалы преобразователя АЦП2. При вводе такого смещения разностный сигнал  $\Delta U$  будет однополярным как при увеличении так и при уменьшении входного напряжения за время работы АЦП1, ЦАП и вычитателя. Если введено перекрытие, то это постоянное смещение в грубом канале будет автоматически обрабатываться в точном канале. Таким образом величина  $\Delta U_{MAX\text{дин}}$  в формуле (3) должна учитывать полный размах возможных изменений входного напряжения за время работы АЦП1, ЦАП и вычитателя как в сторону увеличения так и в сторону уменьшения этого напряжения.

В заключение отметим, что за счет введения перекрытия компенсироваться будут динамические погрешности вызванные изменением входного напряжения за время работы АЦП1, ЦАП и вычитателя. Динамические погрешности, вызванные изменением входного напряжения за время работы АЦП2, компенсироваться не будут. Они будут определять тот уровень динамических погрешностей, с которыми нам придется мириться. Однако практика построения таких преобразователей показывает, что время работы ППАЦП в основном определяется временем установления ЦАП и разностного усилителя, а не временем преобразования БИС АЦП. Поэтому указанными динамическими погрешностями в большинстве случаев уже действительно можно пренебречь.

**Комплексная коррекция статических и динамических погрешностей ППАЦП.** Анализ развития современной элементной базы, существующих разработок показал, что важнейшим фактором ограничивающих сегодня повышение точности АЦП, является наличие динамических погрешностей второго рода. Динамические погрешности второго рода ограничивают общую погрешность преобразования на уровне существенно большем того уровня статической точности, которой удастся достичь при применении современных высокоточных компонентов или компонентов средней точности с использованием их автоматической коррекции.

Таким образом, быстродействие АЦП и его точность оказываются связанными между собой и с характеристиками входного сигнала. Существует определенная взаимосвязь между статической и динамической точностью АЦП. Нет смысла добиваться статической точности выше уровня точности, который может быть обеспечен в динамическом режиме работы преобразователя, т. к. наличие динамической погрешности определенного уровня делает бессмысленным восприятие определенного числа младших разрядов выходного кода как не несущих полезной информации. Этот очевидный вывод привел к появлению различных методов компенсации динамических погрешностей.

Среди подобных методов, видимо особого внимания, должны заслуживать методы, позволяющие за счет одних и тех же принципов, проводить коррекцию как динамических, так и статических погрешностей преобразователей.

Анализ рассмотренных выше методов коррекции статических и динамических погрешностей ППАЦП позволяет сделать вывод что их, как раз и можно отнести к таким комплексным методам. Коррекция статических и динамических погрешностей ППАЦП может проводиться с использованием общих принципов, основанных на введении перекрытия шкал грубого и точного каналов преобразования. Очевидно, что величина перекрытия в ППАЦП для коррекции как статических погрешностей АЦП1 так и динамических погреш-

ностей второго рода, должна выбираться такой, чтобы сумма весов АЦП2 превышала сумму указанных погрешностей.

Для этого необходимо уменьшить коэффициент усиления разностного усилителя  $K_y$ , по сравнению со значением рассчитываемым в соответствии с формулой (1) по крайней мере в  $w$  раз:

$$w = (g_{ном} + \delta_{дин\ MAX} + \delta_{инстр\ MAX}) / g_{ном}. \quad (4)$$

С учетом того, что должно соблюдаться необходимое соотношение весов разрядов кодов  $N1$  и  $N2$ , уменьшить коэффициент усиления разностного усилителя можно в число раз, равное  $2^k$  ( $k$  – целое число), минимально превышающее величину  $w$ . При этом  $k$  младших разрядов кода  $N1$  и  $k$  старших разрядов кода  $N2$  будут перекрываться по весам.

Как и при отдельном анализе влияния на работу ППАЦП статических погрешностей АЦП1 и изменений входного сигнала за время преобразования в (4) величина  $\delta_{инстр\ MAX}$  должна учитывать полный максимальный размах дифференциальных погрешностей АЦП1, а величина  $\delta_{дин\ MAX}$  – полный возможный диапазон изменений входного напряжения за время работы АЦП1, ЦАП и вычитателя. Так же как и в предыдущих рассмотренных случаях для того чтобы разностный сигнал был всегда однополярным после выбора перекрытия на вход АЦП1 необходимо ввести постоянное смещение, которое привело бы к смещению диапазона усиленного разностного сигнала на половину шкалы АЦП2. Такое перекрытие шкал АЦП1 и АЦП2 и смещение шкалы АЦП1 позволят компенсировать теперь одновременно как статические инструментальные погрешности АЦП1 так и динамические погрешности, связанные с изменением входного сигнала за время кодирования ППАЦП.

В общем случае, количество перекрывающихся разрядов определяется исходя из априорной известности величины статических погрешностей грубого канала и динамических характеристик измеряемого сигнала. Однако часто обе характеристики или одна из них бывает неизвестна. При этом для получения наибольшей точности преобразования становится необходимым перестраивать работу устройства в ходе процесса измерения – проводить адаптацию канала измерений к его текущему состоянию и текущим характеристикам измеряемого сигнала. Это может осуществляться за счет изменения количества разрядов, перекрывающихся по весам.

Если разрядность грубого и точного каналов в процессе адаптации меняться не будут, а это с точки зрения технической реализации наиболее вероятно, то при увеличении числа перекрывающихся разрядов статическая точность преобразования уменьшается. И наоборот, с уменьшением числа перекрывающихся разрядов уменьшается динамическая точность. С этой точки зрения, очевидно, что в каждом конкретном случае для текущего момента времени, характеризующегося определенным состоянием канала и определенными характеристиками входного сигнала, можно выбрать оптимальную величину перекрытия, которая определит оптимальное соотношение статических и динамических погрешностей преобразования и сведет общую погрешность преобразования к минимуму. Применение того или иного метода оптимизации будет определяться способом оценки величины погрешности преобразования и объемом применяемого оборудования.

В простейшем случае число перекрывающихся разрядов первоначально задается для обеспечения компенсации лишь статических погрешностей грубого канала – это одно из предельных значений перекрытия. В дальнейшем по оценкам наличия динамических погрешностей количество перекрывающихся разрядов должно увеличиваться, пока не станет таким, чтобы обеспечить комплексную компенсацию общей погрешности преобразования на заданном уровне.

Рассмотрим применение данного подхода к ППАЦП. Представим в соответствии с изложенными подходами алгоритм работы ППАЦП, позволяющий структуре адаптироваться к статическим погрешностям грубого канала и динамическим характеристикам входного сигнала. В первоначальный момент времени коэффициент усиления разностного сигнала  $K_y$  устанавливается максимальным, т. е. таким чтобы обеспечить максимальную статическую

точность – при этом шкалы АЦП1 и АЦП2 не перекрываются. Последовательность отсчетов АЦП2, соответствующие некоторым предельным кодам, будет свидетельствовать о том, что скорость изменения входного сигнала превысила ранее принятую оценку. При этом если измеряемый процесс стационарен, то имеется вероятность повторения подобных ситуаций и величину  $K_u$  необходимо уменьшать до тех пор, пока на достаточно представительной реализации перестанут появляться отсчеты АЦП2, выходящие за заданные пределы. При уменьшении  $K_u$  перекрытие шкал АЦП1 и АЦП2 будет увеличиваться.

На рис. 7 представлена структура устройства, функционирующего в соответствии с данным алгоритмом. В базовую схему ППАЦП дополнительно вводятся кодоуправляемый усилитель (КУУ), счетчик (СТ), запоминающее устройство (ЗУ), устройство сдвига кодов (УС). Выходной код СТ является адресным кодом ЗУ. В момент включения устройства выходной код счетчика СТ устанавливается в ноль. По этому адресу из ЗУ выводится код, устанавливающий коэффициент усиления КУУ в максимальное значение  $K_u$ . Если в каком-либо цикле преобразования возникает сигнал переполнения, значение кода, записанного в счетчике, увеличивается на единицу. При этом из ЗУ на КУУ подается код, который уменьшает его коэффициент усиления  $K_u$  в два раза. Это приведет к увеличению диапазона работы АЦП2 и исключит на известном уровне динамические погрешности ППАЦП. Увеличение диапазона работы АЦП2 в два раза приведет к появлению перекрытия на один разряд кодов  $N1$  и  $N2$ . Для того чтобы правильно осуществить сложение этих кодов и получить выходной код ППАЦП код  $N2$  сдвигается на один разряд с помощью УС.

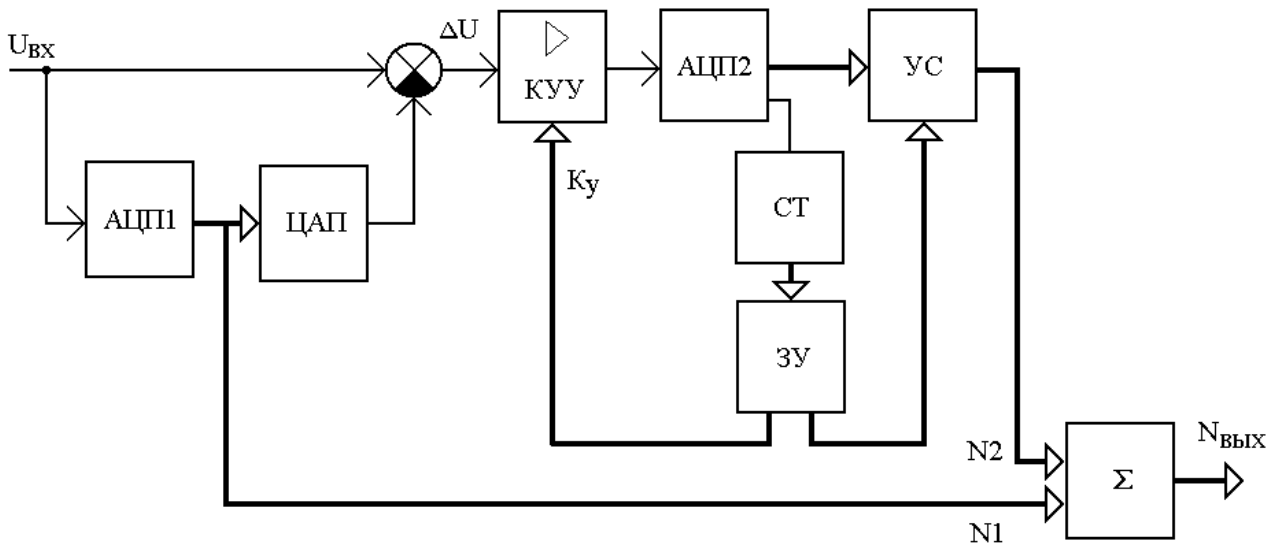


Рис. 7. Структура адаптивного ППАЦП

Максимальное значение динамической погрешности всех последующих циклов преобразования для аналогичных изменений входного сигнала между моментами фиксации кодов АЦП1 и АЦП2, таким образом, уменьшается. Если динамическая погрешность появится вновь, код счетчика опять увеличится на единицу и опять соответствующим образом уменьшится  $K_u$ , а код  $N2$  будет сдвигаться на еще один разряд. Каждый раз при этом статическая погрешность преобразования будет увеличиваться, но полная погрешность преобразования ППАЦП будет уменьшаться ввиду более полной компенсации динамических погрешностей.

Недостатком представленной структуры является невозможность точной оптимизации соотношения между статическими и динамическими погрешностями преобразования для конкретного вида входного сигнала из-за большой дискретности допустимых значений коэффициента усиления  $K_u$ . Дискретность выбора  $K_u$  в рассматриваемых выше структурах определяется тем, что коды  $N1$  и  $N2$  должны суммироваться так, чтобы складывались разряды с одинаковым весом.

На рис. 8 представлена структура устройства лишенная этого недостатка.  $K_y$  в ней при обнаружении факта появления динамической погрешности меняется плавно – т. е. с небольшим шагом. При этом изменения передаточной характеристики ППАЦП, связанные с уменьшением  $K_y$ , могут быть скорректированы аналогичным увеличением кода  $N2$  выходов АЦП2 в цифровом множителе УМН.

Через некоторое время после начала измерений установится оптимальное для данного входного сигнала значение коэффициента усиления  $K_y$ , исключаяющее динамическую погрешность всех дальнейших измерений.

Очевидно, что изменение  $K_y$  в этом случае может более строго соответствовать динамическим характеристикам входного сигнала и статическим погрешностям грубого канала. Кроме всего прочего в этой структуре диапазон разностного сигнала будет постоянно максимально соответствовать диапазону работы АЦП2. За счет этого будет минимизироваться степень влияния инструментальных погрешностей АЦП2 на точность функции преобразования ППАЦП. Разрядность выходного кода умножителя УМН выбирается исходя из обеспечения максимально возможного перекрытия кодов  $N1$  и  $N2$ , выбираемого априорно исходя из максимально ожидаемых динамических погрешностей и погрешностей грубого канала.

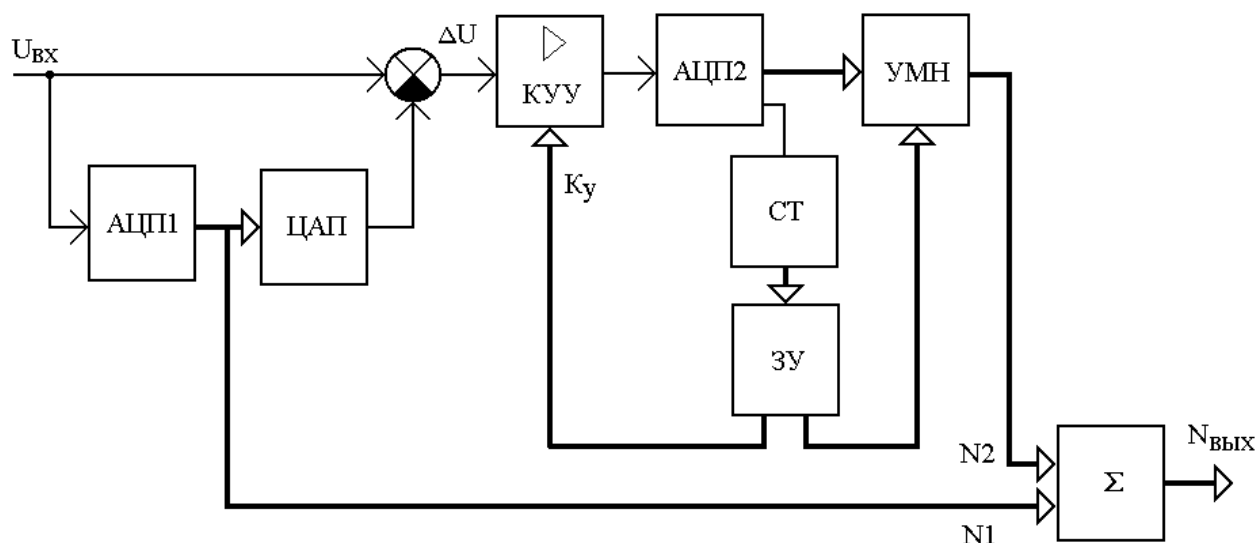


Рис. 8. Структура адаптивного ППАЦП с возможностью плавного изменения  $K_y$

Если характеристики сигнала изменчивы, можно постоянно отслеживать его динамику, оценивая среднеквадратическое отклонение сигнала (его дисперсию) на входе разностного усилителя. Количество циклов преобразования, в течение которых должна производиться оценка дисперсии сигнала на входе разностного усилителя определяется с одной стороны из условия достаточности статистической выборки, с другой стороны исходя из характеристик изменчивости измеряемого нестационарного процесса.

## CORRECTION OF STATIC AND DYNAMIC ERRORS OF PARALLEL-SUCCESSIVE ADC

Sheshov V. Oleg

N. P. Ogarev's Mordovian State University  
Russian Federation, Saransk city,  
E-mail: [olegshishov@yandex.ru](mailto:olegshishov@yandex.ru), tel. (8342) 290623,  
68, Bolshevistkaya str., room 5, 433000, Saransk, Mordovia, Russia

**Annotation.** In the article different structural realization of parallel-successive ADC, and also single for these structures going, is examined near the correction of static and dynamic errors.

**Key words:** ADC, static error, dynamic error, correction.



Шишов Олег Викторович  
Россия, РМ, г. Саранск  
Мордовский государственный университет  
им. Н. П. Огарёва  
E-mail: [olegshishov@yandex.ru](mailto:olegshishov@yandex.ru).  
Тел. +7-8342-290623

Окончил Морд. ГУ (1984 г.). Кандидат технических наук (1988 г.). Доцент (1995 г.).

Область научных интересов: Микропроцессорные системы управления технологическими процессами, аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи повышенной точности.

Опубликовал более 70 научных работ.