

**сообщения
объединенного
института
ядерных
исследований
дубна**

13-87-734

В.А.Гуляев*, В.Н.Замрий

**ЦИКЛИЧЕСКИЕ
АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
С АНАЛОГОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТЕЙ**

* ИАЭ им. И.В.Курчатова, Москва

Циклические аналого-цифровые преобразователи /АЦП/ реализуют циклические алгоритмы поразрядного уравнивания с последовательным вычитанием эталонной величины и умножением остатка^{1,2/}. Они сравнительно хорошо удовлетворяют основным требованиям к измерительным АЦП при большой разрядности получаемых кодов и умеренном быстродействии элементов кодирующего тракта. Их полезные свойства и возможности применения были продемонстрированы созданием прецизионных АЦП /диапазон измеряемых сигналов $E_{из} = 0,4095$ мВ при величине дискретности $E_{д} = 0,5 \pm 1,0$ мВ, нелинейность $N \leq 0,02\%$ и время преобразования 50 ± 100 мкс, число двоичных разрядов $M=12-13/3,4/$ для измерения статических и динамических параметров установок^{5-7/}, измерительные линии которых подвержены интенсивному воздействию помех. С целью эффективного подавления синфазных помех / ~ 100 дБ/ аналоговая часть АЦП изолирована, заключена в "плавающий" экран и имеет большой импеданс между цепями аналогового входа и "землей" цифровой части, а цепи передачи импульсов кода, управления и питания разделены гальванически. Тем самым достигается исключение погрешности гальванического разделения измерительной линии. При этом существенны небольшое число связей и экономичность циклического кодирующего тракта /рис.1/. Анализ работы и вывод основной формулы кодирующего тракта приведены ниже /Приложение 1/. Свойства циклической структуры АЦП проявляются также в отсутствии многоразрядной сетки эталонов /прецизионных резисторов, ключей/ и их связей, в наличии коммутатора, подключающего измеряемый сигнал на короткое время, и аналогового запоминающего устройства, снижающего динамические погрешности.

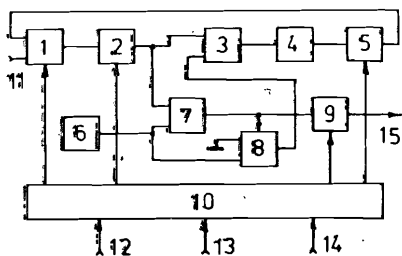


Рис.1. Кодирующий тракт циклического АЦП: 1 - коммутатор контура, КК; 2 и 5 - первая и вторая схемы выборки и хранения, ВХ1 и ВХ2; 3 - сумматор контура, СК; 4 - усилитель, УС; 6 и 8 - источник и ключ эталонного сигнала, ИЭ и КЭ; 7 - компаратор, КП; 9 и 15 - стробируемый формирователь, СФ, и выход импульсов кода; 10 - схема управления циклами преобразования, УЦ; 11, 12, 13 и 14 - входы измеряемого сигнала, импульсов начала и окончания преобразования, синхронизации и питания "изолированной" части АЦП.

10 - схема управления циклами преобразования, УЦ; 11, 12, 13 и 14 - входы измеряемого сигнала, импульсов начала и окончания преобразования, синхронизации и питания "изолированной" части АЦП.

Свойства структуры циклического тракта обуславливают возможность сравнительно просто осуществить регулировку присущей АЦП нелинейности преобразования по имеющимся величинам эталонной меры "нуля" и "середины" шкалы. Известные общие методы аналоговой автокоррекции ошибок, например дрейфа "0" и коэффициента передачи аналоговых элементов^{8/}, недостаточно эффективны без соответствующего учета действующих в кодирующем тракте погрешностей и ограничений. Так, в случае кодирующего тракта для разнополярных измеряемых сигналов $\pm E_{\text{И}}$ с вычитанием двух одинаковых по величине разнополярных эталонов возможное неравенство их величин вносит ошибку в процесс коррекции коэффициента умножения, и предварительная коррекция разности этих эталонов предусматривалась с целью линейаризации характеристики АЦП, предназначавшегося для применения в спектрометрии ионизирующих излучений^{9/}. Максимальная реально достигаемая разрядность кода M , для измерительного АЦП связанная с минимальными величинами кванта /дискреты/ преобразования $E_{\text{Д}} = E_{\text{П}}/K^M$, где $E_{\text{П}}$ - предельная величина шкалы АЦП, и их разбросов $\Delta E_{\text{Д}} < E_{\text{Д}}/K$, при которых еще имеет место монотонность характеристики преобразования, и погрешность нелинейности N /т.е. максимальное отклонение реальной характеристики от идеально линейной/ меньше или сравнима с погрешностью квантования $E_{\text{Д}}/E_{\text{П}} = K^{-M} \leq 0,01 \pm 0,02\%$ при $K = 2$ и $M \geq 12-13$ ^{3,4/}, для прецизионного спектрометрического АЦП обуславливается свойственной ему дифференциальной нелинейностью $N_{\text{Д}} = \Delta E_{\text{Д}i} / \bar{E}_{\text{Д}}$, т.е. отклонением каждого кванта $\Delta E_{\text{Д}i} = E_{\text{Д}i} - \bar{E}_{\text{Д}}$ от среднего их значения $\bar{E}_{\text{Д}}$ ^{10/}, и требуемое нередко условие $N_{\text{Д}} < 1 \pm 10\%$ можно представить как приведенную погрешность $N_{\text{Д}} \cdot \bar{E}_{\text{Д}} / E_{\text{П}} = N_{\text{Д}} \cdot K^{-M} \leq 0,0001 \pm 0,002\%$. Для достижения такой точности недостаточны простая регулировка, линейаризация характеристики преобразования или коррекции той или иной инструментальной погрешности элементов. Присущие элементам тракта погрешности настройки, температурный и временной дрейф, а также динамические нестабильности, в том числе из-за паразитных зарядов при переключении в режим хранения схем ВХ /2 и 5, рис.1/, вносят соответствующий вклад не только в увеличение нелинейности N . Они приводят к образованию накапливающихся изменений вычитаемых и умножаемых величин в каждом цикле преобразования и к изменениям величины дискрет $\Delta E_{\text{Д}}$ в диапазоне преобразуемых сигналов. Для компенсации действующих погрешностей циклического АЦП существенно, чтобы тракты и режимы преобразования как измеряемого сигнала $E_{\text{И}}$, так и сигналов эталонной меры /с целью выделения информативных параметров ошибки для последующей коррекции/ были одинаковыми и по числу, и по характеру действия погрешностей. Эти условия не всегда строго соблюдаются, если в режимах коррекции преобразуемые

сигналы эталонных мер подаются не на вход АЦП, а на другие входы элементов циклического тракта, например на входы его сумматора^{9/}. Это учитывалось при дальнейшей оценке свойств и разработке циклических АЦП с аналоговой автокоррекцией, направленной на достижение эффективной линейаризации характеристик и уменьшение дифференциальной нелинейности. Для тракта кодирования сигналов $0 \leq E_{\text{И}} \leq E_{\text{П}}$ с вычитанием сигнала $E_{\text{В}} = E_{\text{П}}/K > 0$ и коэффициентом передачи $K > 0$ рассматриваются зависимости компенсируемых погрешностей в различных точках шкалы АЦП и соотношения между погрешностями, процессы и последовательности этапов коррекции.

Свойство контура АЦП при циклической передаче аналоговых сигналов многократно усиливать сигнал ошибки используется для его эффективной коррекции. Если входной сигнал $E_{\text{И}} = 0$, то после M циклов преобразования получаем выходной код 00...00 и, в соответствии с основной формулой кодирующего тракта /Приложение 1/, усиленный сигнал ошибки $E_{\text{Х}} = E_0 \cdot K^M$, где малый сигнал $E_0 < E_{\text{Д}}$ характеризует смещение уровня "0" как в цепях первого входа коммутатора и предшествующих ему входных элементов АЦП, так и в последующих за ним элементах и цепях его второго входа. В процессе преобразования формируется амплитудно-временная функция $\Phi_0 = E_0 \cdot K^M < E_{\text{П}}/K$, характеризующая те малые погрешности аналоговой части АЦП, которые приводят к смещению "0" и к изменению величины дискрет в начале его шкалы. При этом в каждом цикле с номером $1 \leq m \leq M$ амплитуда функции ошибки Φ_0 ступенчато растет, удваивается при $K = 2$, приближаясь ускоренно к уровню $E_{\text{Э}} = E_{\text{П}}/K$, рис.2.1. Если выявленные погрешности в контуре сравнимы с уровнем дискреты ($E_0 \geq E_{\text{П}}/K^M$), возможны неоднозначные изменения этой функции. Они проявляются в более быстром росте ее амплитуды, достижении или превышении уровня $E_{\text{П}}/K$ и затем в спаде к меньшим значениям, рис.2.2. Для

устранения неоднозначности формируемого параметра ошибки применяется функциональное преобразование его, которое не должно приводить к существенному снижению большой чувствительности параметра /и точности коррекции/, обеспечиваемой усиле-

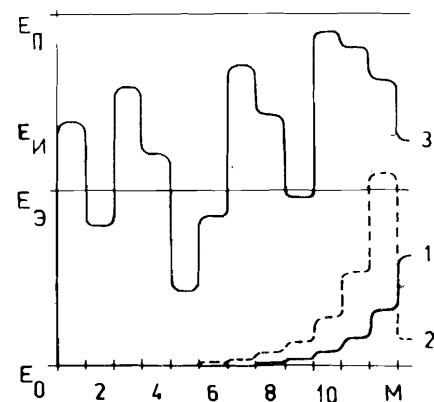
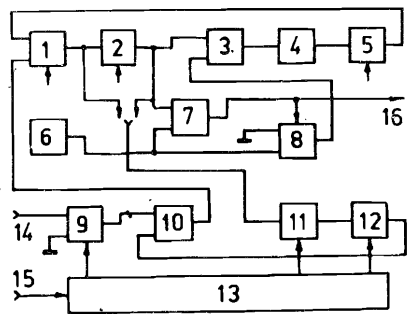


Рис.2. Амплитудно-временные функции Φ_0 и Φ_3 в циклах $m=1 \div 12$: 1,2 и 3 - соответственно для кодов 00...00, 00...01 и 101100110111.

нием в контуре. Это достигается интегрированием значений Φ_0 в течение заданного числа циклов и с постоянной времени, зависящей от длительности цикла, и запоминанием результата. Этим условиям удовлетворяет применение медленного преобразователя "площадь - амплитуда" и быстрой схемы ВХ /тогда как в более простом случае достаточно применения аналогового запоминающего устройства или интегратора с ключом на входе цепи обратной связи^{8/}. Возможности получения сигнала ошибки с выхода схем ВХ1 или ВХ2, коммутатора КК позволяют выбирать подключение цепи коррекции "0" группы элементов циклического контура и аналоговой части АЦП /тогда как в других случаях точка подключения совпадает с выходом корректируемого элемента или части АЦП^{8/}. Сигнал ошибки, обусловленный смещением "0" входных элементов, присутствует на выходе коммутатора несколько больше времени, чем на выходах ВХ1, ВХ2, и при подключении к его выходу чувствительность функционального преобразования к этой ошибке соответственно больше.

Кодирующий тракт с коррекцией начала шкалы показан на рис.3. Режим коррекции аналоговой части АЦП устанавливается при поступлении импульсов схемы управления УКН. При этом переключается входной коммутатор и разрешается работа интегратора и схемы ВХ3. В течение заданного числа циклов преобразования при $E_{и} = 0$ ведется измерение и накопление, интегрирование сигнала ошибки. Время выборки и включения режима хранения схемы ВХ3 синхронизовано с окончанием последнего цикла преобразования. Ее выходной сигнал, подаваемый для компенсации смещения "0" на входной сумматор, практически не меняется в течение циклов преобразования. После запоминания корректирующего сигнала его величина с малой погрешностью хранится достаточно продолжительное время в циклах режима измерения сигналов $E_{и} \leq E_{п}$. Благодаря этому чувствительность и эффективность коррекции существенно не снижаются и остаются достаточно высокими. При

Рис.3. Коррекция начала шкалы АЦП: 1 - КК, 2 и 5 - ВХ1 и ВХ2, 3 - СК, 4 - УС, 6 и 8 - ИЭ и КЭ, 7 - КП; 9 - коммутатор входов, КВ; 10 - сумматор входного сигнала, СВ; 11 - интегратор, ИГ; 12 - третья схема выборки и хранения, ВХ3; 13 - схема управления режимом коррекции "нуля", УКН; 14 и 15 - входы измеряемого сигнала и импульсов начала и окончания циклов режима коррекции; 16 - выход кода.



одинаковых прецизионных трактах преобразования в режимах измерения и коррекции достигается уменьшение на 1-2 порядка величины смещения "0" шкалы АЦП и соответственно дифференциальной нелинейности в начале шкалы. Так, для используемого варианта прецизионного АЦП^{4/} с величиной дискреты $0,5 \pm 1,0$ мВ примененная схема коррекции уменьшила величины смещения нулевого уровня и первой дискреты до 10 ± 20 мкВ. Практически устранено влияние не только дрейфа дифференциальных каскадов и смещений, связанных с температурными и временными изменениями параметров транзисторов $\Delta U_{бэ}$, $\Delta I_{к/}$, но и влияние инструментальных погрешностей контура, обусловленных, главным образом, паразитным зарядом запоминающей емкости схем ВХ, возникающим при переходе из режима выборки в режим хранения. Пример преобразования $E_{и}$ дан на рис.2.3, Φ_3 .

Дальнейший анализ свойств структуры циклических АЦП показывает предельные возможности линеаризации и коррекции величины дискрет в диапазоне измеряемых сигналов /с целью более точных измерений спектров распределения величин/. Присущая таким АЦП нелинейность, обусловленная ошибками контура циклической передачи аналоговых сигналов, определяется в основном неточностью регулировки или изменениями действующих в контуре величин вычитаемого сигнала $E_{в} = E_{э} \pm \Delta E_{в}$, где $E_{э}$ - сигнал источника эталона, и общего коэффициента передачи контура $K_{к} = K \pm \Delta K$, где $K = 2$. При их малых изменениях накапливающиеся в контуре ошибки быстро достигают порядка величины дискреты, и для спектрометрического АЦП с ростом разрядности M требования к величине этих ошибок быстро становятся технически трудно реализуемыми. Выполненный анализ компенсируемых погрешностей в диапазоне измеряемых сигналов /в начале, середине и конце шкалы АЦП, Приложение 2/ позволил выделить и оценить основные соотношения погрешностей вблизи середины шкалы /Приложение 3/, где происходят размен веса "1" старшего разряда кода и наиболее заметное изменение величины дискрет. При этом рассматриваются режимы измерения сигналов $E_1 = E_{э} + \Delta E_1$ и $E_2 = E_{э} - \Delta E_2$, которые соответственно больше и меньше эталонного сигнала $E_{э} = E_{п} / K$ на малые ве-

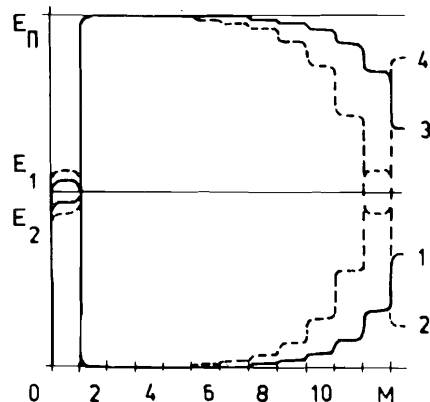


Рис.4. Амплитудно-временные функции Φ_1 и Φ_2 в циклах $m=1:12$: 1,2,3 и 4 - соответственно для кодов 10...00, 10...01, 01...11 и 01...10.

личины $\Delta E_1 < E_{д}$ и $\Delta E_2 < E_{д}$. Для преобразуемых сигналов E_1 и E_2 характер функций Φ_1 и Φ_2 , определяемых в соответствии с основной формулой /Приложение 1/, иллюстрируется рис.4. Сигнал $E_1 > E_э$ в первом цикле уменьшается на величину $E_в = E_э$, и малый разностный сигнал, уровень которого ниже $E_э$, возрастает в K раз. В каждом последующем цикле сигнал увеличивается в K раз, и Φ_1 возрастает, приближаясь к уровню $E_э$ снизу. Сигнал $E_2 < E_э$ в первом цикле увеличивается в K раз и возрастает выше уровня $E_э$. В каждом последующем цикле сигнал уменьшается на величину $E_в$, затем увеличивается в K раз, и Φ_2 снижается относительно уровня $E_э$, приближаясь к уровню $E_э$ сверху. Если величина $\Delta E_1 \geq E_{д}$ или $E_2 \geq E_{д}$, соответствующая функция Φ_1 или Φ_2 быстрее достигает уровня $E_э$ и пересекает его /в обоих направлениях/ не только в первом цикле. Из-за появляющейся неоднозначности изменений Φ_1 и Φ_2 и величин их конечной амплитуды более достоверным параметром ошибки является значение их площади. Проведенные количественные оценки /Приложение 3/ показывают, что в режиме преобразования E_1 выявляется в основном ошибка, обусловленная изменением $\Delta E_в$, а в режиме преобразования E_2 - изменением ΔK . Последовательности этапов компенсации этих ошибок рассматриваются с оценкой величины достигаемой остаточной ошибки контура /Приложение 4/. Для достижения ее минимальной величины более предпочтительна та последовательность, при которой сначала выполняется компенсация ошибки, обусловленной изменением $\Delta E_в$, а затем компенсация ошибки, обусловленной изменением ΔK .

Характер функций Φ_1 и Φ_2 , определяемый разностью сигналов $E_1 - E_э = \Delta E_1$ и $E_2 - E_э = \Delta E_2$, с учетом ошибок, обусловленных погрешностями в элементах схемы, зависит от составляющих суммарных величин $\Delta E_1 \pm E_{ш1}$ и $\Delta E_2 \pm E_{ш2}$. Здесь ΔE_1 и ΔE_2 - постоянные величины, которые устанавливают /при наладке схемы/ на уровне, ограниченном сверху величиной $E_{д}$, практически менее $(0,5 \pm 1) \cdot E_{д}$. При этом схемы контура могут быть настроены так, что формула преобразования E_1 принимает вид $E_х = E_1 \cdot K_к^M - E_в \cdot K_к^M = (\Delta E_1 \pm E_{ш1} \pm \Delta E_в) \cdot K_к^M$, и Φ_1 не зависит от знака погрешности $E_{ш1}$, если величина ΔE_1 больше сигналов погрешности, шумов схемы. Сигнал контура, уменьшаемый на $E_в$ с погрешностью $E_{ш1}$ и затем вместе с нею усиливаемый, используется для воздействия на изменение $\Delta E_в$, компенсирующее эту погрешность. Аналогично можно получить для схемы контура $E_х = E_2 \cdot K_к^M - E_в \cdot (K_к^{M-1} + K_к^{M-2} + \dots + K_к^2 + K) \approx (E_2 - E_в) \cdot K_к^M = (\Delta E_2 \pm E_{ш2}) \cdot K_к^M$, принимая $E_в = E_э$ после выполнения первой компенсации, причем $\Delta E_2 > E_{ш2}$. Усиливаемый сигнал, содержащий ошибку, используется для воздействия на изменение ΔK , компенсирующее погрешность.

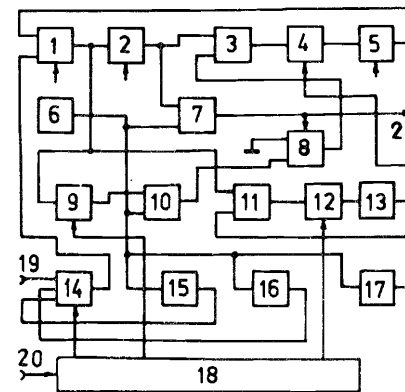


Рис.5. Коррекция середины шкалы АЦП: 1 - КК, 2 и 5 - ВХ1 и ВХ2, 3 - СК, 4 - УС, 6 и 8 - ИЭ и КЭ, 7 - КП; 9 и 12 - первый и второй функциональные преобразователи, ФП1 и ФП2; 10 и 13 - первый и второй регуляторы параметра, РП1 и РП2; 11 - схема вычитания эталона, СВ; 14 - коммутатор входов, КВ; 15, 16 и 17 - первый, второй и третий преобразователи эталона, ПЭ1, ПЭ2 и ПЭ3; 18 - схема управления режимами коррекции "середины", УКС; 19 и 20 - входы измеряемого сигнала и импульсов начала и окончания циклов режимов коррекции; 21 - выход кода.

Кодирующий тракт с коррекцией середины шкалы показан на рис.5. Режимы коррекции включаются последовательно управляющими импульсами схемы УКС. В первом режиме подключается коммутатор КВ сигнал E_1 преобразователя эталона ПЭ1 и разрешается работа функционального преобразователя ФП1. Затем выполняются циклы преобразования E_1 с накоплением в ФП1 сигнала ошибки. Хранимый сигнал ФП1 корректирует в схеме регулятора параметра РП1 величину сигнала $E_з = E_э \pm \Delta E_з$, подаваемого через ключ КЭ на вход вычитания схемы СК. Во втором режиме аналогично подключается сигнал E_2 с выхода ПЭ2 и разрешается работа ФП2. Затем выполняются циклы преобразования E_2 с накоплением в ФП2 поступающего из схемы вычитания СВ сигнала разности между ошибкой и эталоном $E_{п} = 2 \cdot E_э$ с выхода ПЭ3. Хранимый сигнал ФП2 корректирует через цепи РП2 и усилителя УС величину коэффициента $K_к$. После снятия управляющих импульсов коррекции подключается измеряемый сигнал $E_и$ и разрешаются циклы преобразования $E_и$ с записью кодов в регистр АЦП. При этом действующий в контуре вычитаемый сигнал $E_в = E_з \pm E_{ш1}$, если инструментальные погрешности схем КЭ и СК представить в виде сигнала $E_{ш1}$, действующего на входе вычитаемого сигнала СК. Так как в первом цикле режима преобразования E_1 срабатывают компаратор КП и ключ КЭ, разностный сигнал $E_1 - E_в = \Delta E_1 - (\pm \Delta E_з \pm E_{ш1})$ и условие компенсации $\pm E_{ш1} = \Delta E_1 - (\pm \Delta E_з)$. Сигнал, содержащий погрешность $E_{ш1}$, усиливается, интегрируется /с постоянной времени, значительно превышающей длительность цикла/ и запоминается с целью обеспечения качества регулирования $E_з$. При действующем в контуре коэффициенте передачи $K_к = K \pm \Delta K$, изменяющемся, например,

вследствие инструментальных погрешностей схем контура, в режиме преобразования сигнала E_2 в первом цикле компаратор не срабатывает, и выходной сигнал контура $E_x = \Delta E_2 \cdot K^M - E_{\Pi} \pm E_{\text{ш2}}$, где связанный с изменением ΔK сигнал $E_{\text{ш2}}$ характеризуется зависимостью ΔE_K /Приложение 2, г/. Сигнал разности $E_{\Pi} - E_x$, содержащий $E_{\text{ш2}}$, интегрируется и запоминается с целью регулирования ΔK . При большом числе циклов в первом и втором режимах коррекции с быстро возрастающей точностью компенсируются инструментальные погрешности, которые вызывают изменения величины дискрет и приводят к дифференциальной нелинейности при подходе к середине шкалы "сверху" /код 10...00/ и "снизу" /код 01...11/, и соответствующие им изменения E_B и K_K .

При настройке схем кодирующего тракта устанавливаются такие величины E_1 и E_2 , чтобы сместить диапазоны усиливаемых разностных сигналов ошибки относительно уровней 0 и E_{Π} и сделать их однозначными, а корректируемые величины - сходящимися к номинальным значениям. Преобразователи ПЭ1, ПЭ2 и ПЭ3 реализуются по схеме суммирующего, масштабирующего усилителя, например, с коэффициентами передачи $E_1/E_3 = 1 + \Delta E_1/E_3$, где $\Delta E_1/E_3 < E_{\Pi}/E_3 = K^{1-M} = 0,05\%$, $M = 12$, и $E_{\Pi}/E_3 = 2$. Аналогично строится регулятор РП1 для сдвига уровня E_3 на регулируемую величину $\pm \Delta E_3$, а цепи РП2 и УС содержат управляемый резистор, полевой транзистор, для регулирования величин $\pm \Delta K$. Смещение уровней ΔE_1 , ΔE_2 можно уменьшать, тем самым уменьшая остаточные ошибки ΔE_{B0} , ΔK_0 и дифференциальную нелинейность, пока компаратор КП срабатывает однозначно /при реальных погрешностях, шумах, помехах, в том числе от паразитных зарядов схем ВХ/ и не нарушается последовательность этапов компенсации ошибок. С учетом этого можно указать пределы уменьшения смещения уровней от $(0,5-1) \cdot E_{\Pi}$ до $\sim (0,01-0,1) \cdot E_{\Pi}$. Схемы ФП1 и ФП2 содержат стробируемый интегратор, дополнительную схему ВХ /ключ стробирования включен во время циклов режима коррекции, а ключ выборки - во время окончания этого режима/. В интервалах между выборками хранимые сигналы поддерживают на постоянном уровне регулируемые величины. Схема УКС содержит регистр-счетчик, переключатель импульсов управления режимами коммутатора КВ и схем ФП1, ФП2. При поочередном следовании режимов коррекции и измерения действующие в кодирующем тракте основные ошибки ΔE_B , ΔK существенно уменьшаются, достигая уровня остаточных величин ΔE_{B0} , ΔK_0 , которые соответственно меньше на 1-2 порядка величины. Некомпенсируемая остаточная дифференциальная нелинейность в середине шкалы составляет $1 \div 2\%$ от величины дискреты 12-разрядного АЦП.

Рассмотренные циклические АЦП, по совокупности присущих им параметров /быстродействие, разрешение и динамический диапазон

линейной шкалы, экономичность схемы, помехозащищенность входа/ имеющие определенные преимущества в ряде применений, могут быть конкурентоспособными и по параметру дифференциальной нелинейности. Это достигается при соблюдении следующих условий автокоррекции: измеряемый сигнал E_{Π} и сигналы эталонной меры E_1 и E_2 вводятся в контур одинаковым образом, одинаковы процессы кодирования этих сигналов и действия погрешностей тракта на результат кодирования; сигналы E_1 и E_2 отличаются от эталона E_3 на малые величины, ограниченные величинами единицы дискретности и остаточными ошибками; параметр усиливаемой в контуре и неоднозначной ошибки преобразования подвергается функциональному преобразованию и хранится; коррекция ошибок и дифференциальной нелинейности при подходе к середине шкалы "сверху" и "снизу" осуществляется последовательной компенсацией изменений ΔE_B и ΔK , причем величина E_B поддерживается с погрешностью выполнения источника E_3 . Уменьшение дифференциальной нелинейности АЦП на рис.5 также связано с обеспечением стабильности "0" шкалы. Предварительная автокоррекция смещения "0" и дискрет в начале шкалы АЦП более эффективна при соблюдении аналогичных условий и для схемы на рис.3. Реализация этих условий для прецизионных АЦП с числом разрядов $M \geq 12$ связана с соответствующим технологическим и метрологическим обеспечением.

Примененная ранее в АЦП организация коррекции перед началом измерения /режим ждущего измерения/ приводит к его задержке и необходимости сохранения величины сигнала, а также к уменьшению частоты измерений. Когда частота коррекций много меньше средней частоты измерений, снижается вероятная величина задержки, но возрастают время и погрешность хранения корректирующей величины. Очередной импульс запуска выделяется из двух независимых последовательностей и фиксируется, чтобы после окончания выполняемых M циклов начать новое измерение либо коррекцию^{4/}. При флуктуациях задержек /из-за несинхронности коррекций и измерений/ и измерениях амплитуды импульсных сигналов /характерных для спектрометрии/ не исключена возможность их пропуска, потери данных, если не предусмотрены дополнительные схемы фиксации амплитуды, синхронизации или более гибкой организации коррекции^{11/}. Погрешность временной привязки измерений практически устраняется при ждущем режиме коррекции, когда импульсом запуска останавливается выполнение циклов коррекции и включается режим измерения, а после его окончания снова включаются и повторяются режимы коррекции с запоминанием отслеживаемых ошибок. Частота коррекций выше средней частоты измерений, и не требуется длительное хранение корректирующих величин. Их запоминание возможно при окончании M циклов, и искажений не будет при прерывании циклов коррекций.

Возможны и другие применения рассмотренных свойств циклических структур. Например, в соответствии с их основной формулой обоснованы построение генератора показательной функции [12] и возможности повышения его инструментальной точности и помехоустойчивости.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ОСНОВНАЯ ФОРМУЛА КОДИРУЮЩЕГО ТРАКТА

Цикл работы кодирующего тракта состоит из двух тактов. В течение первого такта схема ВХ1 находится в режиме выборки, а схема ВХ2 - в режиме хранения. В первом цикле схема ВХ1 запоминает величину измеряемого сигнала $E_{И}$, подключаемого коммутатором КК, а во втором и последующих циклах - величину, которая установилась в конце предыдущего цикла и хранится в схеме ВХ2. В течение второго такта схема ВХ1 хранит величину, из которой в схеме СК вычитается сигнал $E_{В}$, а их разность, умноженную /в схеме УС/ в K раз, запоминает схема ВХ2. Схемы ВХ1 и ВХ2 включаются в режим выборки, а коммутатор КК переключается /в первом цикле/ импульсами схемы управления УЦ. Сигнал схемы ВХ1 сравнивается с уровнем эталонного сигнала источника ИЭ, равным $E_{Э} = E_{П}/K$, где $E_{П}$ - предельная величина сигналов $E_{И} \leq E_{П}$. Если сравниваемый сигнал достигает или превышает $E_{Э}$, включается в состояние "1" компаратор КП, и через управляемый им ключ КЭ подается вычитаемый сигнал $E_{В} = E_{Э}$. Если условие не выполняется, этот сигнал не подается / $E_{В} = 0$ /. При включенном компараторе формируется импульс "1" выходного кода. Итак, в конце первого цикла на выходе схемы ВХ2 хранится сигнал $E_{Х} = (E_{И} - E_{В}) \cdot K$, при $E_{И} \geq E_{Э}$ /либо $E_{Х} = E_{И} \cdot K$, при $E_{И} < E_{Э}$ /. В каждом последующем цикле в контур, коэффициент передачи замкнутой цепи которого равен K , вводится результат предыдущего цикла. Например, после второго цикла $E_{Х} = ((E_{И} - E_{В}) \cdot K - E_{В}) \cdot K = E_{И} \cdot K^2 - E_{В} \cdot (K^2 + K)$ и аналогично после любого цикла с номером $m \geq 1$. Для последнего цикла, при $M \geq m$, $E_{Х} = E_{И} \cdot K^M - E_{В} \cdot (K^M + K^{M-1} + \dots + K^{M-m} + K^{M-m+1} + \dots + K^2 + K)$, где слагаемые учитываются, не равны 0, если соответствующие разряды кода имеют значение "1". Преобразуя выражение для суммы, получаем основную формулу:

$$E_{Х} = E_{И} \cdot K^M - E_{В} \cdot \sum_{m=1}^M K^{M-m+1} = E_{И} \cdot 2^M - E_{П} \cdot \sum_{m=1}^M 2^{M-m},$$

где $K = 2$ для тракта, в котором формируются импульсы двоичного кода. Суммирование ведется только для тех циклов $m \geq 1$, для

которых на соответствующих позициях кода получено значение "1". В частности, при малом сигнале $E_{И} < E_{Д} = E_{П}/K^M$, $E_{Д}$ - величина единицы дискретности, получаем код 00...00, и хранимая величина $E_{Х} = E_{И} \cdot K^M$, характеризующая ошибку, является результатом, получаемым после многократной циклической передачи с усилением /удвоением/ сигналов в контуре.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ОШИБКИ КОДИРУЮЩЕГО ТРАКТА

Зависимости ошибок анализируются /после дифференцирования основной формулы кодирующего тракта/ при малых приращениях и погрешностях, не достигающих величины дискреты $E_{Д}$. Ошибка величины выходного сигнала $E_{Х}$, обусловленная изменением действующего в контуре коэффициента передачи $K_{К} = K \pm \Delta K$, при $E_{В} = E_{Э}$, характеризуется выражением

$$\Delta E_{К} = \Delta K \cdot (M \cdot E_{В} \cdot K^{M-1} - E_{Э} \cdot (M \cdot K^{M-1} + (M-1) \cdot K^{M-2} + \dots + 1)),$$

где учитываются только те слагаемые, для которых в коде величины $E_{Х}$ соответствует значение "1". Зависимости ошибки в различных точках шкалы кодирующего тракта:

а/ $E_{И} = 0$, код 00...00 и ошибка $\Delta E_{К} = 0$;

б/ $E_{И} = E_{П} = 2 \cdot E_{Э}$, код 11...11 и для двоичного тракта с $K = 2$

$$\Delta E_{К} = \Delta K \cdot E_{Э} \cdot (M \cdot K^{M-1} - (M-1) \cdot K^{M-2} - (M-2) \cdot K^{M-3} - \dots - 1) = \Delta K \cdot E_{Э} \cdot (2^M - 1),$$

поэтому при $\Delta K \leq E_{П}/E_{П} = 2^{-M}$ относительная ошибка $\Delta E_{К}/E_{П} \leq E_{Э}/E_{П} = 2^{-1} = 50\%$;

в/ $E_{И} = E_{Э} + \Delta E_1 = E_1$, код 10...00 при $\Delta E_1 < E_{Д}$ и ошибка

$$\Delta E_{К} = \Delta K \cdot (M \cdot E_{И} \cdot K^{M-1} - M \cdot E_{Э} \cdot K^{M-1}), = \Delta K \cdot M \cdot K^{M-1} \cdot (E_{И} - E_{Э}) = \Delta K \cdot M \cdot K^{M-1} \cdot \Delta E_1;$$

г/ $E_{И} = E_{Э} - \Delta E_2 = E_2$, код 01...11 при $\Delta E_2 < E_{Д}$ и ошибка

$$\Delta E_{К} = \Delta K \cdot (M \cdot K^{M-1} \cdot (E_{Э} - \Delta E_2) - E_{Э} \cdot ((M-1) \cdot K^{M-2} + (M-2) \cdot K^{M-3} + \dots + 1)) = -\Delta K \cdot M \cdot \Delta E_2 \cdot K^{M-1} + \Delta K \cdot E_{Э} \cdot (M \cdot K^{M-1} - (M-1) \cdot K^{M-2} - (M-2) \cdot K^{M-3} - \dots - 1) = \Delta K \cdot E_{Э} \cdot (2^M - 1) - \Delta K \cdot M \cdot K^{M-1} \cdot \Delta E_2.$$

Ошибка в точке "ниже середины шкалы" /г/ меньше ошибки в конце шкалы /б/ на величину ошибки в точке "выше середины шкалы" /в/,

но при этом мало отличается от максимальной ошибки /б/, так как $\Delta E_2 \cdot M \ll E_3$. Ошибка величины E_x , обусловленная изменением действующего в контуре вычитаемого сигнала $E_B = E_3 \pm \Delta E_B$, при $\Delta E_B < E_{д}$, определяется аналогично:

$$\Delta E_e = -\Delta E_B \cdot \sum_{m=1}^M K^{M-m+1};$$

а/ $E_{и} = 0$, код 00...00 и ошибка $\Delta E_e = 0$;
 б/ $E_{и} = E_{п}$, код 11...11 и $\Delta E_e = -\Delta E_B \cdot (K^M + K^{M-1} + \dots + K) = -\Delta E_B \cdot (K^{M+1} - 1)$;

в/ $E_{и} = E_1$, код 10...00 и ошибка $\Delta E_e = -\Delta E_B \cdot K^M$;
 г/ $E_{и} = E_2$, код 01...11 и $\Delta E_e = -\Delta E_B \cdot (K^{M-1} + K^{M-2} + \dots + K) = -\Delta E_B \cdot (K^M - 1)$.

Ошибки /в/ и /г/ вблизи середины шкалы $E_{п}/2$ практически одинаковы и меньше в 2 раза максимальной ошибки /б/ в конце шкалы.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ОШИБКАМИ

Вблизи середины шкалы имеют место следующие отношения:

в/ при $E_{и} = E_1$
 $\Delta E_K : \Delta E_e = -(\Delta K \cdot M \cdot K^{M-1} \cdot \Delta E_1) : (\Delta E_B \cdot K^M) = -(\Delta K \cdot M \cdot \Delta E_1) : (K \cdot \Delta E_B)$
 и $\Delta E_K \ll \Delta E_e$, так как $\Delta K \cdot M \ll K$, а ΔE_1 и ΔE_B одного порядка величины;
 г/ при $E_{и} = E_2$, $\Delta E_K = \Delta K \cdot (E_3 \cdot (2^M - 1) - M \cdot 2^{M-1} \cdot \Delta E_2) \cong \Delta K \cdot E_3 \cdot (2^M - 1)$, так как $\Delta E_2 \cdot M \ll E_3$, и отношение ошибок
 $\Delta E_K : \Delta E_e = (\Delta K \cdot E_3 \cdot (2^M - 1)) : (\Delta E_B \cdot 2^M) \cong \Delta K \cdot E_3 : \Delta E_B$
 и $\Delta E_K \gg \Delta E_e$, так как $E_3 \gg \Delta E_B$, а ΔK и ΔE_B одного порядка величины. Следовательно, в режиме /в/ выявляется в основном ошибка, обусловленная изменением ΔE_B , а в режиме /г/ - изменением ΔK .

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ЭТАПОВ КОМПЕНСАЦИИ И ОСТАТОЧНЫЕ ОШИБКИ

Первая последовательность этапов компенсации:

1/ $E_{и} = E_1$, суммарная ошибка в режиме /в/
 $\Delta E_{с1} = \Delta E_K + \Delta E_e = \Delta K \cdot M \cdot K^{M-1} \cdot \Delta E_1 - \Delta E_B \cdot K^M$, где $\Delta E_e \gg \Delta E_K$, компен-

сируется изменением ΔE_B так, что $\Delta E_{с1} = 0$. Отсюда остаточная ошибка, обусловленная нескомпенсированным отклонением ΔK , $\Delta E_{во} = \Delta K \cdot M \cdot \Delta E_1 \cdot K^{-1} \ll \Delta E_B$, так как ΔE_B и ΔE_1 одного порядка величины, а $\Delta K \cdot M \ll K$.

2/ $E_{и} = E_2$, суммарная ошибка в режиме /г/ после выполнения первой компенсации $\Delta E_{с2} = \Delta E_K + \Delta E_{е0} \cong \Delta K \cdot E_3 \cdot (K^M - 1) - \Delta E_{во} \cdot K^M$, где $\Delta E_K \gg \Delta E_{е0}$, так как $\Delta K \cdot E_3 \gg \Delta E_{во}$, компенсируется изменением ΔK так, что $\Delta E_{с2} = 0$. Отсюда остаточная ошибка, обусловленная неполной компенсацией изменений ΔK и ΔE_B , $\Delta K_0 = (\Delta E_{во} \cdot K^M) : (E_3 \cdot (K^M - 1)) \cong \Delta E_{во} : E_3 = (\Delta K \cdot M \cdot \Delta E_1) : (K \cdot E_3)$. Величина $\Delta K_0 \ll \Delta K$, так как $\Delta K \ll K$ и $\Delta E_1 \cdot M \ll E_3$, одновременно.

Вторая последовательность этапов компенсации:

1/ $E_{и} = E_2$, суммарная ошибка в режиме /г/ $\Delta E_{с2} = \Delta K \cdot E_3 \cdot (K^M - 1) - \Delta E_B \cdot K^M$ компенсируется изменением ΔK так, что $\Delta E_{с2} = 0$. Остаточная ошибка, обусловленная нескомпенсированным изменением ΔE_B , определяется аналогично $\Delta K_0' = (\Delta E_B \cdot K^M) : (E_3 \cdot (K^M - 1)) \cong \Delta E_B : E_3$.
 2/ $E_{и} = E_1$, суммарная ошибка в режиме /в/ после выполнения первой компенсации $\Delta E_{с1}' = \Delta K_0' \cdot M \cdot K^{M-1} \cdot \Delta E_1 - \Delta E_B \cdot K^M$ компенсируется изменением ΔE_B так, что $\Delta E_{с1}' = 0$. Остаточная ошибка, обусловленная неполной компенсацией, $\Delta E_{во}' = \Delta K_0' \cdot M \cdot \Delta E_1 / K$. В этом случае остаточная ошибка $\Delta K_0'$ оказывается значительно больше, чем в первом случае величина ΔK_0 , так как ΔE_B и ΔE_1 одного порядка величины, а $\Delta K \cdot M \ll K$. Для величин $\Delta E_{во}$ и $\Delta E_{во}'$ менее важна последовательность выполнения этапов компенсации. Следовательно, необходима последовательная компенсация сначала ошибок, обусловленных изменением вычитаемого сигнала E_B , а затем ошибок, обусловленных изменением коэффициента умножения K_K , действующих в кодирующем тракте циклического АЦП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Смоллов В.Б. и др. - В кн.: Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжений. Л.: Энергия, 1967, с.140.
2. Kandiah K. et al. - IEEE Transactions on Nuclear Science, NS-16, No.5 (October 1969), p.3.
3. Гуляев В.А. и др. Сообщение ОИЯИ 10-11926, Дубна, 1978.
4. Гуляев В.А. и др. Сообщение ОИЯИ 10-11940, Дубна, 1978.
5. Денисов В.Д. и др. Сообщение ОИЯИ 13-86-140, Дубна, 1986.
6. Елизаров О.И. и др. Сообщение ОИЯИ P13-85-752, Дубна, 1985.
7. Журавлев В.В. и др. - В сб.: Труды VIII Всесоюзного совещания по ускорителям заряженных частиц. ОИЯИ: Дубна, 1983, т.2, с.312.
8. Гельман М.М. и др. Автоматическая коррекция систематических погрешностей в преобразователях "напряжение - код". М.: Энергия, 1974.

9. Махов В.Н. А.с.801242 /СССР/. - Опубликовано в ОИПОТЗ, 1981, № 4, с.245.
10. Глушковский М.Е. - ПТЭ, 1975, № 3, с.142.
11. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации. /Под ред. В.Б.Смолова/. Л.: Энергия, 1976, с.277.
12. Алексеев В.В. и др. А.с. 1223257 /СССР/. - Опубликовано в ОИ, 1986, № 13, с.226.

НЕТ ЛИ ПРОБЕЛОВ В ВАШЕЙ БИБЛИОТЕКЕ?

Вы можете получить по почте перечисленные ниже книги, если они не были заказаны ранее.

| | | |
|----------------|---|------------|
| Д7-83-644 | Труды Международной школы-семинара по физике тяжелых ионов. Алушта, 1983. | 6 р.55 к. |
| Д2,13-83-689 | Труды рабочего совещания по проблемам излучения и детектирования гравитационных волн. Дубна, 1983. | 2 р.00 к. |
| Д13-84-63 | Труды XI Международного симпозиума по ядерной электронике. Братислава, Чехословакия, 1983. | 4 р.50 к. |
| Д2-84-366 | Труды 7 Международного совещания по проблемам квантовой теории поля. Алушта, 1984. | 4 р.30 к. |
| Д1,2-84-599 | Труды VII Международного семинара по проблемам физики высоких энергий. Дубна, 1984. | 5 р.50 к. |
| Д10,11-84-818 | Труды V Международного совещания по проблемам математического моделирования, программирования и математическим методам решения физических задач. Дубна, 1983. | 3 р.50 к. |
| Д17-84-850 | Труды III Международного симпозиума по избранным проблемам статистической механики. Дубна, 1984. /2 тома/ | 7 р.75 к. |
| Д11-85-791 | Труды Международного совещания по аналитическим вычислениям на ЭВМ и их применению в теоретической физике. Дубна, 1985. | 4 р.00 к. |
| Д13-85-793 | Труды XII Международного симпозиума по ядерной электронике. Дубна, 1985. | 4 р.80 к. |
| Д4-85-851 | Труды Международной школы по структуре ядра. Алушта, 1985. | 3 р.75 к. |
| Д3,4,17-86-747 | Труды V Международной школы по нейтронной физике. Алушта, 1986. | 4 р.50 к. |
| | Труды IX Всесоюзного совещания по ускорителям заряженных частиц. Дубна, 1984. /2 тома/ | 13 р.50 к. |
| Д1,2-86-668 | Труды VIII Международного семинара по проблемам физики высоких энергий. Дубна, 1986. /2 тома/ | 7 р.35 к. |
| Д9-87-105 | Труды X Всесоюзного совещания по ускорителям заряженных частиц. Дубна, 1986. /2 тома/ | 13 р.45 к. |
| Д7-87-68 | Труды Международной школы-семинара по физике тяжелых ионов. Дубна, 1986 | 7 р.10 к. |
| Д2-87-123 | Труды Совещания "Ренормгруппа-86". Дубна, 1986 | 4 р.45 к. |

Рукопись поступила в издательский отдел
8 октября 1987 года.

Заказы на упомянутые книги могут быть направлены по адресу:
101000 Москва, Главпочтамт, п/я 79. Издательский отдел Объединенного
института ядерных исследований.

**ТЕМАТИЧЕСКИЕ КАТЕГОРИИ ПУБЛИКАЦИЙ
ОБЪЕДИНЕННОГО ИНСТИТУТА ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ**

| Индекс | Тематика |
|--------|--|
| 1. | Экспериментальная физика высоких энергий |
| 2. | Теоретическая физика высоких энергий |
| 3. | Экспериментальная нейтронная физика |
| 4. | Теоретическая физика низких энергий |
| 5. | Математика |
| 6. | Ядерная спектроскопия и радиохимия |
| 7. | Физика тяжелых ионов |
| 8. | Криогеника |
| 9. | Ускорители |
| iū. | Автоматизация обработки экспериментальных данных |
| 11. | Вычислительная математика и техника |
| 12. | Химия |
| 13. | Техника физического эксперимента |
| 14. | Исследования твердых тел и жидкостей ядерными методами |
| 15. | Экспериментальная физика ядерных реакций при низких энергиях |
| 16. | Дозиметрия и физика защиты |
| 17. | Теория конденсированного состояния |
| 18. | Использование результатов и методов фундаментальных физических исследований в смежных областях науки и техники |
| 19. | Биофизика |

Гуляев В.А., Замрий В.Н.
Циклические аналого-цифровые преобразователи
с аналоговой коррекцией погрешностей

13-87-734

Циклические аналого-цифровые преобразователи /АЦП/ с аналоговой коррекцией погрешностей разработаны с учетом полученных результатов анализа их свойств. Рассматриваются ошибки преобразования при изменениях вычитаемой величины E_B и коэффициента умножения K , возможные последовательности компенсации их малых изменений и остаточные ошибки. Обсуждаются режимы преобразования и диаграммы формирования корректирующих сигналов в начале и вблизи середины шкалы АЦП. Приведены схемы, предназначенные для линеаризации характеристики преобразования и уменьшения изменений величины дискреты E_d , дифференциальной нелинейности. Смещения "0" и изменения E_d в начале шкалы АЦП уменьшены до 10 мкВ при $E_d = 0,5 \div 1,0$ мВ и числе разрядов 12-13. Так же уменьшаются на 1-2 порядка величины смещения и изменения E_d в середине шкалы АЦП последовательной коррекцией величин E_B и K . Показаны особенности и примеры использования таких АЦП, а также организации режимов коррекции и измерений.

Работа выполнена в Лаборатории нейтронной физики ОИЯИ и Институте атомной энергии им.И.В.Курчатова, Москва.

Сообщение Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1987

Перевод О.С.Виноградовой

Gulyaev V.A., Zamrij V.N.
Recycled Analog-to-Digital Converters with an Analog
Correction of Errors

13-87-734

Recycled analog-to-digital converters (ADC) with an analog correction of errors have been elaborated taking into account the obtained results on analysis of their properties. The conversion errors at variations of both the subtracted quantity E_B and the multiplicity coefficient K , the possible orders of compensating their small variations and the rest errors are considered. The conversion modes and timing circuits of correction signals forming at the beginning and near the middle of the ADC scale are discussed. The circuits are presented intended for the linearization of the conversion characteristic and for decrease of discrete value E_d variations, differential nonlinearity. The offset of "0" and E_d variations at the ADC scale beginning decrease to 10 μ V at $E_d = 0,5 \div 1,0$ mV and the number of bits is 12-13. The offset and E_d variations at the scale middle decrease also by 1-2 orders of magnitude by the sequence correction of E_B and K quantities. The peculiarities and examples of such ADC application as well as the organization of the correction and measuring modes are demonstrated.

The investigation has been performed at the Laboratory of Neutron Physics, JINR and at the Institute of Atomic Energy, Moscow.

Communication of the Joint Institute for Nuclear Research. Dubna 1987