

Н. А. ЛУКИН, Л. С. РУБИН

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ФУНКЦИОНАЛЬНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ МАЛЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

В настоящее время актуальны прецизионные измерения малых электрических параметров в реальном времени в динамическом диапазоне порядка 100 дБ. Для обеспечения минимальной погрешности измерения и устойчивого функционирования в широком диапазоне предлагается использовать нелинейное аналого-цифровое преобразование специального вида. Описан лабораторный комплекс с макетом нелинейного аналого-цифрового преобразователя, который позволяет измерять постоянный входной ток, значения которого лежат в диапазоне 1 нА – 1 мкА с относительным значением СКО, не превышающим 1 – 0,03% соответственно.

Ключевые слова: система реального времени, прецизионные измерения тока, аналого-цифровое преобразование, сверхбольшие интегральные схемы

Введение

В настоящее время все большую актуальность приобретают встроенные системы прецизионного измерения малых электрических параметров в реальном времени. Можно выделить следующие основные области применения встроенных систем прецизионного измерения малых электрических параметров в реальном времени.

Встроенная электроника MEMS. Электроника выходного аналоговых интерфейсов микромеханических акселерометров включает в себя схемы преобразования заряда, накопленного измерительной емкостью, в напряжение. На рис. 1 изображен фрагмент одной из таких схем.

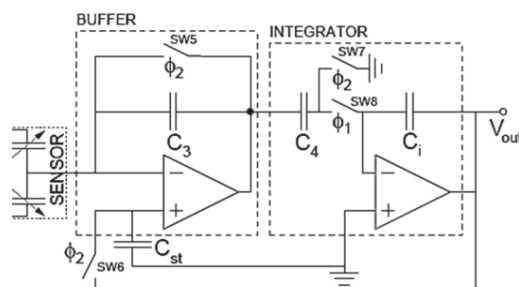


Рис. 1. Схема выходного каскада интерфейса микромеханического акселерометра [1]

Лукин Николай Алексеевич, Кандидат технических наук, научный руководитель группы Института машиноведения Уральского отделения Российской академии наук (Екатеринбург). Действительный член международной общественной организации «Академия навигации и управления движением».

Рубин Лев Самуилович, Кандидат технических наук, инженер Института машиноведения Уральского отделения Российской академии наук.

Величина тока разряда первичных измерительных емкостей акселерометра при допустимой механической нагрузке имеет порядок единиц наноампер, что требует применения усилителей и интеграторов. В литературе отмечается, что такие схемы увеличивают относительные погрешности формирования выходного сигнала относительно SPICE-моделей не менее чем на 5-10%. Кроме того, для перспективных микромеханических акселерометров требуется увеличение диапазона измеряемых ускорений. Наконец, применяемые решения могут содержать значительное число электронных компонентов (до 1000), что может влиять как на надежность, так и на помехоустойчивость электроники акселерометров. В связи с этим ведущие фирмы, занимающиеся разработкой микромеханических акселерометров, проводят интенсивные исследования в области повышения эффективности измерения наноамперных токов с помощью внутренних схем сверхбольших интегральных схем (СБИС).

Совместное решение проблем повышения точности измерения малых значений электрических параметров, расширения диапазона измерения, а также поиск возможно простых схемотехнических решений особенно актуальны для высокопроизводительных микроакселерометров, измеряющих линейные ускорения порядка долей g . В качестве примера могут служить туннельно-эмиссионные акселерометры (high-performance tunneling accelerometers). Они предназначены для высокоточных измерений очень малых ускорений (порядка 0,1 g). Один из современных туннельных микромеханических акселерометров обеспечивает величину входного шума не более $30,5 \text{ нВ}/(\text{Гц})^{1/2}$ при амплитуде сигнала 2 В [2]. Это потребовало от разработчиков введения в состав электроники обратной связи акселерометра системы цифровой стабилизации на основе АЦП, PID-регулятора и ЦАП.

Для обеспечения требуемой точности измерений в реальном времени разработчики использовали 16-разрядный АЦП, работающий на частоте 1 МГц, ЦАП на выходе PID-регулятора имеет 14 разрядов. В [2] отмечается, что электронная схема этого акселерометра весьма сложна, и это сказывается на устойчивости и качестве работы всего акселерометра. В то же время отмечается, что в данной разработке не достигнут требуемый уровень точности измерения нано- и пикоамперных токов и требуются новые решения.

Системы контроля параметров СБИС в процессе их изготовления и эксплуатации

Высокое качество микроэлектронных схем в настоящее время обеспечивается за счет не только измерений электрических параметров на стадии производства, но и контроля изменения ключевых электрических параметров внутрисхемными решениями. Как отмечается в научной и технической литературе, реализация встроенного внутрисхемного контроля на уровне СБИС (built-in on ASIC VLSI level) требует прецизионного измерения токов порядка нано- и пикоампер в реальном времени [3]. При этом значительную трудность представляет сильная зависимость параметров аналоговых схем от температуры. Например, ток потребления в КМОП-структурах нелинейно зависит от температуры, изменяясь от 116 нА при -20°C до 100 нА при $+100^\circ\text{C}$ [3]. Поэтому прецизионные внутрисхемные измерения нано-токов необходимо проводить в реальном времени с суммарной относительной погрешностью не более 1%. В настоящее время решение такой проблемы требует применения новых подходов к аналого-

цифровому преобразованию «ток-код», которое является существенной частью процесса измерения.

Прецизионные сенсоры для регистрации физических и химических процессов с очень малыми значениями энергии

Такие датчики необходимы в системах точного контроля и измерения параметров медленно меняющихся процессов, например, в метрологических комплексах, предназначенных для аттестации и калибровки прецизионных навигационных систем. Перспектива их развития состоит в том, что они будут являться основой прецизионных измерителей токов пико- и фемтоамперного диапазонов [4]. Отмечается, что использование каскадного включения полевых транзисторов в схемах токовых зеркал позволяет добиться приемлемого качества усиления исчезающе малых входных токов. Но одновременно утверждается, что погрешность измерения столь малых токов увеличивается пропорционально числу каскадов. Поэтому для этих измерителей весьма актуальной проблемой является достижение высокой точности измерений при наличии каскадно включенных усилителей тока.

Краткий анализ состояния разработок систем измерения малых параметров выявляет необходимость в одновременном разрешении ряда взаимно противоречивых проблем:

- необходимо добиваться измерения малых и сверхмалых токов (порядка нано- и пикоампер) с относительной суммарной погрешностью порядка долей процента;
- требуется обеспечивать измерения в диапазоне до 100 дБ;
- процесс измерения должен производиться в режиме реального времени.

Одновременное удовлетворение всем перечисленным требованиям с использованием существующих подходов, основанных на усилении входного сигнала и последующем АЦ-преобразовании, практически невозможно. Поэтому представляется целесообразным использование *функциональных* возможностей микроэлектроники, которые могут реализовать на аналоговом уровне первичную обработку входного сигнала, чтобы существенно упростить АЦ-преобразование. Это направление на современном и будущем этапах развития микроэлектроники возвращает достаточно старые концепции аналоговых или аналого-цифровых функциональных преобразователей, которые успешно развивались еще в 50-60-х годах XX века во многих научных школах и коллективах разработчиков нашей страны. К таким идеям все чаще приходят исследователи и разработчики современных систем реального времени в том случае, когда с помощью чисто цифровых подходов уже не удастся добиться либо высокой точности, либо широкого диапазона изменения измеряемых параметров. В настоящее время в ряде случаев предпринимаются попытки реализовать задачи с помощью аналоговых процессоров. В частности, агентство DARPA начало финансирование разработки экспериментального образца системы наблюдения и разведки на основе оптических сенсоров [5]. В этом проекте прорабатывается вариант использования аналоговых решающих модулей для реализации алгоритмов, которые еще недавно считались чисто цифровыми в плане применения элементной базы.

В настоящей статье описаны результаты исследований и разработок в области построения прецизионных измерительных систем токов малой величины для систем реального времени. При этом основное внимание уделяется реали-

зации функциональных возможностей аналоговой электроники в целях уменьшения погрешности измерения и увеличения диапазона измеряемых величин.

Принцип нелинейного измерения токов

В Группе микропроцессорных архитектур ИМаш УрО РАН проведен этап исследований принципов реализации и функционирования ряда схемотехнических решений, реализующих прецизионные помехоустойчивые измерения малых токов. К настоящему времени завершен цикл теоретических и экспериментальных исследований, в результате которых были разработаны и отработаны принципиальные технические решения функциональных узлов измерителя токов (входные цепи, измерительный каскад, компаратор и т.п.). Кроме того, создан лабораторный макет измерительного канала, предназначенного для проведения экспериментов по измерению токов в реальном времени.

Измерение малых токов в ответственных применениях, например в сервисной электронике гироскопов и акселерометров, всегда связано с необходимостью уменьшить влияние неизбежно присутствующих помех аддитивного характера. В целях снижения влияния этих помех нами выбран один из наиболее точных методов – метод аналого-цифрового преобразования с двухтактным интегрированием [6]. Суть его состоит в том, что в течение заранее выбранного интервала времени измеряемый входной ток заряжает конденсатор в обратной связи операционного усилителя, при этом величина напряжения на обкладках конденсатора при постоянном входном токе прямо пропорциональна величине времени заряда и обратно пропорциональна его емкости. Далее производится разряд этой емкости до некоторой заранее заданной величины напряжения на обкладках. При этом зависимость вида $U(t)$ на данном этапе преобразования определяется выбором способа разряда интегрирующей емкости. Высокая точность метода определяется тем, что одна и та же емкость участвует в процессах заряда-разряда, при этом одновременно производится усреднение аддитивной смеси входного тока и помех.

В измерителях с двухтактным интегрированием чаще всего применяются линейные измерительные шкалы. В этом случае для обеспечения большого динамического диапазона измерения (100 дБ) необходимо существенно увеличивать напряжение источников питания, что для бортовой аппаратуры, например, нежелательно. Увеличения динамического диапазона измеряемой величины добиваются путем применения нелинейной шкалы, когда используется кусочно-линейная аппроксимация, при которой крутизна линейной шкалы сохраняется в границах некоторого заранее выбранного интервала измеряемых величин. При выходе за этот интервал измерение тока производят с помощью линейной шкалы с другим коэффициентом пропорциональности, который сохраняется до следующего интервала.

Известным недостатком кусочно-линейной аппроксимации является значительная погрешность измерений в местах переключения интервальных шкал. Это обусловлено наличием так называемой «мертвой» зоны в компараторах, которая увеличивает суммарную погрешность измерений и в большей степени зависит от величины внешнего шума, чем погрешность для любой другой точки внутри линейных сегментов приближения нелинейной шкалы. Этого недостатка принципиально лишены гладкие нелинейные шкалы, являющиеся одним из предметов рассмотрения в настоящей статье.

Для формирования измерительной шкалы используется источник тока ряда емкости интегратора, в котором ток изменяется во времени с помощью специальных схемотехнических решений. Вид нелинейности шкалы определяется заранее.

Электромагнитный фон в основном влияет на входные цепи измерителей малых электрических сигналов, действуя, как аддитивная помеха. Для снижения влияния электромагнитного фона на погрешность измерений дополнительно к двухтактному интегрированию применен компенсационный метод. Суть этого метода состоит в том, что создается электрическая цепь, симметричная входной цепи измерительного устройства, а на ее выходе формируется электрический сигнал, вызванный только действием электромагнитного фона, и этот сигнал затем вычитается из измеряемого сигнала, представляющего собой смесь сигнала и помехи на входе измерительных цепей преобразователя «ток-код». Эффективность компенсационного метода целиком определяется примененной электрической схемой входных цепей измерителя.

Анализ погрешностей измерения входных токов

Как было отмечено, главной целью исследования являлась минимизация суммарной относительной погрешности измерения входных токов. Для оценки возможностей метода произведем анализ погрешностей для наихудшего случая, т.е. будем предполагать наличие максимальных значений абсолютных погрешностей, обусловленных шумами входных сигналов, разбросами технологических параметров физических элементов и влиянием внешних факторов.

Пусть измерительная шкала описывается степенной функцией следующего вида:

$$N = kX^n, \quad (1)$$

где X – измеряемая величина, n – показатель степени, k – коэффициент преобразования, N – параметр на выходе измерителя.

Если $n = 1$, то выражение (1) описывает линейную измерительную шкалу, $n \neq 1$ соответствует нелинейной шкале.

Совокупность внешних и внутренних воздействующих факторов, а также технологический разброс параметров измерителя приводят к искажению его выходных параметров. Уравнение, описывающее измерение входных параметров при наличии искажений, имеет вид

$$N + \Delta N = (k + \Delta k)(X + \Delta X)^{(n + \Delta n)}, \quad (2)$$

где ΔN , Δk , ΔX , Δn – абсолютные погрешности измерения, входной величины, масштабного коэффициента и показателя степени соответственно. Уравнение суммарной абсолютной погрешности измерения для варианта шкалы в виде (1) выглядит следующим образом:

$$\Delta N \cong \Delta k \frac{\partial N}{\partial k} + \Delta X \frac{\partial N}{\partial X} + \Delta n \frac{\partial N}{\partial n} = X^n \cdot \Delta k + knX^{n-1} \cdot \Delta X + kX^n \ln X \cdot \Delta n, \quad (3)$$

Отсюда следует уравнение для суммарной относительной погрешности измерения:

$$\delta N \cong \delta k + n \cdot \delta X + n \ln X \cdot \delta n, \quad (4)$$

где δN , δX , δk , δn – относительные значения суммарной погрешности измерения, погрешности входной величины, масштабного коэффициента и показателя степени соответственно. Уравнение (4) получено при условии, что $\Delta k \ll k$, $\Delta n \ll n$, $\Delta X \ll X$. Кроме того, это уравнение имеет смысл только для случая, когда $N_{\max} < N_{\text{доп}}$, где $N_{\text{доп}}$ – предельно допустимое по условиям измерения значение диапазона изменения выходных кодов АЦП.

Анализ (4) показывает существенную зависимость суммарной относительной погрешности δN от показателя степени n . Для интервала $(0,1]$ наибольшее значение данной погрешности будет при значении $n = 1$, т.е. для линейной шкалы. Поэтому использование в качестве шкалы измерения нелинейной функции при любом $n < 1$ будет обеспечивать меньшее значение относительной суммарной погрешности, чем для линейной шкалы измерения.

Запишем базовое уравнение измерения входных параметров в виде

$$N = k_N m_1 X^{m_2}, \quad (5)$$

где k_N – масштабный коэффициент (или коэффициент преобразования), связывающий размерности входной величины и выходного цифрового кода, m_1 – коэффициент искажения, связанный с влиянием на измеритель внешних шумов, приведенных ко входу интегратора, m_2 – коэффициент искажения показателя степени, отражающий влияние внутренних возмущений, к которым относятся внутрисхемные помехи и технологические разбросы значений параметров элементов.

Анализ относительной погрешности измерения показывает, что наибольшее влияние на поведение и величину δN оказывает коэффициент m_2 , характеризующий погрешность показателя степени, при этом это влияние возрастает с увеличением показателя степени n . В любой точке интервала измерения при отсутствии и наличии искажений (или шума) в показателе степени для одной и той же величины входного сигнала относительная погрешность измерения входных параметров всегда возрастает с увеличением показателя степени функции шкалы. Кроме того, влияние искажения в показателе степени усиливается с увеличением самого показателя. Так, для $n = 0,5$ искажение в показателе степени на 20% при $x = 0,6$ приводит к увеличению δN на 3,2%, в то время как для $n = 1$ такое же искажение входного сигнала увеличивает δN на 6,3%, а для $n = 2$ – на 11%.

Применение нелинейной шкалы измерения, моделируемой степенной функцией с показателем степени $n < 1$, всегда дает меньшую суммарную относительную погрешность измерения входных сигналов, чем в случае линейной шкалы. Поэтому реализация и использование нелинейной шкалы данного класса при преобразовании входной электрической величины вместе с компенсационным методом создают предпосылки для построения преобразователя, имеющего меньшую погрешность, чем для линейного измерения.

Реализация нелинейного измерителя малых токов

Созданный в ходе исследований лабораторный макет реализует описанные выше принципы. Процесс измерения содержит два этапа – преобразование входного тока в накопленный на конденсаторе заряд и нелинейное преобразование накопленного заряда в цифровой код. Соответственно, структурная схема измерителя содержит две основные части – аналоговую и цифровую (рис. 2).

Цифровая часть гальванически развязана с аналоговой частью, что позволяет повысить помехоустойчивость измерений малых электрических величин.

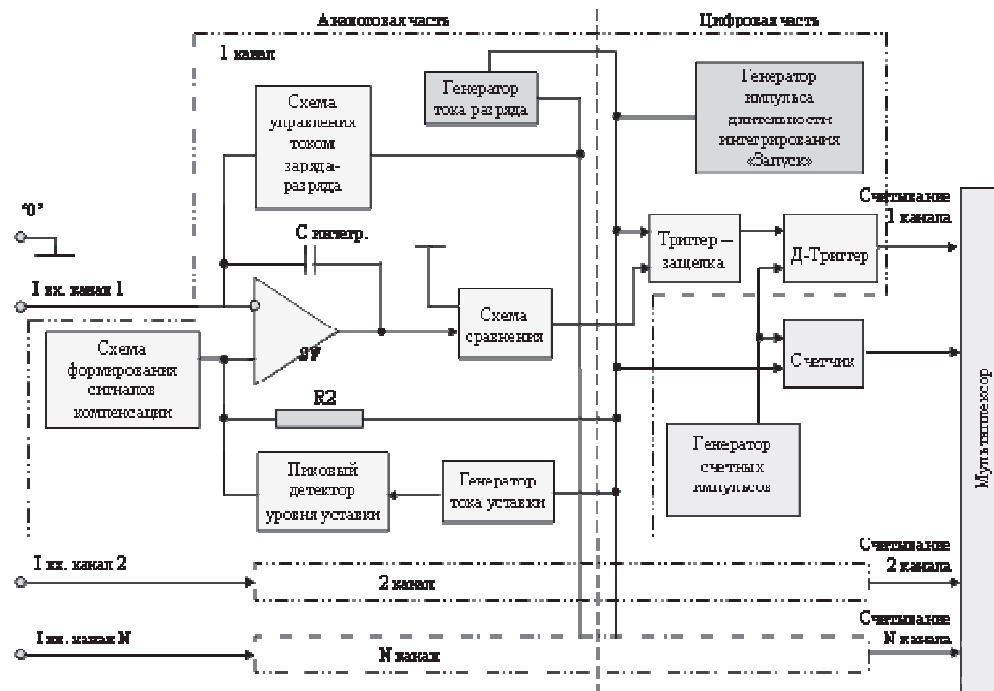


Рис. 2. Структурная схема нелинейного измерителя малых токов

Временные диаграммы, поясняющие взаимное положение управляющих и измерительных сигналов в структурной схеме, приведены на рис. 3.

Функционирование схемы макета происходит следующим образом.

Входной ток интегрируется операционным усилителем – интегратором, заряд и разряд емкости которого управляются по специальной схеме. Время заряда постоянно и определяется длительностью управляющего импульса «Запуск», что и обеспечивает линейную зависимость накопленного на конденсаторе заряда от величины входного тока. По окончании управляющего импульса «Запуск» начинается формирование тока разряда.

Результат разряда емкости интегратора сравнивается с нулевым потенциалом входного сигнала по схеме сравнения. Момент сравнения зависит от уровня напряжения, до которого зарядилась емкость интегратора, и от величины тока разряда.

Триггер-защелка устанавливается в рабочее положение задним фронтом импульса «Запуск». В этот момент запускается счетчик, который считает импульсы генератора счетных импульсов. Первый же выходной импульс схемы сравнения переводит триггер-защелку в исходное состояние. Момент возврата триггера-защелки в исходное состояние выделяется дифференцирующим звеном и через гальваническую развязку в виде короткого импульса поступает на D-триггер, приводя его в состояние готовности. Считывание состояния счетчика в регистр канального модуля происходит при первом положительном фронте генератора счетных импульсов, а последующий за ним отрицательный фронт

входного сигнала счетчика меняет состояние D-триггера, тем самым запрещая изменение состояния регистра канального модуля в текущем цикле измерения.

За время между моментом сравнения и началом следующего цикла измерения потенциал на емкости интегратора восстанавливается до первоначального уровня, существовавшего на момент начала предыдущего цикла измерения.

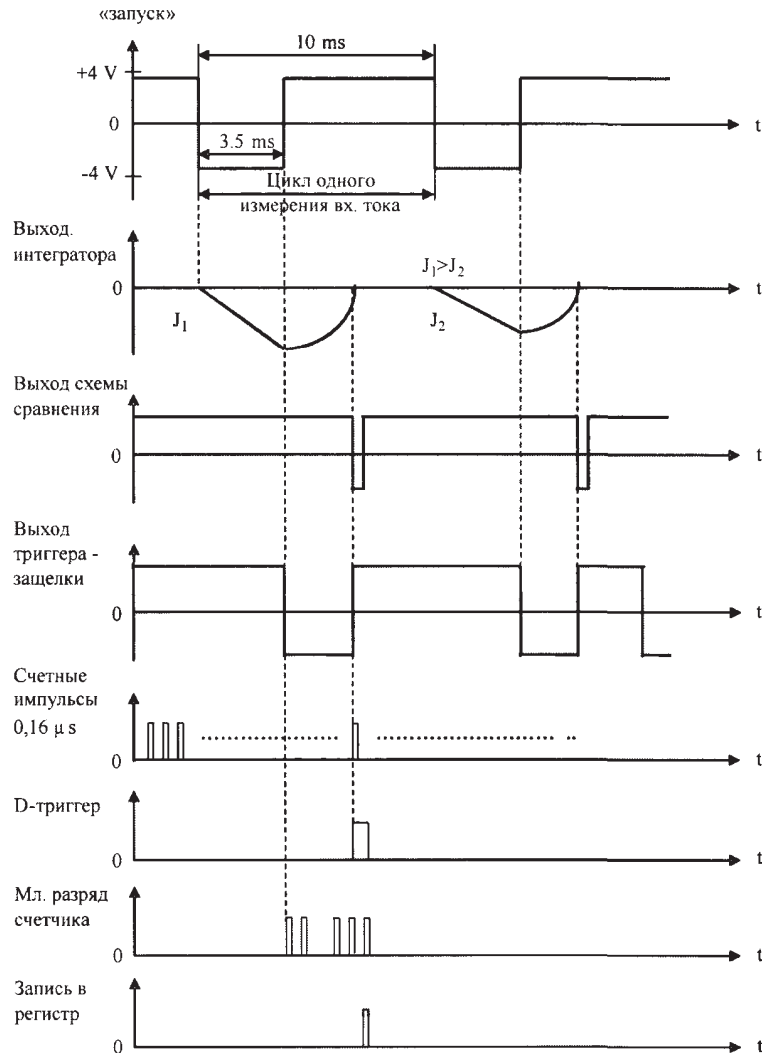


Рис. 3. Временные диаграммы работы блоков измерителя токов

Управление током заряда-разряда емкости интегратора осуществляется специальной схемой, переключаемой модулем управления. В конце цикла измерения емкость интегратора разряжается принудительно. Это обеспечивает готовность операционного усилителя-интегратора к следующему циклу измерения входного тока независимо от результатов измерения в текущем цикле.

При нелинейной шкале измерения в условиях действия аддитивных помех от выбора нижней границы цифровой шкалы зависит как величина динамического диапазона измерения, так и относительная погрешность измерения наи-

меньших значений измеряемой величины. Для регулирования нижней границы цифровой шкалы в схему введены элементы формирования тока уставки, который обеспечивает получение начального кода, если входной ток равен нулю.

Для увеличения подавления аддитивных помех в состав модуля управления включена схема формирования сигналов компенсации, которая реагирует на помехи, имеющие электромагнитную природу. В четырехканальной схеме генератор импульса «Запуск», генератор счетных импульсов, счетчик и мультиплексор являются общими для всех каналов. При этом в состав мультиплексора входит один общий регистр на четыре канала измерителя.

Макет преобразователя выполнен на отечественной элементной базе, включая операционные усилители 544УД1А, диодные и транзисторные сборки 523 и 198 серий, цифроаналоговые ключевые и логические элементы 561 серии, цифровые микросхемы серии 1533.

Построение схемы позволяет в одном цикле проводить измерения любого числа независимых каналов, поскольку счетчик считает импульсы генератора независимо от состояния триггера-защелки, а состояние счетчика в момент сравнения считывается в регистр канального модуля и не зависит от считывания в других каналах.

На рис. 4 приведен пример измерения входного тока 1 и 1000 нА в течение 1 с, количество циклов измерения равно 100.

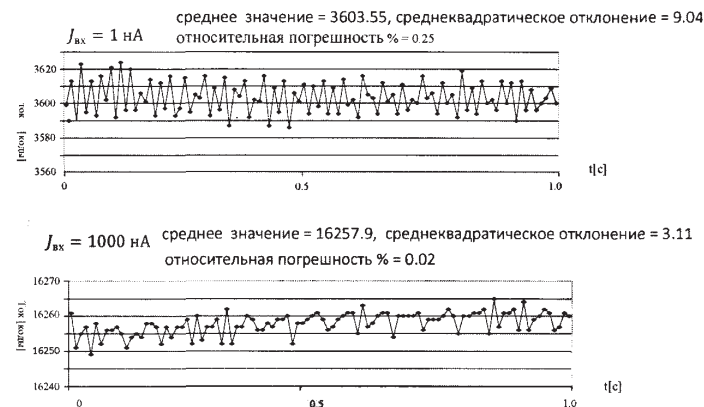


Рис. 4. Временные диаграммы измерения токов $I = 1$ и 1000 нА

После статистической обработки результатов измерений было получено, что среднему значению для входного тока 1 нА соответствует код 3603.55, среднеквадратическому отклонению – код 9.04, относительное значение СКО составляет 0.25%. Для входного тока 1000 нА среднему значению соответствует код 16257.9, среднеквадратическое отклонение 3.11, относительное значение СКО – 0.02%.

С помощью разработанной установки для лабораторных исследований были проведены серии экспериментов с преобразователем «ток-код» интегрирующего типа с компенсацией помех в нормальных условиях. Эти исследования показали, что данная разработка позволяет проводить прецизионные измерения токов наноамперного диапазона.

В экспериментах были получены следующие результаты:

- динамический диапазон измерения составляет 60 дБ,

- относительное СКО не превышает 1 % для значений токов порядка единиц нА и 0,03% для значений токов порядка единиц микроампер,
- интервал однократного измерения при любом количестве каналов измерения составлял 10 мс.

При исследованиях было выявлено, что в нижней части наноамперного диапазона на погрешность преобразования начинают оказывать значительное влияние электрофизические параметры входных цепей, что требует соответствующего конструктивного исполнения преобразователя в виде микросхемы или микросборки.

Специфика предложенного в статье вида нелинейности дает возможность на этапе цифровой обработки сигналов учесть в математических соотношениях алгоритмов цифровой обработки сигналов эту нелинейность, что позволяет не увеличивать суммарную погрешность измерения.

Выводы

В настоящее время весьма актуальна реализация прецизионных измерений малосигнальных параметров в составе различных блоков и модулей систем реального времени. Теоретически и экспериментально доказано, что применение нелинейной функциональной шкалы позволяет одновременно добиться целого ряда возможностей по сравнению с линейной шкалой. В первую очередь, это уменьшение суммарной относительной погрешности измерений.

В статье на уровне аналитических преобразований показано, что в случае использования функциональной шкалы вида $N = kX^n$ для любого $n < 1$ суммарная относительная погрешность измерения токов будет всегда меньше, чем для линейного случая (т.е. для $n = 1$).

В ходе исследований был разработан и испытан макет, содержащий один канал нелинейного измерителя. Эксперименты с макетом измерителя подтвердили теоретические предположения о минимальной погрешности измерителя и, кроме того, выявили определенную устойчивость его функционирования по отношению к помехам, приведенным к входу.

Реализация нелинейной функциональной шкалы преобразования позволяет отнести разработанный АЦП к классу аналого-цифровых измерительных процессоров, использование которых позволяет добиться повышения эффективности измерения по сравнению с чисто цифровыми решениями в составе систем реального времени в нормальных условиях эксплуатации. Малая относительная погрешность, большой динамический диапазон измерения, возможность реализации в многоканальном варианте, высокое разрешение при измерении минимальных значений входных токов позволяют данную разработку без каких-либо существенных изменений применить для создания СБИС многоканального измерителя малых токов в целях применения в составе сервисной электроники инерциальных датчиков.

Работа была выполнена при частичной поддержке программы Президиума РАН № 18 «Алгоритмы и математическое обеспечение для вычислительных систем сверхвысокой производительности» при поддержке УрО РАН (проект 12-П-1-1028).

ЛИТЕРАТУРА

1. **Aaltonen, L.** Integrated Interface Electronics for Capacitive MEMS Inertial Sensors// Doct. Diss., Aalto Univ., Sc. Sci. Tech., Fac. Electr., Comm. Autom., Dep. Micro Nanosci., 2010. – 152 p.
2. **Boyde, E. and oth.** A High-Performance Tunneling Accelerometer//Term Project 6.777, Introduction to Microelectromechanical Systems, Spring 1999, MIT Media Lab. – 58 p.
3. **Osaki, Yuji, Hirose, Tetsuya, Kuroki, Nobutaka, and Numa, Masahiro.** Temperature-Compensated Nano-Ampere Current Reference Circuit with Subthreshold Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor Resistor Ladder//Jpn. J. Appl. Phys., pp. 04DE08-1 – 6.
4. **Linares-Barranco, B., Serrano-Gotarredona, T., Serrano-Gotarredona, R., Serrano-Gotarredona, C.** Current Mode Techniques for Sub-pico-Ampere Circuit Design. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 38, 103–119, 2004.
5. **Digital Processors Limited** by Power; What's the PSIDE?
[/http://www.darpa.mil/NewsEvents/Releases/2012/08/24.aspx](http://www.darpa.mil/NewsEvents/Releases/2012/08/24.aspx) /
6. **Гельман, М.М.** Системные аналого-цифровые преобразователи и процессоры сигналов / М.: Мир, 1999. - 559 с.

Abstract. Precision measurement of the small-signal parameters for embedded electronics inside real-time systems is actually today. Application of the non-linear measurement scales permits to achieve many opportunities versus linear case for embedded electronics. At first, decreasing of the full relative error of measurements. At work it is proved that for special case of non-linear functional scale ($N = kX^n$) at $n < 1$ full relative error less than for linear scale, i.e. at $n = 1$. The hardware model of non-linear measuring channel was developed and experiments with nanoampere current source were carrying out. The main results of these experiments confirm theoretical assumptions about order of errors. Besides this model is able to work into wide range of value of input currents, this range is 1000 – from 1 nA to 1 μ A. Our method and circuitry for non-linear small current measurements may base for future VLSI multichannel meters inside service electronics of inertial sensors.

Key words: real-time system, precision current measurement, analog-to-digital conversion, very large scale integrated circuits

Материал поступил 7.08.14