

ЦИФРОВОЙ НАНОВОЛЬТМЕТР

© 2012 г. В. К. Игнатъев, А. В. Никитин, С. В. Перченко, Д. А. Станкевич

*Физико-технический институт Волгоградского государственного
университета, кафедра радиофизики*

Россия, 400062, Волгоград-62, Университетский просп., 100

Поступила в редакцию 12.07.2011 г.

Описан алгоритм динамической компенсации температурной погрешности усилителя с модуляцией–демодуляцией сигнала (м.д.м.-усилителя). Цифровой вольтметр, построенный на его основе, имеет порог чувствительности 0.1 нВ при постоянной времени 850 с и температурный дрейф напряжения смещения 40 пВ/°С в динамическом диапазоне 400 мкВ.

При измерении предельно малых напряжений и токов особые требования предъявляются к измерительной аппаратуре, которая должна выделять слабый сигнал на фоне значительных шумов и помех. Наиболее чувствительными приборами являются магнитоэлектрические гальванометры со световым указателем. Они обладают высокой чувствительностью, ограниченной тепловыми шумами рамки, но являются очень громоздкими [1]. Обычно они используются в составе компенсационных схем [2].

При построении цифровых вольтметров используется предварительный усилитель, который вносит дополнительную погрешность, зависящую от температуры. Эту погрешность в основном составляют напряжение смещения усилителя и термо-э.д.с. входных цепей [2]. Для ее устранения применяются стабилизация температуры и калибровка смещения вольтметра, но любой стабилизатор поддерживает постоянной температуру датчика, а ее распределение по объему термокамеры при этом может быть неравномерным. Поэтому наиболее подходящим способом устранения дрейфа является пассивное термостатирование предусилителя и измерение температуры в критических точках с последующей цифровой коррекцией результата измерения.

Современная электронная промышленность предлагает ряд операционных усилителей с компенсацией собственного напряжения смещения усилителя – м.д.м.-усилители [3], но все они имеют напряжение смещения порядка 10 мкВ и значительный уровень шума порядка 1 мкВ от пика до пика в полосе 0.1–10 Гц. Поэтому наиболее подходящим устройством является м.д.м.-усилитель, собранный на дискретных элементах.

Одной из составляющих дополнительной погрешности м.д.м.-усилителя является термо-э.д.с. входных цепей модулятора [4], которая возникает как в точках соединения кристалла микросхемы с

внешними выводами, так и в паяных внешних контактах. Для снижения этого эффекта лучше применять элементы с возможно меньшими габаритами, ограничить поток тепла извне и установить тепловой шунт на входные выводы. При модульном исполнении модулятор следует помещать в теплоизоляционный кожух [4].

Второй, и зачастую доминирующей, составляющей является погрешность аналоговой демодуляции, которая возникает из-за наличия импульсов модуляции и переходных процессов в усилителе и быстро растет с увеличением частоты модуляции [4]. Погрешности, обусловленные входными токами узлов м.д.м.-усилителя, малы при применении элементов на м.о.п.-транзисторах.

Порог чувствительности цифровых вольтметров определяется собственными шумами предусилителя [2]. Наиболее приемлемыми характеристиками обладают современные прецизионные операционные усилители, построенные на биполярных транзисторах. Например, микросхема ОРА211 фирмы Texas Instruments [5] имеет уровень шумового напряжения 1.1 нВ/Гц^{1/2} на частоте 1 кГц. Существенный вклад в шумовую характеристику операционного усилителя вносит тепловой шум с постоянной спектральной плотностью [6], но медленное изменение напряжения смещения усилителя в зависимости от температуры приводит к появлению избыточного шума в области низких частот.

Проведенные исследования показали, что этот избыточный шум может рассматриваться как дрейф, хорошо коррелированный с производной по времени температуры модулятора и усилителя при условии, что распределение температуры внутри теплоизоляционного кожуха равномерное. Через 10 мин после включения, когда заканчивается выравнивание температуры, коэффициент корреляции между напряжением смещения усилителя и производной температуры составля-

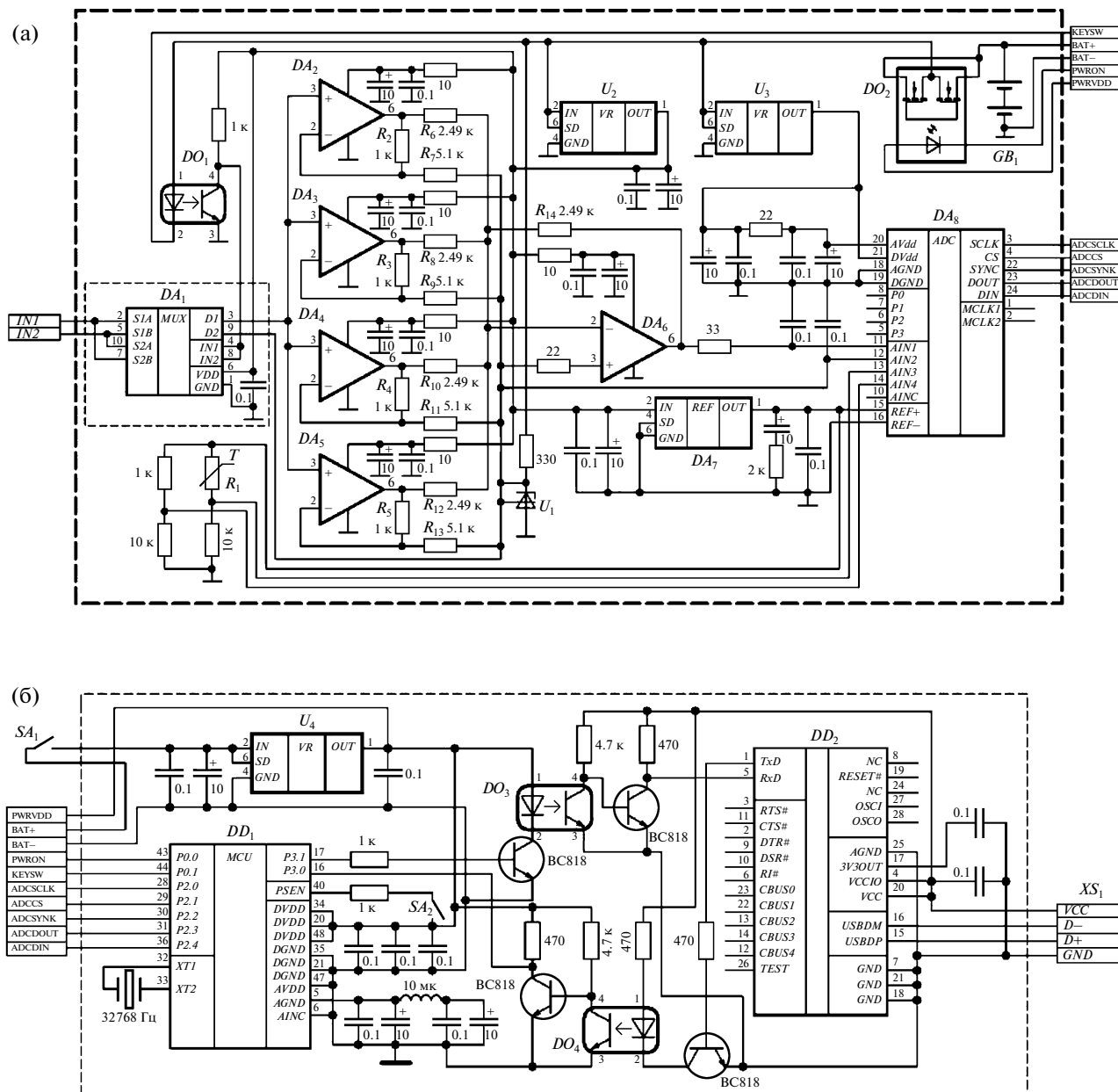


Рис. 1. Принципиальные схемы: а – измерительного блока (DA_1 – ADG884, DA_2 – DA_5 – OPA211, DA_6 – OP1177, DA_7 – ISL21007, DA_8 – AD7190; U_1 – TL431, U_2 , U_3 – ADP3330; DO_1 – PC817, DO_2 – LCA710C; R_1 – 700-102AAB-B00); б – цифрового блока (DD_1 – ADuC847, DD_2 – FT232RL; U_4 – ADP3330; DO_3 , DO_4 – PC817).

ет 90%, при этом температура за время 280 мин изменяется в пределах 8°C. При температурном коэффициенте напряжения смещения усилителя 0.35 мкВ/°C [5] измерение температуры цифровым термометром с погрешностью 1 мК с последующим численным дифференцированием позволит скомпенсировать дополнительную погрешность, вносимую избыточным шумом усилителя и модулятора до уровня 0.1 нВ.

Принципиальная схема измерительного блока нановольтметра, использующего метод динамической термокомпенсации, приведена на рис. 1а.

Входной усилитель построен по принципу модуляции–демодуляции (м.д.м.), причем модуляцию производит мультиплексор DA_1 ADG884 фирмы Analog Devices [7], а демодуляция осуществляется цифровым образом. Для уменьшения уровня шума усилитель собран на пяти прецизионных малошумящих операционных усилителях. Микросхемы DA_2 – DA_5 OPA211 фирмы Texas Instruments [5] включены по схеме неинвертирующих усилителей, а микросхема DA_6 OP1177 фирмы Analog Devices [8] суммирует их выходные сигналы. Преци-

зионные резисторы R_2 – R_{14} задают коэффициент усиления, равный 800. Основным узлом нановольтметра является высокопроизводительный 24-разрядный дельта-сигма-аналого-цифровой преобразователь (а.ц.п.) DA_8 AD7190 фирмы Analog Devices [9]. Опорное напряжение 2.5 В для а.ц.п. задает специализированная микросхема DA_7 ISL21007BFB825Z фирмы Intersil [10].

Измерительный блок питается от аккумуляторной батареи GB_1 , составленной из двух литий-ионных аккумуляторов 3.7 В емкостью 2200 мА/ч. Питающее напряжение 5 В для микросхем DA_1 – DA_7 задает интегральный стабилизатор с малым падением напряжения U_2 ADP3330 фирмы Analog Devices [11], а средняя точка создается параллельным стабилизатором на микросхеме U_1 TL431 фирмы Texas Instruments [12]. Для снижения воздействия на аналоговые цепи а.ц.п. DA_8 питается от отдельной микросхемы U_3 ADP3330. Для снижения воздействия цифрового блока на измерительный управление мультиплексором осуществляется через оптоэлектронную развязку DO_1 .

Принципиальная схема цифрового блока приведена на рис. 16. В качестве управляющего микроконтроллера DD_1 используется сравнительно дешевый микроконвертер ADuC847BS62-5 фирмы Analog Devices, имеющий необходимое количество линий ввода-вывода и встроенный интерфейс UART [13]. Для связи с компьютером по интерфейсу USB используется микросхема DD_2 FT232RL фирмы FTDIChip [14]. Оптоэлектронные развязки DO_3 , DO_4 снижают воздействие сетевой помехи компьютера на прибор. Питается цифровой блок от аккумуляторной батареи измерительного блока, напряжение которой стабилизирует микросхема U_4 ADP3330.

Конструктивно прибор выполнен на трех печатных платах из фольгированного текстолита толщиной 1.5 мм. На первой плате размещен цифровой блок, на второй – измерительный блок, за исключением микросхемы DA_1 , которая размещена на отдельной плате. Термо-э.д.с. контакта медь–олово примерно равна 3.7 мкВ/°С [15], поэтому со всех выводов микросхемы DA_1 и выводов 2, 3 микросхем DA_2 – DA_5 удалено лужение, а их пайка осуществлена индием, имеющим существенно меньшую термо-э.д.с. в паре с медью [15].

Плата с мультиплексором DA_1 помещена в алюминиевый пассивный термостат габаритами 24 × 18 × 10 мм и с толщиной стенок 3 мм, который располагается в порононовом кожухе с толщиной стенок 10 мм. Кожух необходим для ограничения тепловых потоков. Соединение с остальными элементами аналоговой части выполнено медными нелужеными проводами в тефлоновой

изоляции. На микросхемы DA_2 – DA_5 клеим БФ-2 приклеен медный тепловой шунт габаритами 40 × 5 × 0.5 мм.

На шунте размещен мост измерения температуры [2] с платиновым резистором R_1 700-102AAB-B00 фирмы Honeywell [16], для электрической изоляции используется слюдяная прокладка. Напряжение с диагонали моста, пропорциональное температуре, измеряется а.ц.п. DA_8 , производная вычисляется по четырем отсчетам.

Элементы измерительного блока и батарея питания помещены в дюралюминиевый литой экран G0124F фирмы Gainta [17]. По этой причине управление питанием измерительного блока осуществляется при помощи твердотельного реле DO_2 . Экран защищает предусилитель от внешних помех и помех, создаваемых блоком управления, а также является пассивным термостатом. Экран помещен в порононовый кожух с толщиной стенок 20 мм.

Оценка спектральной плотности мощности шумового напряжения, приведенного к входу усилителя, была получена с помощью метода периодограмм Уэлча [18] по 20 реализациям выборок из 1024 отсчетов. На плате с мультиплексором при этом была установлена медная перемычка, припаянная индием к входам IN1 и IN2. На частотах выше 25 Гц без коммутации мультиплексора DA_1 при частоте дискретизации а.ц.п. DA_8 600 Гц шум практически белый со спектральной плотностью 0.6 нВ/Гц^{1/2}, что соответствует шумовым характеристикам четырех включенных параллельно микросхем ОРА211 [5] с учетом теплового шума модулятора DA_1 .

На более низких частотах проявляется существенный фликкер-шум, достигающий до 7 нВ/Гц^{1/2} на частоте 1 Гц. В режиме м.д.м. при коммутации мультиплексора с частотой 75 Гц шум практически белый в диапазоне частот от 0 до 37.5 Гц со спектральной плотностью 0.8 нВ/Гц^{1/2}. Подавление фликкер-шума свидетельствует о правильной работе модулятора, увеличение шума за счет коммутационных помех составляет примерно 0.2 нВ/Гц^{1/2}.

Для корректировки напряжения смещения вольтметра в течение 5 ч после 20-минутного прогрева измерялась его зависимость от производной температуры терморезистора R_1 . Полученная зависимость была аппроксимирована линейным уравнением методом наименьших квадратов, которое в дальнейшем используется для корректировки напряжения смещения прибора. Зависимость показаний нановольтметра от времени с введением алгоритма динамической термокомпенсации, сглаженная окном шириной в 100 отсчетов, приведена на рис. 2. Оценка среднеквадратичного отклонения отсчетов при времени

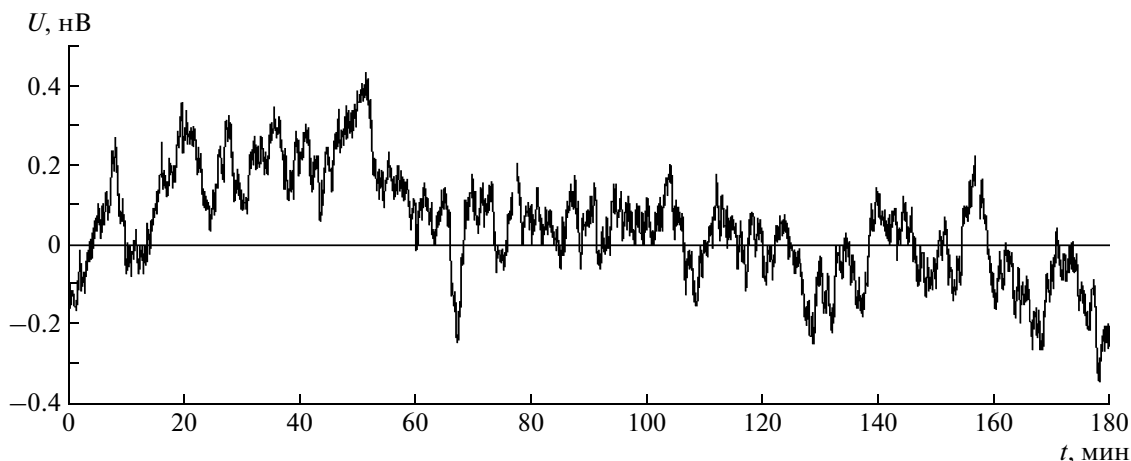


Рис. 2. Зависимость напряжения смещения прибора от времени с введением алгоритма динамической термокомпенсации, сглаженная окном 85 с.

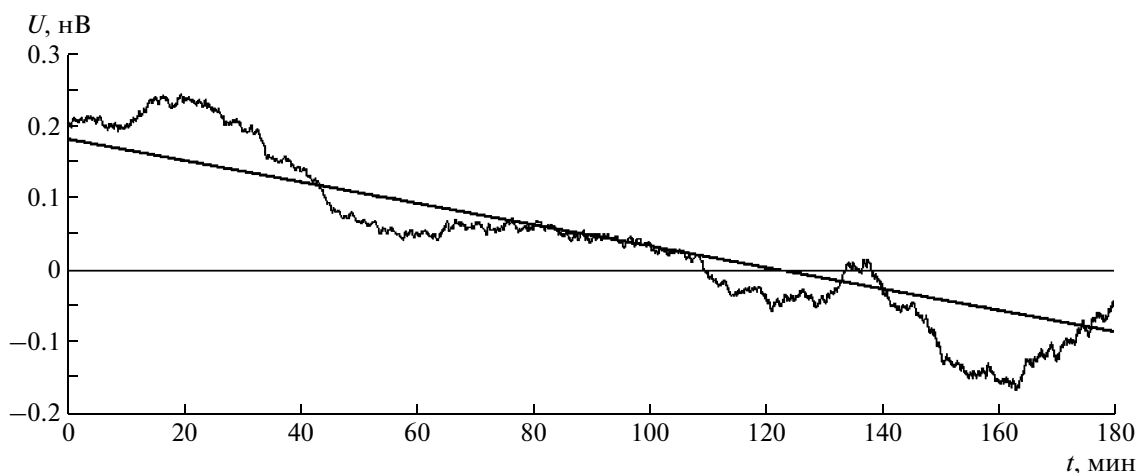


Рис. 3. Зависимость напряжения смещения прибора от времени с введением алгоритма динамической термокомпенсации, сглаженная окном 850 с.

усреднения 0.85 с составляет 1 нВ, 8.5 с – 0.31 нВ, 85 с – 0.13 нВ, 850 с – 0.1 нВ.

Если принять, что напряжение смещения является суммой белого шума со спектральной плотностью мощности G и линейного тренда вида αt , то его дисперсию можно представить в виде $\sigma^2 = G/(2T) + (\alpha T)^2/12$, где T – время усреднения. При приведенной к входу спектральной плотности шумового напряжения $0.8 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ и коэффициенте тренда $\alpha = 0.3 \text{ пВ/с}$ вклад избыточного шума сравнивается с вкладом теплового при времени усреднения 300 с.

На рис. 3 приведена зависимость показаний нановольтметра от времени с введением алгоритма динамической термокомпенсации, сглаженная окном шириной в 1000 отсчетов, из которой видно, что средний тренд напряжения составляет около 100 пВ/ч. Поскольку за время измерения

180 мин температура мультиплексора изменилась на 8°C , температурный дрейф напряжения смещения можно оценить как $40 \text{ пВ/}^\circ\text{C}$. Если входной усилитель построить на 16 микросхемах ОРА211 и 4 мультиплексорах ADG884, включенных параллельно, можно ожидать, что приведенная к входу спектральная плотность шумового напряжения составит $0.4 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ и порог чувствительности 0.1 нВ будет достигнут при времени усреднения 60–100 с.

Для калибровки нановольтметра была изготовлена калибровочная установка с выходным напряжением 250 мкВ, которая состоит из источника опорного напряжения (и.о.н.) ISL21007BFB825Z [10] и резистивного делителя 1:10000 на прецизионных резисторах сопротивлением 1.5 Ом и 15 кОм и допуском 1%. Питание калибровочной установки осуществляется от четырех щелочных

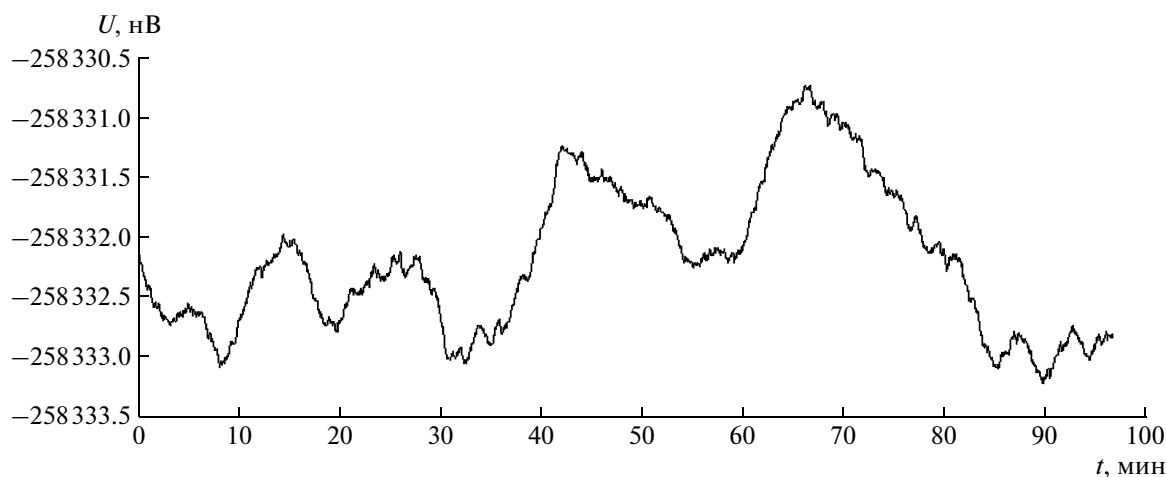


Рис. 4. Зависимость калибровочного напряжения от времени с введением алгоритма динамической термокомпенсации, сглаженная окном 85 с.

батареи напряжением 1.5 В. На и.о.н. и делитель установлен медный тепловой шунт, на котором размещен мост измерения температуры, аналогичный показанному на рис. 1а. Калибровочная установка, за исключением батарей питания, размещена в медном штампованном экране габаритами $10 \times 10 \times 30$ мм, соединение с нановольтметром выполнено экранированной витой парой, изготовленной из нелуженых проводников МГТФ-0.12.

Для учета термо-э.д.с., которая возникает в соединительном кабеле, была проведена калибровка напряжения смещения. Для этого на калибровочную установку не подавалось питание и на входе резистивного делителя была установлена медная перемычка. Измеренное напряжение мало зависит от разности температур мультиплексора нановольтметра и источника опорного напряжения калибровочной установки и составляет 35 нВ, а некомпенсированная составляющая температурного дрейфа напряжения — около 3 нВ.

Зависимость показаний нановольтметра после 20-минутного прогрева, измеренная в течение 100 мин в режиме динамической термокомпенсации мультипликативной погрешности (коэффициента усиления), сглаженная окном шириной 100 отсчетов, приведена на рис. 4. В качестве аргумента функции ошибки $f(T)$ используется температура мультиплексора T . Экспериментально установлено, что функция $f(T)$ хорошо описывается полиномом второго порядка. Зависимость коэффициента усиления от температуры представима в виде $K(T) = K_0 f(T)$, тогда для термокомпенсированного напряжения U_T справедливо выражение: $U_T = U(T)/K(T)$, где $U(T)$ — напряжение с учетом термо-э.д.с. соединительного кабеля и собственного смещения прибора. На рис. 4 видно, что температурные колебания напряжения

удалось снизить до 2.5 нВ, что соответствует уровню относительной погрешности калибровки не хуже 10^{-5} , поскольку остаточный дрейф смещения всей калибровочной установки имеет тот же порядок.

Работа выполнена в рамках реализации Федеральной целевой программы “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” на 2009–2013 гг. (государственный контракт № 14.740.11.0830).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по электроизмерительным приборам / Под ред. К.К. Илюнина. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Основы метрологии и электрические измерения / Под ред. Е.М. Душина. Л.: Энергоатомиздат, 1987.
3. Макаренко В. // Электронные компоненты и системы. 2010. Т. 157. № 9. С. 3.
4. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. М.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Техническое описание микросхемы OPA211; <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa211.pdf>
6. Букингом М. Шумы в электронных приборах и системах. М.: Мир, 1986.
7. Техническое описание микросхемы ADG884; http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADG884.pdf
8. Техническое описание микросхемы OP1177; http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/OP1177_2177_4177.pdf
9. Техническое описание микросхемы AD7190; http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7190.pdf
10. Техническое описание микросхемы ISL21007; www.intersil.com/data/fn/FN6326.pdf

11. Техническое описание микросхемы ADP3330; http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADP3330.pdf
12. Техническое описание микросхемы TL431; focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf
13. Техническое описание микроконвертера ADuC847; http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/ADUC845_847_848.pdf
14. Техническое описание микросхемы FT232R; www.ft-dichip.com/Documents/DataSheets/DS_FT232R.pdf
15. Физические величины: Справочник / Под ред. И.С. Григорьева, Е.З. Мелихова. М.: Энергоатомиздат, 1991.
16. Техническое описание терморезистора 700-102AAB-B00; http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/temperature/datasheets/009018_1_EN_w.pdf
17. Электронный каталог корпусов для РЭА Gainta: http://www.gainta.ru/products/bodies/files/Gainta_Catalogue.pdf
18. *Марпл-мл. С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990.