

**ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ  
ДУБНА**

Г 701

13-87-566

**Н.Л.Городишенин\*, В.А.Евдокимов\*,  
С.С.Катушенок\*, Ю.Ф.Киселев, А.Н.Черников**

**АВТОКОМПЕНСАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ  
СВЕРХНИЗКИХ ТЕМПЕРАТУР**

Направлено в журнал "Cryogenics"

---

\* Белорусский государственный университет  
им. В.И.Ленина, Минск

## Введение

В работе описан помехоустойчивый автокомпенсационный прибор для измерения сверхнизких температур угольными или полупроводниковыми терморезисторами. Характерный теплоподвод к терморезистору при таких измерениях по порядку должен составлять  $1/\dot{Q} \approx T^3 \text{ нВт} \cdot \text{К}^{-3}$ , т.е.  $10^{-15}$  Вт при температуре 10 мК. Опыт нашей работы показывает, что измерение столь слабых сигналов является сложной проблемой и требует введения в схему прибора дополнительных элементов подавления внутренних и внешних электрических наводок, которые отсутствуют в аналогичных известных нам промышленных приборах. В нашем приборе действие помех ослабляется благодаря симметричному подключению терморезистора к входам маломощающего предусилителя, эффективному цифровому синхронному детектору и другим схемным решениям, повышающим точность измерений в реальных условиях работы криогенного оборудования.

## Принцип действия прибора

Блок-схема прибора приведена на рис. 1. Терморезистор  $R_x$  питается от парафазного генератора через аттенватор и пару резисторов  $R_1 = R_2 = 10^7 \text{ Ом}$ . Сигнал с терморезистора через предварительный усилитель, другой аттенватор и нормирующий усилитель поступает на один из трех суммирующих входов цифрового синхронного детектора. Последний состоит из однополярного АЦП, двух одинаковых делителей на  $n_1$  частоты, 20-разрядного реверсивного счетчика, 12-разрядного регистра памяти и 12-разрядного ЦАП перемножающего типа. Опорным напряжением этого ЦАП является напряжение  $v_0$  в форме прямоугольного меандра с частотой  $4000/2^n$ , где  $(2 \leq n \leq 8)$  - целое число.

Выходное напряжение ЦАП ( $V_c$ ) той же частоты суммируется с противофазным ему напряжением ( $V_a$ ) с выхода нормирующего усилителя и с постоянным напряжением смещения ( $V_d$ ) однополярного АЦП в середине его динамического диапазона. Напряжения  $V_a$  и  $V_c$  равны

$$V_a = I_x \cdot R_x \cdot k / K_1, \quad V_c = -v_0 n_x / n_0, \quad (1)$$

где  $I_x$  - амплитуда тока, протекающего через  $R_x$ ,  $K$  - произведение коэффициентов усиления предусилителя и нормирующего усилителя,  $K_1$  - коэффициент ослабления аттенватора,  $n_x$  - код на выходе регистра

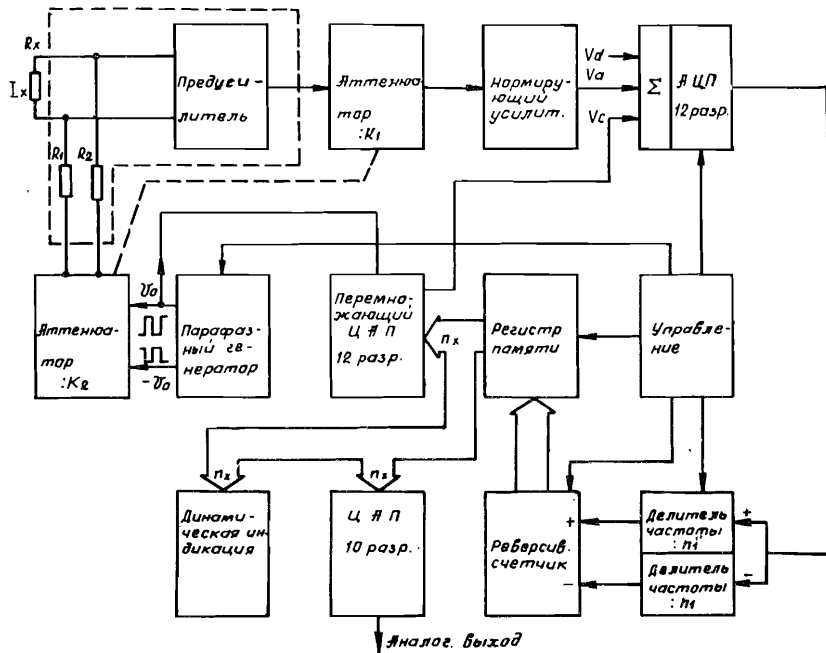


Рис. 1. Блок-схема автокомпенсационного измерителя сверхнизких температур.

памяти,  $n_0 = 2^{12}$  для 12-разрядного ЦАП. Смещение  $V_d$  подбирается так, чтобы при  $V_a = -V_c$  за каждый цикл преобразования, который длится 250 мкс, АЦП выработывал  $2^7$  импульсов. В течение положительного полупериода напряжения на  $R_x$  число-импульсная последовательность с выхода АЦП поступает через делитель частоты на суммирующий вход реверсивного счетчика, при отрицательном - на вычитающий вход. Если  $V_a = -V_c$ , то число импульсов, поступающих по каждому входу счетчика, равно и код  $n_x$  не изменяется, что соответствует стационарному показанию прибора. Когда  $V_a \neq -V_c$ , код изменяется до тех пор, пока не выполнится условие  $V_a = -V_c$ . Каждые 0,5 с схема управления осуществляет передачу кода в регистр памяти. Такая схема синхронного детектора позволяет исключить влияние инфранизкочастотных дрейфов постоянной составляющей, которые возникают в усилителе с большими разделительными конденсаторами, и кроме того, неограниченно изменять постоянную времени путем переключения коэффициента деления частоты  $n_x$ . Тот же код  $n_x$  управляет цифровой динамической индикацией и

вторым 10-разрядным ЦАП (с постоянным опорным напряжением) для формирования аналогового эквивалента выходного сигнала. Динамическое уравнение для АЦП с двойным интегрированием можно записать в виде

$$\frac{n_{t+T}}{n_0} = \frac{n_t}{n_0} + \int_t^{t+T} \left[ (I_x R_x + e_w(t)) \frac{k}{V_0 \cdot K_1} - \frac{n_t}{n_0} \right] dt, \quad (2)$$

где  $n_t$ ,  $n_{t+T}$  - код на выходе регистра памяти в текущий момент времени и через цикл опроса  $T$  соответственно,  $e_w(t)$  - шум предусилителя, приведенный к его входу. Постоянная времени синхронного детектора

$$\tau = \frac{E n_0 n_x}{f n_0}, \quad (3)$$

где  $E$  - опорное напряжение АЦП,  $n_x$  - коэффициент деления частоты,  $f$  - тактовая частота АЦП. В результате интегрирования (2) получается

$$\frac{n_{t+T}}{n_0} = \frac{n_t}{n_0} + \frac{T}{\tau} \left[ \left( \frac{R_x}{R_{xmax}} - \frac{n_t}{n_0} \right) + \frac{\tilde{e}_w}{I_x R_{xmax}} \right], \quad \tilde{e}_w = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} e_w(t) dt, \quad (4)$$

$\tilde{e}_w$  - напряжение шума, усредненное за цикл опроса  $T$ ,  $R_{xmax} = V_0 K_1 / I_x K$  - граничное сопротивление поддиапазона. Интеграл в уравнении (2) пропорционален разности, на которую изменится код  $n_t$  через цикл опроса. Если использовать аналоговый синхронный детектор и аналоговый перемножитель в цепи отрицательной обратной связи, то под аналогичным интегралом стояла бы разность с текущим, а не предыдущим значением интегрируемой функции. При одинаковом  $\tau$  это различие приводит к более быстрому достижению стационарного значения в случае цифрового синхронного детектора. Для сравнения на рис. 2 представлены решения

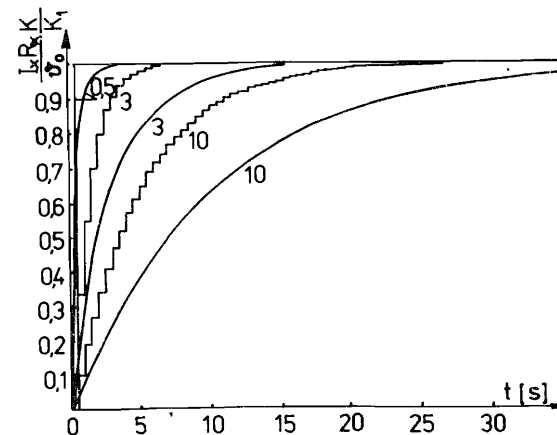


Рис. 2. Динамические характеристики цифрового и аналогового синхронных детекторов при  $\tau = 0,5, 3$  и  $10$  с.

уравнения (2) вместе с решением для аналогового синхронного детектора ( $\tau = 0,5, 3$  и  $10$  с). В частности, при  $T = \tau = 0,5$  с цифровой детектор достигает стационарного состояния скачком всего лишь за один цикл опроса.

Весь диапазон измеряемых сопротивлений разбит на четыре поддиапазона с максимальным значением  $R_{x\max}$  измеряемого сопротивления, равным  $0,2, 2,0, 20,0, 200,0$  кОм. Так как амплитуда напряжения на выходе ЦАП при  $n_x = n_0$  равна  $V_c = \varphi_0 = -V_{\alpha}, I_x = \varphi_0 / K_2 R_{1,2}$ , то для каждого  $R_{x\max}$  должно выполняться условие (см. формулу (1))

$$\frac{R_{x\max}}{R_{1,2}} \cdot \frac{K}{K_1 \cdot K_2} = 1, \quad (5)$$

где  $K_2$  - коэффициент ослабления аттенуатора (см. рис. 1). В нашей схеме  $R_1 = R_2 = 10^7$  Ом,  $K_1 \cdot K_2 = 4 \cdot 10^3$  в поддиапазоне  $R_{x\max} = 2 \cdot 10^5$  Ом, следовательно,  $K = 2 \cdot 10^5$ . Из (4) следует, что  $K$  и произведение  $K_1 \cdot K_2$  для неизменного  $R_{1,2}$  являются двумя эталонными параметрами схемы, определяющими систематическую погрешность измерения. Произведение  $K_1 \cdot K_2$  изменяется в 10 раз при каждом переключении поддиапазона. Если при этом  $K_2$  изменяется в  $10^{1/2}$  раза, то характерный теплоподвод  $Q_{\max} = I_x^2 \cdot R_{x\max}$  перестает зависеть от положения переключателя поддиапазона  $R_{x\max}$  и может быть установлен другим переключателем "максимальной мощности" теплопровода, равным  $10^{-11}, 10^{-12}, 10^{-13}, 10^{-14}$  Вт.

Полезно также ввести дополнительный поддиапазон  $10^{-6} \div 10^{-7}$  Вт. При такой мощности перегретый терморезистор становится чрезвычайно чувствительным к уровню гелия в камере испарения или к положению границы расслоения  $He^3$  в  $He^4$  в камере растворения. В данном режиме прибор можно использовать для подбора количества и состава смеси изотопов гелия при оптимизации режима работы рефрижератора растворения.

Для оценки погрешности измерения примем в качестве среднеквадратичного отклонения случайной величины  $\tilde{\epsilon}_w(T)$  спектральную плотность шумов  $e_w(\omega)$  в  $V \cdot \Gamma c^{-1/2}$ , усредненную по числу  $N$  периодов парафазного генератора (рис. 1), за цикл опроса  $T = 0,5$  с. Тогда с надежностью 0,997 отклонение показаний цифрового индикатора от истинного значения  $R_x / R_{x\max}$  не превзойдет величины

$$\left| \frac{\tilde{n}}{n_0} - \frac{R_x}{R_{x\max}} \right| \leq \frac{3 \cdot e_w(\omega)}{\sqrt{Q_{\max} \cdot R_{x\max} \cdot N}}. \quad (6)$$

В действительности необходимо было бы учесть также влияние постоянной времени на оценку (6). Однако практически наиболее удобное значение  $T/\tau$  - только 0,5:1, а реальное влияние  $T/\tau$  еще меньше из-за очевидной корреляции (см. уравнение (2)) между измерениями в соседних циклах опроса.

Подчеркнем принципиальные отличия нашего прибора от устройства из работы [2]. Главное отличие в том, что цепь отрицательной обратной связи выполняет операцию перемножения (12-разрядный ЦАП, рис. 1), а не операцию деления [2]. В результате схема становится совместимой с простым и эффективным методом подавления синфазных помех, путем симметричного подключения терморезистора, вследствие чего реальная точность измерения приближается к теоретической оценке (6). Так как при каждом переключении поддиапазона (с возрастанием  $R_{x\max}$ ) в  $10^{1/2}$  раза уменьшается общий коэффициент усиления усилителя, то с понижением температуры влияние входных шумов также уменьшается (см. формулу (6)). Как уже отмечалось выше, большое преимущество прибору дают улучшенные динамические характеристики цифрового синхронного детектора.

С практической точки зрения выделение предусилителя из цепи обратной связи позволяет вынести его на криостат и гальванически развязать от остальной части прибора. Такое решение, в частности, позволило автору работы [4] осуществить надежное измерение температуры до 12 мК в условиях больших помех экспериментального зала ускорителя. Разумеется, что все перечисленные преимущества возникают ценой введения дополнительного эталонного параметра, а именно: коэффициента усиления предусилителя, что не представляет существенных проблем для современной схемотехники.

#### Экспериментальные результаты

На рис. 3 представлена схема входного усилителя. Парафазные сигналы с терморезистора  $R_x$  усиливаются двумя одинаковыми маломощными усилителями  $V T 1$  ( $V T 2$ ),  $V T 3$  ( $V T 4$ ),  $V T 5$  ( $V T 6$ ) и затем вычитаются в дифференциальных усилителях  $A 1$  и  $A 2$ . В свою очередь противофазные сигналы с выходов  $A 1$  и  $A 2$  повторно вычитаются в дифференциальном усилителе  $A 3$ . При таком двойном вычитании происходит эффективное подавление как синфазных наводок на входы усилителя, так и помех, поступающих по шинам питания. Коэффициент усиления усилителя  $2 \cdot 10^4$ , коэффициент подавления синфазных помех 110 дБ.

На рис. 4 представлены графики относительной погрешности измерения сопротивлений 0,15, 1,5, 15 и 150 кОм, измеренные при комнатной температуре на частотах  $4000/2^n$  ( $3 \leq n \leq 8$ ) с постоянной времени  $\tau = 1$  с. Пунктиром обозначена систематическая погрешность, возникающая из-за частотной зависимости коэффициента усиления предусилителя (рис. 1) и равная нулю на рабочей частоте 31 Гц. Статистическая погрешность определяется из рис. 4 по отклонению от пунктирной кривой.

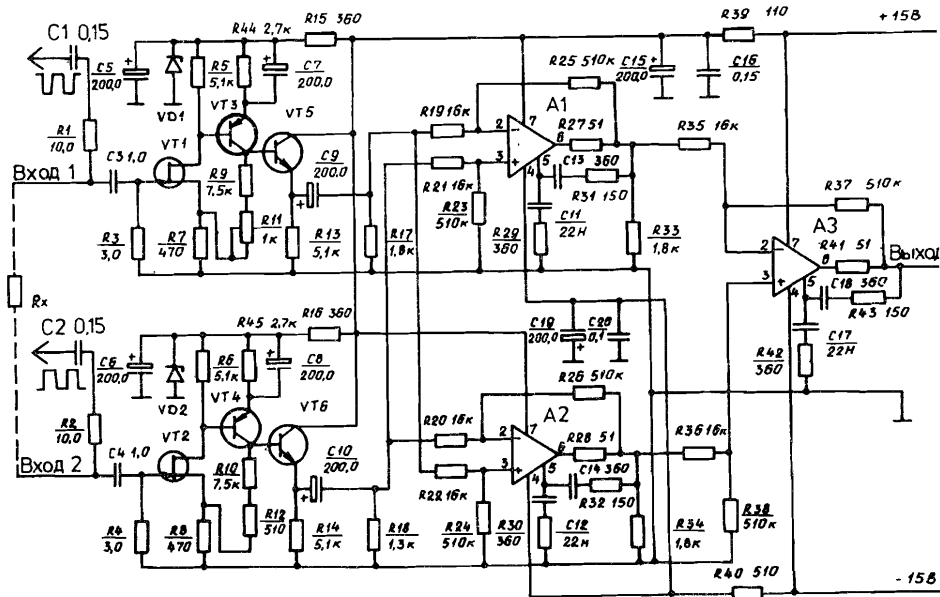


Рис. 3. Принципиальная схема предусилителя: VT1,2 - КТ303; VT3,4 - КТ3107; VT5,6 - КТ3102; А1-3 - К153УД5.

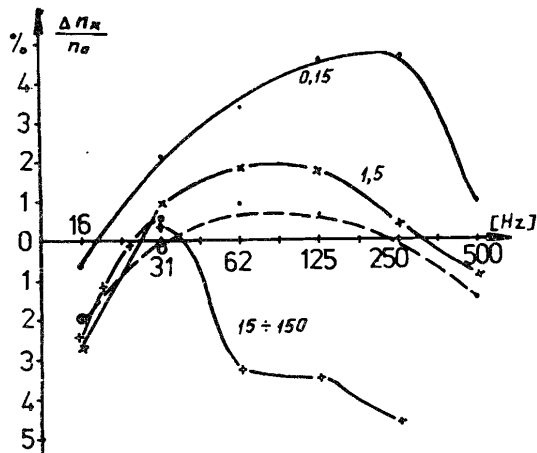


Рис. 4. Зависимость систематической погрешности измерения (пунктирная кривая) от частоты. Статистическая погрешность определяется по отклонению от пунктирной кривой. Графики сняты при комнатной температуре, сопротивления даны в кОм, теплопровод 7·10<sup>-15</sup> Вт.

На частотах 16 и 31 Гц, где отсутствуют гармоники напряжения сетевой частоты, погрешность следует формуле (6). Так, используя измеренное значение  $\epsilon_w$  (31 Гц) = 20 нВ Гц<sup>-1/2</sup> при  $Q = 7 \cdot 10^{-15}$  Вт,  $N = 16$ ,  $R_{x \max} = 0,2$  кОм, получаем 1,5%. На более высоких частотах, несмотря на снижение спектральной плотности шума  $f^{-1}$  и увеличение  $N$ , погрешность возрастает. С помощью спектра-анализатора шума было установлено, что в поддиапазонах 0,2 и 2 кОм действует паразитная помеха в виде третьей гармоники сетевой частоты, а в поддиапазонах 20, 200 кОм - паразитная наводка на частоте 62 Гц. Обе наводки возникают внутри прибора, а их уровень значительно превышает спектральную плотность джонсоновского шума, хотя визуально на осциллографе в общих шумах широкополосного усилителя эти помехи невидны. Изменение характера шума при переключении поддиапазонов приводит к изменению знака статистической погрешности (см. рис. 4). Рис. 4 наглядно показывает, что минимальная статистическая погрешность достигается на частоте, равной половине частоты питающей сети, из-за отсутствия здесь сетевых гармоник и их эффективного подавления синхронным детектором на кратных частотах. Этот общепринятый способ ослабления помех  $f^{-2,4}$  оказывается недостаточно эффективным при измерениях с теплопроводом менее 10<sup>-13</sup> Вт.

Практически измерения проводились термометром *Speer-220* на частоте 31 Гц при температуре до 23 мК. При этой температуре  $R_x = 50$  кОм измеряется с теплопроводом  $2,5 \cdot 10^{-15}$  Вт с погрешностью  $\pm 0,5\%$ , что соответствует температурной погрешности  $\pm 0,2\%$ . В целом прибор весьма надежен и практичен в работе.

В заключение авторы приносят благодарность профессорам В.Г.Барышевскому, Ю.М.Казаринову за поддержку этой разработки.

#### Литература

1. О.В.Лоунасмаа. Принципы и методы получения температур ниже 1 К. М.: Мир, 1977, с.258.
2. R.P.Giffard. Journ.of Phys.E. Scient.Instr., 1973, v. 6, 719.
3. У.Титце, К.Шенк. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1982, с.462.
4. А.Б.Неганов. Сообщение ОИЯИ, 8-85-29I, Дубна, 1985.

Рукопись поступила в издательский отдел  
20 июля 1987 года.

НЕТ ЛИ ПРОБЕЛОВ В ВАШЕЙ БИБЛИОТЕКЕ?

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

- |                |   |                             |
|----------------|---|-----------------------------|
| D3,4-82-704    | Труды IV Международной школы по нейтронной физике. Дубна, 1982.   | 5 р.00 к.                   |
| D7-83-644      | Труды Международной школы-семинара по физике тяжелых ионов. Алушта, 1983.   | 6 р.55 к.                   |
| D2,13-83-689   | Труды рабочего совещания по проблемам излучения и детектирования гравитационных волн. Дубна, 1983.  | 2 р.00 к.                   |
| D13-84-63      | Труды XI Международного симпозиума по ядерной электронике. Братислава, Чехословакия, 1983.  | 4 р.50 к.                   |
| D2-84-366      | Труды 7 Международного совещания по проблемам квантовой теории поля. Алушта, 1984.  | 4 р.30 к.                   |
| D1,2-84-599    | Труды VII Международного семинара по проблемам физики высоких энергий. Дубна, 1984.   | 5 р.50 к.                   |
| D10,11-84-818  | Труды V Международного совещания по проблемам математического моделирования, программированию и математическим методам решения физических задач. Дубна, 1983. | 3 р.50 к.                   |
| D17-84-650     | Труды III Международного симпозиума по избранным проблемам статистической механики. Дубна, 1984. /2 тома/   | 7 р.75 к.                   |
| D11-85-791     | Труды Международного совещания по аналитическим вычислениям на ЭВМ и их применению в теоретической физике. Дубна, 1985.                                       | 4 р.00 к.                   |
| D13-85-793     | Труды XII Международного симпозиума по ядерной электронике. Дубна, 1985.  | 4 р.80 к.                   |
| D4-85-851      | Труды Международной школы по структуре ядра. Алушта, 1985.  | 3 р.75 к.                   |
| D3,4,17-86-747 | Труды V Международной школы по нейтронной физике. Алушта, 1986.<br><br>Труды IX Всесоюзного совещания по ускорителям заряженных частиц. Дубна, 1984. /2 тома/ | 4 р.50 к.<br><br>13 р.50 к. |
| D1,2-86-668    | Труды VIII Международного семинара по проблемам физики высоких энергий. Дубна, 1986. /2 тома/   | 7 р.35 к.                   |

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

Городишенин Н.Л. и др.

13-87-566

Автокомпенсационный измеритель сверхнизких температур

Описан помехоустойчивый измеритель сверхнизких температур с симметричным подключением терморезистора к малошумящему предусилителю на входе и с бездрейфовым цифровым фазовым детектором на выходе. Цепь отрицательной обратной связи содержит перемножитель аналогового сигнала и цифрового кода. Установлено, что в реальных условиях криогенных измерений такой принцип построения схемы позволяет значительно снизить погрешность измерения. В диапазоне сопротивлений 0,02÷200 кОм действующий макет прибора обеспечивает погрешность  $\pm 0,7\%$  при теплоотводе менее  $5 \cdot 10^{-14}$  Вт.

Работа выполнена в Лаборатории ядерных проблем ОИЯИ.

Препринт Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1987

Перевод авторов.

Gorodishenin N.L. et al.

13-87-566

Autocompensating Device for Ultralow Temperatures Measurements

A noise-protected meter for ultralow temperatures with a thermoresistor symmetrically connected to a low-noise preamplifier at the input and with a driftless digital lock-in detector at the output is described. The negative feedback circuit includes a multiplier of the analogue signal and the digital code. This principle of circuit construction is found to allow a considerable reduction of experimental errors under actual cryogenic conditions. The resistance range being 0.02-200 kΩ, the operating model of the device provides  $\pm 0.5\%$  accuracy at heat supply below  $5 \cdot 10^{-14}$  W.

The investigation has been performed at the Laboratory of Nuclear Problems, JINR.