

ФЕМТОАМПЕРМЕТР НА ОСНОВЕ СВЕРХПРОВОДНИКОВОГО КВАНТОВОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА И ОБЪЕМНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

© 2003 г. М. А. Тарасов, А. С. Калабухов, С. А. Ковтонюк, И. Л. Лапицкая, С. А. Гудошников,
М. Кивиранта, О. В. Снигирев, Л. С. Кузьмин, Х. Сеппа

Поступила в редакцию 14.02.2003 г.

Разработан, изготовлен и экспериментально исследован фемтоамперметр на основе сверхпроводникового квантового интерферометра (СКВИДа) с планарным градиентометрическим трансформатором на подложке и дополнительным объемным криогенным трансформатором на тороидальном ферромагнитном сердечнике. Проведен анализ условий оптимального согласования СКВИДа с источником сигнала. Показано, что в трансформаторе с ферромагнитным сердечником выполняется условие оптимального согласования и высокого значения коэффициента связи. Экспериментально исследованы избыточные шумы, вносимые сердечником, и показано, что двойная экранировка сверхпроводящим и ферромагнитным экранами позволяет снизить частоту среза избыточных шумов ниже 1 кГц.

ВВЕДЕНИЕ

Для высокочувствительных болометров и прямых детекторов диапазонов волн от микроволновых до рентгеновских требуются устройства считывания с чувствительностью на уровне $10 \text{ фА/Гц}^{1/2}$. Одним из таких типов приемных устройств является болометр на горячих электронах в тонкой пленке нормального металла (БГЭН) с емкостной связью, предложенный в [1] и экспериментально исследованный в [2]. Выходной сигнал, пропорциональный температуре, измеряется туннельным переходом сверхпроводник-изолятор-нормальный металл (СИН) с нормальным сопротивлением $1 \dots 10 \text{ кОм}$ и дифференциальным сопротивлением $0.1 \dots 1 \text{ МОм}$. Полупроводниковые усилители при комнатной температуре обычно обеспечивают разрешение по току на уровне $0.5 \text{ пА/Гц}^{1/2}$. Естественным решением этой задачи для криогенного приемника является применение СКВИДа в случае низкоомного источника сигнала, такого, как болометр на основе перехода из сверхпроводящего в нормальное состояние. В случае высокоомного источника сигнала требуется согласующий трансформатор. Планарные трансформаторы на одном чипе со СКВИДом [3] обеспечивают разрешение по току до $250 \text{ фА/Гц}^{1/2}$. Еще лучшее разрешение до $4 \text{ фА/Гц}^{1/2}$ можно получить с помощью т.н. криогенного компаратора токов (ККТ) [4]. Компаратор представляет собой объемный трансформатор с двумя катушками, намотанный тонкой сверхпроводящей проволокой и помещенный в сверхпроводящий тороид с перекрывающимися без электрического контакта концами. Индуктивность такого сверхпроводящего чулка внутренним диаметром 20 мм составляет 1 нГн и 10000 витков входной

катушки дают индуктивность 1 Гн. Тройной экран ККТ определяет полный размер устройства, составляющий 10 см диаметром и 10 см длиной. Поскольку для решеток болометров требуется большое число каналов считывания, то размер экранов накладывает жесткие ограничения на возможное число каналов.

1. ПРИНЦИПЫ СОГЛАСОВАНИЯ СКВИД ФЕМТОАМПЕРМЕТРА

Предельные параметры сквид фемтоамперметра можно оценить из фундаментальных тепловых шумов в резистивных шунтах джозефсоновских переходов, которые вызывают шумовой ток $I_{\text{ш}}$ в петле сквида

$$I_{\text{ш}}^2 = \frac{4k_{\text{Б}}T}{R}\Delta f$$

где $k_{\text{Б}}$ – постоянная Больцмана, T – температура, $R = 4R_{\text{д}}$ – эквивалентное последовательное сопротивление в петле СКВИДа. При соотношении сигнал-шум равном единице, этот шумовой ток соответствует шумовому потоку $\Phi_{\text{ш}}$ и равен потоку, вызываемому входным сигналом

$$\Phi_{\text{ш}} = I_{\text{ш}}L_S = \sqrt{I_{\text{ш}}^2 L_S^2} = \sqrt{\frac{16k_{\text{Б}}T}{R} L_S^2} = nL_S I_{\text{сиг}},$$

где n – эквивалентный полный коэффициент трансформации по току для устройства с несколькими трансформаторами, L_S – индуктивность петли СКВИДа и $I_{\text{сиг}}$ – входной ток равный шуму

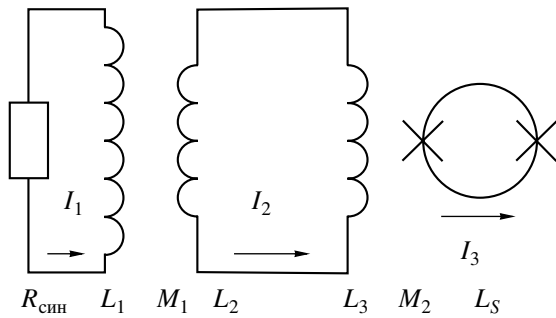


Рис. 1. Эквивалентная схема СКВИДа с согласующим трансформатором на входе.

$$I_{\text{сиг}} = \sqrt{\frac{16k_B T}{n^2 R}}$$

Отдельно для СКВИДа с нормальным сопротивлением 10 Ом это соответствует шумовому току 5 пА/Гц^{1/2}, а с трансформатором 1 : 1000 оптимистическая оценка эквивалентного входного разрешения по току составляет 5 фА/Гц^{1/2}. Если взять более реальное значение шумов потока

$$S_{\Phi} = \frac{24k_B T}{R} [R_d^2 + 4(R_d - R/2)^2] V_{\Phi}^{-2}$$

и коэффициенты связи $k_1 = k_2 = 0.7$ то разрешение по току может быть на уровне 10...20 фА/Гц^{1/2}.

2. СОГЛАСОВАНИЕ СИГНАЛЬНОГО ТОКА

Для точного анализа требований к СКВИДу и трансформатору рассмотрим эквивалентную схему для простой конструкции с двумя трансформаторами, эквивалентная схема представлена на рис. 1. В промежуточной петле включены катушки L_2 и L_3 и токи подчиняются соотношению

$$i\omega I_1 M_1 + i\omega M_2 I_3 = i\omega(L_2 + L_3)I_2.$$

Петля СКВИДа для высоких частот и больших токов смещения может быть представлена как последовательное соединение индуктивности петли L_S и сопротивления двух переходов $R_S = 4R_d$

$$i\omega M_2 I_2 = i\omega L_S I_S + R_S I_S.$$

Для низких частот и малых смещений джозефсоновский переход можно представить как параллельное соединение индуктивности критического тока и шунтирующего сопротивления. В обычном случае $\beta_L \approx 1$ индуктивность петли и индуктивность критического тока имеют близкие значения. Петля сквида может быть представлена как параллельное соединение динамической индуктивности L_d и динамического сопротивления R_d

$$i\omega M_2 I_2 = I_S \left(\frac{1}{i\omega L_d} + \frac{1}{R_d} \right)^{-1}.$$

Для грубых оценок можно пренебречь резистивным членом и уравнение цепи упрощается до

$$M_1 I_1 = \left(L_2 + L_3 - \frac{M_2^2}{L_d} \right) I_2.$$

Приняв $L_d = L_S$ и $M_2 = L_S L_3 k_2^2$ можно получить

$$L_2 = \frac{M_1 I_1}{L_3(1 - k_2^2) + L_2}.$$

Приравняв шумы потока в петле СКВИДа $\Phi_{\text{ш}}$ потоку, вызванному входным сигналом I_1

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ш}} = M_2 I_2 &= \frac{M_1 M_2 I_1}{L_3(1 - k_2^2) + L_2} \cong \\ &\cong \frac{\sqrt{L_1 L_2 k_1^2 L_3 L_S k_2^2}}{L_2} I_1 = L_S k_1 k_2 n_1 n_2 I_1 \end{aligned}$$

и обозначив $k^* = k_1 k_2$, $n^* = n_1 n_2$ это соотношение можно переписать как

$$I_1 = \frac{\Phi_{\text{ш}}}{n^* k^* L_S}.$$

Здесь следует подчеркнуть, что как и отмечалось в [5], интуитивное стремление сделать равными значения индуктивностей в промежуточном контуре $L_2 = L_3$ не является оптимальным для измерения тока. Согласно [3], коэффициент рассогласования около 2 можно полностью устранить в случае $L_2 \gg L_3$ и в [3] это отношение составляло 10. Это утверждение легко вывести из коэффициента преобразования сигнала для СКВИДа с входным трансформатором:

$$K = \frac{I_S}{I_1} = \frac{n_1 n_2 k_1 k_2}{1 + \frac{L_3}{L_2}(1 - k_2^2) - i\omega \frac{n_2^2 L_3}{R_d L_2}} \left(1 + \frac{i\omega L_d}{R_d} \right),$$

что упрощается при $\omega = 0$ до простого выражения

$$K_0 = \frac{n_1 n_2 k_1 k_2}{1 + \frac{L_3}{L_2}(1 - k_2^2 - i\omega \frac{n_2^2}{R_d})}$$

Условие $L_2 \gg L_3$ (полученное при инвариантности $n_1 n_2$) отличается от обычного для магнитометров, в которых сигнал поступает из приемной катушки L_p и коэффициент преобразования потока имеет максимум при $L_p \approx L_1(1 - k_1^2)$ и $L_2 \approx L_3(1 - k_2^2)$. В действительности для нашего резистивного источника тока существует верхнее ограничение на значение индуктивности, связанное с частотой среза и постоянной времени цепи. Если сопротивление СИН перехода $R_{\text{снн}} = \omega L_1^*$ ток уменьшается вдвое от максимального и это является естественным пре-

делом для увеличения индуктивности. Для 1 кОм и 10 кГц получаем значение эффективной входной индуктивности L_1^* не более 1 мГн.

Коэффициент согласования входного контура для произвольной частоты составит

$$K = \frac{I_1}{I_{\text{снн}}} = \frac{R_{\text{снн}}}{R_{\text{снн}} + i\omega L_1(1 - \alpha k_1^2)} = \frac{1}{1 + i\omega n_1^2 L_2(1 - \alpha k_1^2)/R_{\text{снн}}}$$

3. ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ ИМПЕДАНС

Из приведенных выше расчетов можно сделать выводы об эквивалентном сопротивлении на входе фемтоамперметра. Проанализируем сначала эквивалентную последовательную схему с соотношениями токов

$$I_S = \frac{i\omega M_2}{i\omega L_S + 4R_d} I_2$$

$$U_1 + M_2 \frac{i\omega M_2}{i\omega L_S + 4R_d} i\omega = i\omega I_2(L_2 + L_3),$$

где $I_1 M_1 = U_1$,

Импеданс можем оценить как

$$Z = \frac{U_2}{I_2} = (L_2 + L_3)i\omega - \frac{M_2^2 \omega^2}{i\omega L_S + 4R_d} = i\omega L_2 + i\omega L_3 \left(1 - \frac{\omega^2 L_S^2}{16R_d^2 + \omega^2 L_S^2} \right) + 4R_d n_2^2 \frac{\omega^2 L_S^2}{16R_d^2 + \omega^2 L_S^2}$$

Это соотношение показывает, что последовательное сопротивление сквида пересчитывается во входную цепь с множителем n^2 на частотах сравнимых с джоузефсоновской частотой. Для низких частот выражение можно упростить до

$$Z \approx i\omega(L_2 + L_3) + \frac{n_2^2}{4R_d} \omega^2 L_S^2$$

Для низких частот и параллельной эквивалентной схемы импеданса сквида в промежуточной петле импеданс можно представить последовательной схемой

$$Z = i\omega L_2 + i\omega L_3(1 - k_2^2) + \frac{\omega^2 M_2^2}{R_d} = i\omega L_2 + i\omega L_3(1 - k_2^2) + \frac{n_2^2 k_2^2}{R_d} (\omega L_S)^2,$$

или параллельной схемой сопротивлением R_p и эквивалентной L_p

$$R_p = n_2^2 k_2^2 R \left[1 + \frac{\omega^2 L_S^2}{R^2} \right] \text{ и}$$

$$L_p = L_2 + L_3(1 - k_2^2) + \frac{\omega^2 M_2^4}{R_d^2 [L_2 + L_3(1 - k_2^2)]}$$

Теперь можно оценить импеданс во входной цепи:

$$I_2 = I_1 i\omega M_1 \left(\frac{1}{i\omega L_p} + \frac{1}{R_p} \right)$$

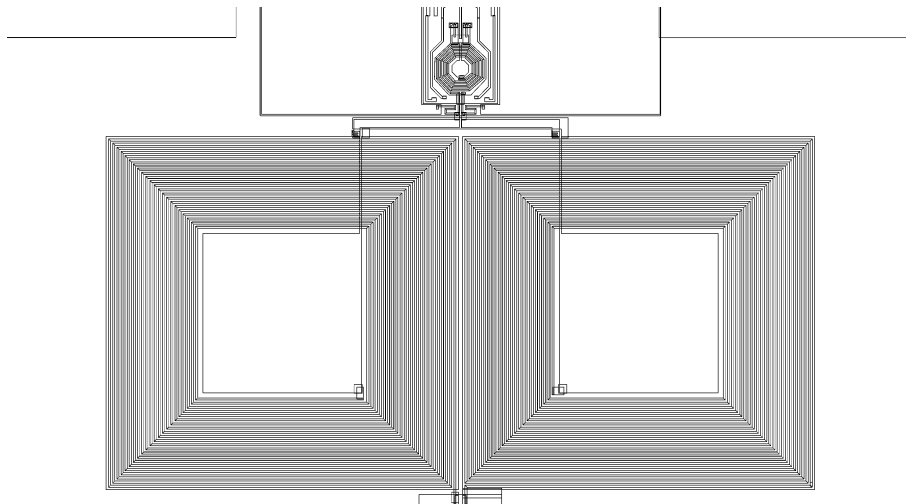


Рис. 2. Топология СКВИДа с интегральным планарным градиентометрическим трансформатором. В центре расположена октагональная петля сквида размером 24 мкм и 5 витками входной катушки. Снизу расположены два планарных трансформатора в градиентометрическом включении с размером отверстия 230 мкм и 22 витками входной катушки в каждом.

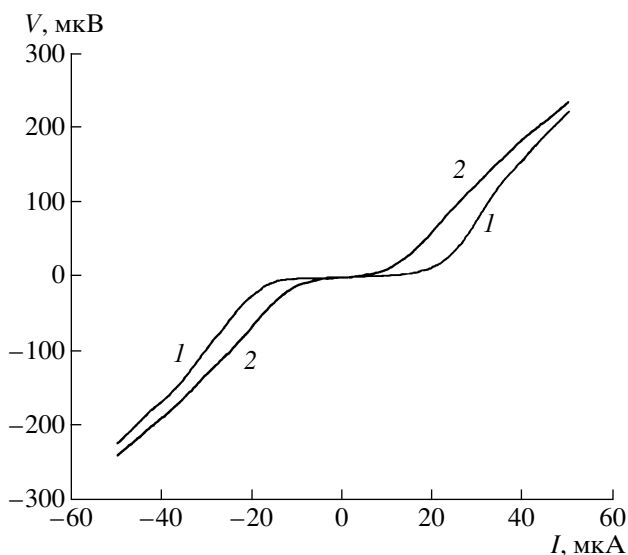


Рис. 3. Вольтамперные характеристики СКВИДа 1 и 2 при значениях входного магнитного потока, отличающихся на половину кванта потока.

$$V_1 - \omega^2 M_1^2 \left(\frac{1}{i\omega L_p} + \frac{1}{R_p} \right) + R_{\text{снн}} + \frac{\omega^2 M_1^2}{R_p}.$$

Последнее выражение и дает искомый импеданс

$$Z = i\omega \left(L_1 - \frac{M_1^2}{L_p} \right) + R_{\text{снн}} + \frac{\omega^2 M_1^2}{R_p}.$$

В пределе низких частот это выражение имеет простую форму

$$Z = i\omega L_1 (1 - k_1^2) + R_{\text{снн}} + \frac{\omega^2 L_1^2}{n_1^2 n_2^2 R_d}.$$

Для частот выше 100 кГц необходимых для схем с частотным разделением каналов, вклад импеданса сквида с трансформатором может быть так велик, что произойдет переход от режима измерения тока к режиму измерения напряжения.

Эквивалентную схему можно также представить как параллельную с индуктивностью L_t и сопротивлением R_t

$$R_t = R_{\text{снн}} + \frac{\omega^2 M_1^2}{R_p} + \frac{\omega^2 \left(L_1 - \frac{M_1^2}{L_p} \right)^2}{R_{\text{снн}} + \frac{\omega^2 M_1^2}{R_p}} \text{ и}$$

$$L_t = \frac{R_t \left(R_{\text{снн}} + \frac{\omega^2 M_1^2}{R_p} \right)}{\omega^2 \left(L_1 - \frac{M_1^2}{L_p} \right)}.$$

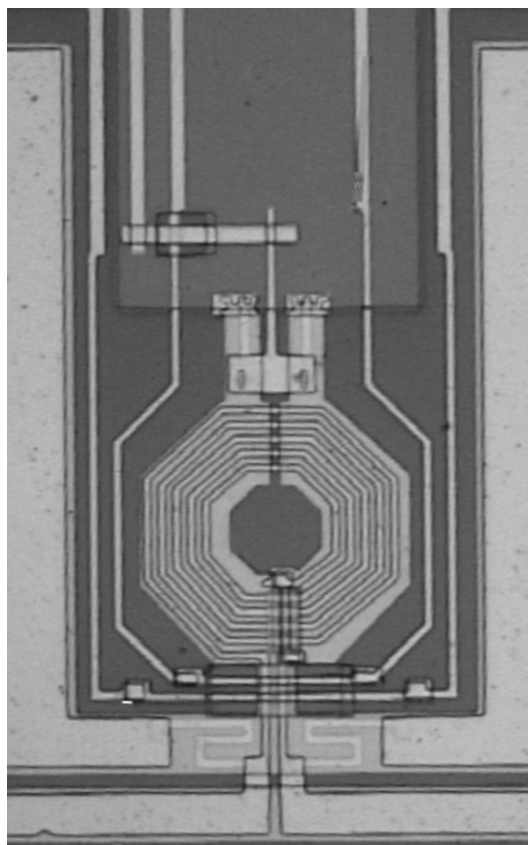


Рис. 4. Микрофотография центральной части СКВИДа с петлей сквида, джозефсоновскими переходами и цепью демпфирования паразитных колебаний.

4. КОНСТРУКЦИЯ СКВИДА

Первые экспериментальные результаты были получены с использованием СКВИДов, изготовленных фирмой VTT [8, 9]. В следующем поколении СКВИДов была выбрана относительно простая топология, позволяющая изготавливать образцы без жестких требований к технологии, фотошаблонам, совмещению и др. Конструкция (см. рис. 2) состоит из восьмиугольной петли СКВИДа с отверстием 24 мкм и 5 витками входной катушки. На той же подложке расположен градиометрический трансформатор с квадратными отверстиями размером 230 мкм и 22 витками входной катушки в каждой половине. Размер джозефсоновских переходов составляет 2×2 мкм², критический ток 20 мкА (см. рис. 3), нормальное сопротивление сквида 10 Ом, сопротивление демпфера в промежуточной петле 6 Ом, шунтирующий конденсатор 250×250 мкм² емкостью 4 пФ, индуктивность петли сквида 30 пГн, индуктивность входной катушки сквида 750 пГн, индуктивность петли трансформатора 250 пГн и входная индуктивность градиометрического трансформатора 250 нГн. Микрофотография центральной

Параметры криогенных трансформаторов

NN	Размер, мм ³	Витки	Входная индуктивность, Гн	Чувствительность $S_i^{1/2}$, фА/Гц ^{1/2}
FM1	20 × 8 × 11	1 : 400	900	34
FM2	11.2 × 5.1 × 5.7	1 : 200	15.1	80
FM3	7.3 × 3.5 × 3.8	1 : 100	3.6	150

части изготовленного СКВИДа представлена на рис. 4.

5. ОБЪЕМНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

На первом этапе мы использовали трансформаторы в виде соленоида, намотанные на тонком стержне из аморфного пермаллоя [6]. Недостатками такого трансформатора являются малая индуктивность, низкие значения коэффициента связи и высокая чувствительность к внешним магнитным шумовым полям. Эти недостатки можно

устранить применением тороидальных сердечников, намотанных ленточным аморфным пермаллоем с изоляцией витков тонким порошком. Такие сердечники сохраняют высокую магнитную проницаемость $\mu > 10000$ для криогенных температур по крайней мере до 4 К. Мы исследовали различные сердечники от разных изготовителей [7] включая материалы CRYOPERM и VITROVAC в виде сердечников типоразмеров 9-E3007-W305 и 6-E3009-W564 с удаленной оболочкой. Величина индуктивности на один виток составляла порядка 1 мкГн. Параметры некоторых из наших трансформаторов приведены в таблице.

Основным достоинством ферромагнитного объемного трансформатора является его высокая индуктивность на виток, что вместе с высоким коэффициентом связи позволяет удовлетворить условию $L_2 \gg L_3$ в нашей эквивалентной схеме. Одной из проблем при использовании ферромагнитного трансформатора является избыточный шум, который может быть возбужден внешними магнитными полями. Перемагничивание сердечника приводит к шумам Баркгаузена со спектром $1/f^\alpha$. Такой шум может быть в значительной степени

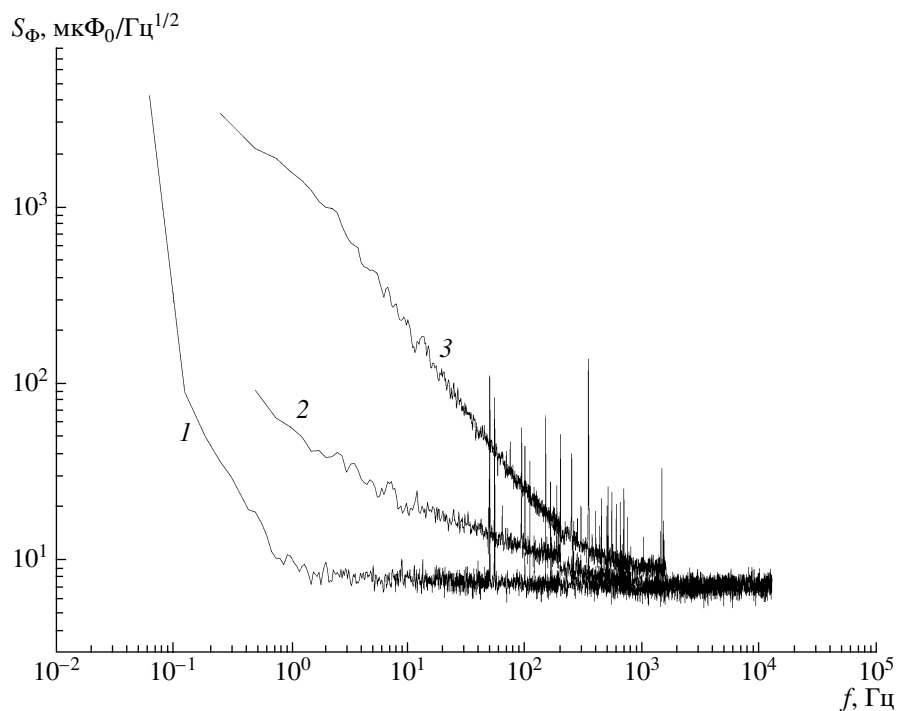


Рис. 5. Шумы потока СКВИДа с входным ферромагнитным трансформатором и различными уровнями экранировки. Кривая 1 – шумы СКВИДа без трансформатора, кривая 2 – шумы СКВИДа с трансформатором в свинцовом экране, кривая 3 – без сверхпроводящего экрана.

подавлен использованием комбинированного ферромагнитного и сверхпроводящего экранов, что подтверждается измерениями, приведенными на рис. 5 для сердечника FM1. Это является следствием неравновесной природы шумов типа $1/f^\alpha$, которая заключается в том, что без внешнего перемещающего потока такой шум отсутствует. Что касается равновесных тепловых шумов магнитных доменов, имеющих равномерный спектр, то эти шумы снижаются с охлаждением трансформатора, как и тепловые шумы резисторов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время предельные параметры СКВИДов от различных изготовителей достигли сравнимого уровня. При создании СКВИД фемтоамперметра основной проблемой является изготовление простого, надежного и компактного согласующего устройства. Существуют три конкурирующих технологии: планарные трансформаторы (ПТ), криогенные компараторы тока (ККТ) и сверхпроводниковые трансформаторы с ферромагнитными сердечниками (СФТ). Достоинствами ПТ и ККТ являются предельно низкие собственные шумы. Достоинствами СФТ являются простота достижения высоких значений индуктивности и сравнительно низкая восприимчивость к внешним магнитным шумам. Двойная экранировка трансформатора позволяет снизить шумы

последнего ниже собственных шумов сквида. В результате в области белого шума получено разращение по току на уровне $34 \text{ фА/Гц}^{1/2}$.

Авторы благодарны фирме VACUUM-SCHMELZE GmbH & Co. KG за предоставление образцов производимых сердечников. Работа выполнена при финансовой поддержке ИНТАС (гранты 00–384 и 01–686), KVA, VR, и Международного научно-технического центра (грант 1239).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Kuzmin L.* // *Physica B: Cond. Mat.* 2000. V. 284–288. P. 2129.
2. *Tarasov M., Фотинский М., Калабухов А., Кузьмин Л.* // *Письма в ЖЭТФ.* 2002. № 8. С. 588.
3. *Polushkin V., Glowacka E.Gu., Goldie D., Lumley J* // *Physica C.* 2002. V. 367. P. 280.
4. *Gay F., Piquemal F., Geneves G.* // *Rev. Sci. Instr.* 2000. V. 71. № 12. P. 4592.
5. *Ketchen M.* // *IEEE Trans.* 1987. V. MAG-23. № 2. P. 1650.
6. *Tarasov M., Gudoshnikov S., Kalabukhov A. et al.* // *Physica C.* 2002. V. 368. P. 161.
7. www.vacuumschmelze.de, www.cmr.uk.com/ltddesc.html
8. *Seppa H., Kiviranta M., Satrapinski A. et al.* // *IEEE Trans.* 1993. V. AS-3. № 1. P. 1816.
9. *Kiviranta M., Seppa H.* // *IEEE Trans.* 1995. V. AS-5. № 2. P. 2146.