

МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

им. М.В.Ломоносова

На правах рукописи

Бурмистров Евгений Владимирович

**Градиентометр на базе ВТСП
СКВИДов для работы в
неэкранированном пространстве**

Специальность 01.04.01 – приборы и методы экспериментальной физики

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата физико-математических наук

Научный руководитель

доктор физико-математических наук, профессор

О. В. Снигирев

Москва 2009 г.

Оглавление

Введение	4
Обзор литературы	17
0.1 К истории сверхпроводниковой электроники	17
0.2 Эффект Джозефсона	19
0.3 Резистивная модель Джозефсоновского перехода, шунтированный туннельный контакт	22
0.4 Два джозефсоновских перехода в сверхпроводящем кольце, СКВИД постоянного тока	25
0.4.1 Модель двухконтактного СКВИДа	27
0.4.2 Шум и энергетическое разрешение	28
0.5 Электроника с обратной связью для СКВИДа постоянного тока	30
0.5.1 Схема обратной связи	30
0.5.2 Шум, добавляемый усилителем в электронике	32
0.6 СКВИД-магнитометры	33
Глава 1 Работа ВТСП СКВИДа в неэкранированном пространстве	37
1.1 ВТСП СКВИД-магнитометры нового типа в работе с модуляционной СКВИД-электроникой	37
1.1.1 Принцип работы Модуляционной СКВИД-электроники	42
1.1.2 Реализация Модуляционной СКВИД-электроники . .	46
1.1.3 Схема переменного тока смещения СКВИДа	51

1.2	Работа высокотемпературного СКВИД-магнитометра в открытом пространстве	55
Глава 2 Конструкция измерительной вставки с тремя ВТСП СКВИД-датчиками		63
2.1	Пластиковая вставка в азотный криостат	63
2.2	Система механической балансировки СКВИД-датчиков . . .	63
Глава 3 Блок электронного градиентометра		67
3.1	Методы борьбы с внешним шумом	67
3.2	Реализация блока электронного градиентометра	71
3.2.1	Система сложения аналоговых сигналов от трех магнитометров	71
3.2.2	Система цифрового управления	72
Глава 4 Настройка, калибровка и балансировка магнитометрической системы		84
4.1	Описание созданной магнитометрической системы	84
4.2	Настройки каждого СКВИД-канала с датчиком типа НТМ-8	86
4.3	Методика балансировки электронного градиентометра . . .	93
4.4	Разрешающая способность системы	94
4.5	Измерение с помощью электронного градиентометра сигнала от дипольного источника магнитного сигнала	95
Заключение		98
Список публикаций автора		100
Список литературы		102

Введение

Актуальность темы

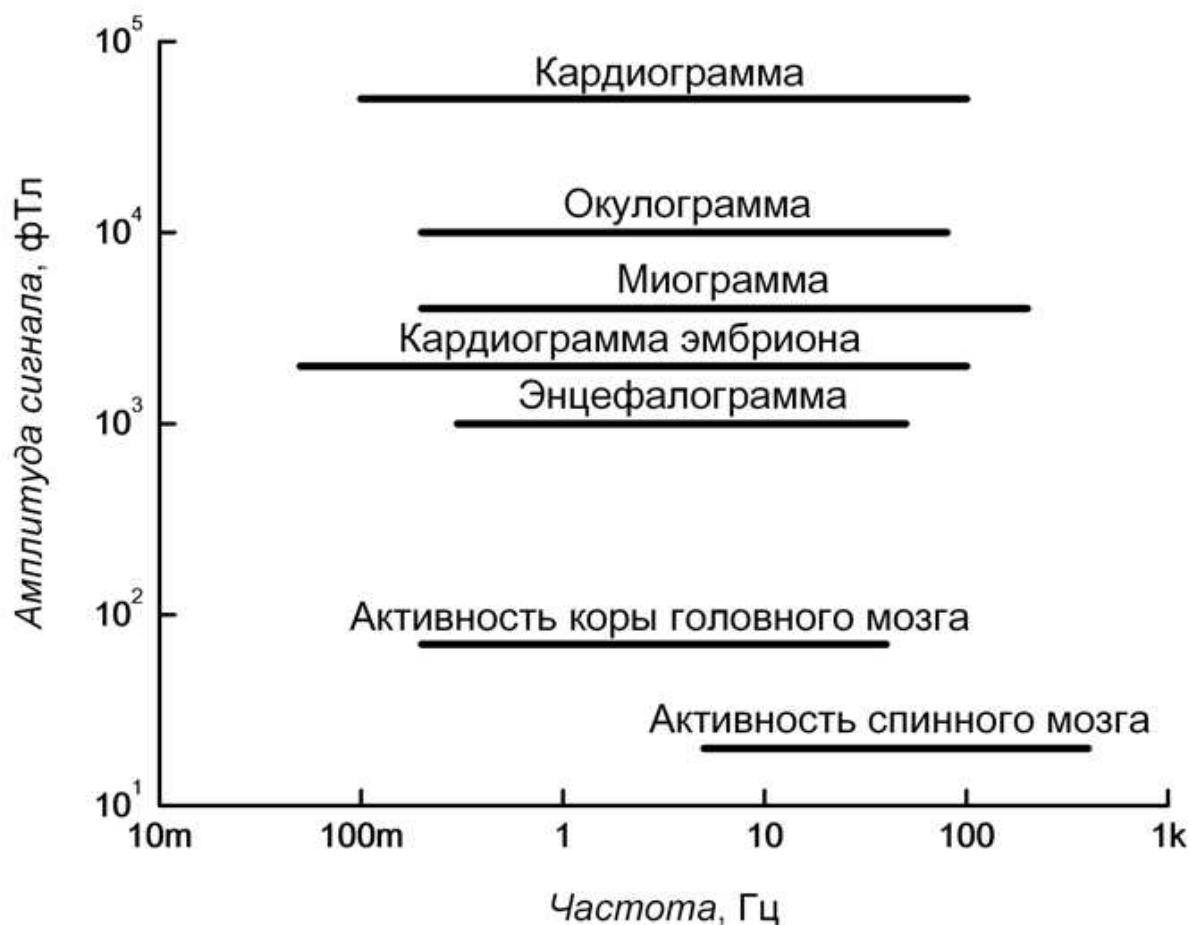


Рис. 0.1. Диапазоны частот и амплитуды магнитных сигналов от различных органов человека.

Большой интерес в современной науке и технике представляет использование высокотемпературных СКВИДов постоянного тока в высокочувствительных магнитометрических системах различного назначения, в частности, их практическое применение в диагностических комплексах для исследований биоманитных сигналов, генерируемых

живыми организмами. Выше на Рис.0.1 представлены диапазоны частот и амплитуды магнитных сигналов, генерируемых различными органами человека [1]. Очевидно, что для достоверной регистрации сигналов в указанном диапазоне частот и амплитуд наиболее предпочтительным представляется использование в качестве детекторов магнитного поля датчиков на базе низко- и высокотемпературных СКВИДов. На настоящий момент в науке и технике уже можно наблюдать успешное использование магнитометров на базе НТСП СКВИДов. В медицине, например, это системы снятия магнитных энцефало- и кардиограмм человека [2] - [6], в геофизике - системы для измерения изменения магнитного поля Земли [7] - [10], в методах неразрушающего контроля качества материалов - системы для поиска внутренних микродефектов в материалах [11] - [15]. Однако, ряд преимуществ по сравнению в этом могли бы иметь магнитометрические системы на базе ВТСП СКВИДов. Во-первых, смена хладагента с жидкого гелия на жидкий азот сильно снизило бы стоимость эксплуатации систем. Второе неоспоримое преимущество ВТСП СКВИД-магнитометров заключается в гораздо большей мобильности измерительных систем по сравнению с системами на базе НТСП СКВИДов.

Однако, существует ряд особенностей в построении высокочувствительных магнитометрических систем на базе высокотемпературных СКВИДов постоянного тока. Во-первых, использование высокотемпературных СКВИДов для детектирования сигналов от биологических источников до недавнего времени было несколько ограничено из-за их недостаточной чувствительности по индукции магнитного поля. Предельная чувствительность стандартных высокотемпературных СКВИДов постоянного тока с автотрансформаторной системой преобразования индукции магнитного поля в магнитный поток в петле СКВИДа находится на уровне 80

- 100 фТл/Гц^{1/2}. При измерении магнитных полей, генерируемых в сердце или мозге человека, такой разрешающей способности оказывается не достаточно для получения диагностически ценной информации о работе проводящей системы сердца и мозга. Поэтому практическое применение высокотемпературных СКВИД-магнитометров в медицине представлялось очень проблематичным, пока не были изготовлены высокотемпературные СКВИД-датчики постоянного тока с предельной разрешающей способностью 15 фТл/Гц^{1/2} [16] (Исследовательский центр в г. Юлихе, Германия) вместо типичных 100 фТл/Гц^{1/2} [18], [19]. Данная модель ВТСП-СКВИД-датчиков была доработана авторами [16] до уровня коммерческих образцов, пригодных для использования в реальных измерительных системах, и получила условное обозначение "НТМ-8". Такие высокотемпературные СКВИДы уже могут быть использованы в биомагнитных измерениях, так как их разрешающая способность по индукции магнитного поля сравнима с разрешающей способностью низкотемпературных датчиков.

Второй проблемой, которую необходимо преодолеть на пути практического применения таких СКВИД-датчиков в неэкранированном пространстве, является то, что до настоящего времени на ВТСП-материалах не удается реализовать конфигурацию приемных трансформаторов магнитного потока в форме градиометров второго порядка. Возможными решениями данной задачи является либо построения на базе трех ВТСП-СКВИД-магнитометров электронного градиентометра первого порядка с референтным СКВИДом [20], либо электронного градиентометра второго порядка [21].

В свою очередь, использование магнитометров с высокой чувствительностью по индукции магнитного поля в условиях высокой плотности индустриальных помех требует внесения существенных

изменений в стандартную модуляционную СКВИД-электронику для того, чтобы магнитометры с ВТСП-СКВИД-датчиками типа НТМ-8 могли стабильно работать в неэкранированном пространстве. Поэтому необходимо разработать новый вариант модуляционной СКВИД-электроники, адаптированной для работы с такими высокочувствительными СКВИД-датчиками без дополнительной магнитной экранировки.

Цель работы

Целью данной работы были разработка и создание градиентометра на базе трех ВТСП СКВИДов для измерения слабых магнитных сигналов в неэкранированном пространстве. Так же ставилась задача исследования собственной чувствительности градиентометра.

Задачи работы

При выполнении работы ставились следующие задачи.

1. Адаптация модуляционной СКВИД-электроники для работы с ВТСП СКВИД-датчиком типа НТМ-8 в открытом пространстве.
2. Создание измерительной вставки с тремя ВТСП СКВИД-датчиками в азотный криостат с прецизионной системой механической балансировки.
3. Создание системы электронного градиентометра.
4. Проведение измерения собственной чувствительности градиентометра. Измерение магнитного поля от дипольного источника магнитного сигнала.

Положения, выносимые на защиту

1. Создана модуляционная СКВИД-электроника, адаптированная для работы с ВТСП СКВИДами постоянного тока как в экранированном, так и в открытом пространстве. У созданного варианта СКВИД-электроники расширен динамический диапазон до 150 дБ и имеется

возможность подавать в СКВИД переменный ток смещения.

2. Для СКВИД-магнитометра с дополнительным концентратором магнитного потока, обеспечивающим чувствительность в экранированном пространстве $50 \text{ фТл/Гц}^{1/2}$ на частотах выше 10 Гц, продемонстрирована стабильная работа СКВИД-магнитометров типа НТМ-8 в неэкранированном пространстве в условиях индустриального города с чувствительностью на уровне $100 \text{ фТл/Гц}^{1/2}$.

3. Спроектирована и собрана измерительная пластиковая вставка в азотный криостат с тремя ВТСП СКВИД-магнитометрами, располагающимися вертикально друг над другом. В конструкции вставки создана прецизионная система механической балансировки электронного градиентометра.

4. Спроектирован и сконструирован электронный градиентометр второго порядка, производящий обработку сигналов с трех СКВИДов по формуле $A - 2B + C$. Созданное устройство имеет следующие характеристики:

- База градиентометра равна 10 см.
- Предельная чувствительность по магнитному полю составляет $4 \text{ фТл/см}^2\text{Гц}^{1/2}$ или $100 \text{ фТл/Гц}^{1/2}$, приведенных к нижнему СКВИД-магнитометру .
- Рабочая полоса измеряемого сигнала равна 15 кГц.
- Динамический диапазон измеряемого сигнала равен 144 дБ.
- Скорость слежения изменения измеряемого сигнала равна $250 \text{ к}\Phi_0/\text{с}$.

5. Прибор может быть использован с предельной чувствительностью по магнитному полю $4 \text{ фТл/см}^2\text{Гц}^{1/2}$ в слабо-экранированном пространстве или в местах, удаленных от индустриальных помех с использованием

аккумуляторного питания всей системы. Также возможно использование созданной магнитометрической системы в условиях неэкранированного пространства в индустриальном городе с чувствительность 8 - 12 фТл/см²Гц^{1/2}, что эквивалентно 200 - 300 фТл/Гц^{1/2}, приведенным к нижнему СКВИД-магнитометру.

6. Проведенное исследование показало, что использование высокотемпературных СКВИД-магнитометров в области измерения магнитных сигналов в неэкранированном пространстве в индустриальном городе затруднено наличием сильного и крайне нестабильного низкочастотного магнитного фона.

Научно-практическая ценность диссертации

Полученные в данной диссертации результаты крайне важны с точки зрения развития технической базы экспериментальной физики, биологии и методов диагностики в медицине.

Научная ценность данных результатов состоит в демонстрации реальной возможности использования ВТСП СКВИДов в высокочувствительной магнитометрии в неэкранированном пространстве.

Практическая ценность результатов состоит, прежде всего, в том, что использование ВТСП СКВИДов в магнитометрии на порядок снижает стоимость обслуживания магнитометра за счет использования более дешевого хладагента - жидкого азота. Кроме того, использование ВТСП СКВИДов с криокулерами гораздо легче, удобнее и дешевле в сравнении с НТСП СКВИДами. Так же можно с уверенностью сказать, что возможность использования ВТСП материалов в магнитных измерениях сильно увеличивает мобильность самих диагностических комплексов. Таким образом, открывается новая ниша крайне мобильных магнитометрических систем, которые могут быть интересны не только в экспериментальной физике и медицине, но и в методах неразрушающего

контроля материалов.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, обзора литературы, 4 глав, заключения и списка литературы. Объем диссертации 107 страниц, включая 44 рисунка. Список литературы состоит из 70 наименований.

Содержание работы

Во **введении** обоснована актуальность темы диссертации, поставлены цели работы, сформулированы задачи, а также перечислены основные результаты, представляемые на защиту. Кроме того, дано краткое описание содержания глав.

В **обзоре литературы** дан обзор теории, касающейся темы диссертации.

В **главе 1** описана работа СКВИД-магнитометров с модуляционной СКВИД-электроникой. Подробно рассмотрены возникающие преимущества при использовании ВТСП СКВИД-магнитометров нового типа по отношению к стандартным ВТСП СКВИД-магнитометрам. Основные характеристики используемых в работе датчиков приведены в следующей таблице:

Параметр	Значение
Размах сигнальной характеристики	50 мкВ
Наклон $\frac{\partial V_{SQUID}}{\partial \Phi}$	150 мкВ/ Φ_0
Величина $\frac{\partial B}{\partial \Phi}$	2.8 нТ/ Φ_0
Чувствительность по магнитному полю	50 фТл/ $\Gamma_{\text{ц}}^{1/2}$
Собственный шум	18 мк Φ_0 / $\Gamma_{\text{ц}}^{1/2}$
Эффективная площадь	0.7 мм ²
Коэффициент связи катушки обратной связи	2.5 мкА/ Φ_0

В разделе 1.1 рассмотрен принцип работы модуляционной СКВИД-электроники. Несмотря на то, что модуляционная схема СКВИД-

электроники была впервые предложена в 1976 г. [33], она до сих пор остается более широко используемой, чем появившаяся позднее схема с прямым усилением [32]. Основным преимуществом модуляционной схемы является возможность применения согласующего трансформатора перед первым каскадом усиления в электронике, что полезно по двум причинам (см. Рис. 1.5). Во-первых, это увеличивает выходной импеданс СКВИДа в k^2 раз, (k - коэффициент трансформации трансформатора), что переводит полевой транзистор в первом каскаде усиления в более благоприятный режим его работы с сопротивлением порядка 1 кОм на входе. Во-вторых, сам трансформатор усиливает сигнал в k раз, выступая в качестве малошумящего усилителя. Важным преимуществом модуляционной схемы является исключение из выходного сигнала низкочастотных шумов усилителей типа $1/f$.

В разделе 1.2 подробно описан реализованный в данной работе вариант модуляционной СКВИД-электроники. На Рис. 1.5 функциональная блок-схема устройства. Первый каскад усиления в СКВИД-электронике всегда играет самую важную усилительную роль, так как именно им определяется входной шум электроники. В нашей электронике он выполнен на базе n-канального полевого транзистора (n-Channel JFET) 2SK369. Основные характеристики разработанной СКВИД-электроники приведены в ниже:

Параметр	Значение
Полоса пропускания	от 20 кГц до 500 кГц
Скорость нарастания сигнала	250 кФ ₀ /с
Динамический диапазон	150 дБ
Шум входного усилителя	< 1 нВ/Гц ^{1/2}
Линейный коэффициент усиления	60000
Потребляемая мощность	~5 Вт
Физический размер	110 мм x 60 мм x 15 мм

В разделе 1.3 написано про систему переменного тока смещения, включенную в созданную СКВИД-электронику. Известно, что критические токи I_C и нормальные сопротивления в резистивном состоянии R_N джозефсоновских переходов, из которых состоят СКВИДы, подвержены низкочастотным флуктуациям. Однако в случае низкотемпературных СКВИДов с туннельными джозефсоновскими переходами эти флуктуации настолько малы, что почти не влияют на низкочастотный шум СКВИДа [54]. В случае же высокотемпературных СКВИДов флуктуации критического тока и нормального сопротивления являются доминирующим источником дополнительного низкочастотного шума [55]. Именно для борьбы с дополнительным низкочастотным шумом джозефсоновских переходов предложены схемы с переменным током смещения СКВИДа [32]. Сигнал переменного тока смещения в разработанной электронике формируется с помощью ПЛИС-матрицы и имеет прямоугольную форму, как и сигнал модуляции.

В разделе 1.4 описана работа СКВИД-электроники с ВТСП СКВИД-магнитометром типа НТМ-8 в неэкранированном пространстве. Для работы в неэкранированном пространстве в условиях промышленного города с датчиками магнитного поля типа НТМ-8 величина коэффициента обратной связи была настроена на значение 8 мВ/Φ₀ (коэффициентом

обратной связи называют величину напряжения на выходе интегратора схемы, задающего через резистор обратной связи ток в катушку модуляции, формирующий магнитный поток в СКВИДе, равный одному кванту Φ_0). При такой сильной глубине обратной связи СКВИД-магнитометр, состоящий из СКВИДа типа НТМ-8 и исследуемой электроники, стабильно работал на протяжении нескольких часов в условиях лаборатории, которая находится в центре Москвы. Спектр внешнего магнитного поля был зарегистрирован с помощью спектроанализатора модели SR785 фирмы Stanford Research Instruments (см. Рис.1.14).

В **главе 2** приведено описание измерительной вставки с тремя ВТСП СКВИД-датчиками. Для расположения СКВИД-датчиков типа НТМ-8 в азотном криостате была разработана и изготовлена специальная вставка из пластикового материала, имеющего очень низкий коэффициент температурного расширения. Каждый СКВИД располагается в измерительной вставке как показано на Рис. 2.2 (а).

При конструировании аксиального "электронного" градиометра СКВИД-датчики были размещены в измерительном зонде на одной вертикальной оси так, чтобы обеспечить максимальную параллельность приемных трансформаторов потока СКВИД-датчиков. Расстояние между датчиками фактически, являющееся так называемой базой градиометра, равно 50 мм. Таким образом конструкция из трех ВТСП СКВИД-магнитометров является аналогом градиентометрической приемной петли в случае использования НТСП материалов (Рис. 2.2 (б)). Диаметр самого измерительного стержня равен 40 мм.

В **главе 3** рассмотрена реализация электронной системы градиентометра с подробным анализом необходимых требований, предъявленных к магнитометрической системе в целом.

В разделе 3.1 подробно затронуты методы борьбы с внешними шумами. На Рис.1.14 показан спектр фонового магнитного поля в индустриальном городе. Измерять магнитные сигналы от биологических объектов (см. Рис.0.1) в таком шуме практически невозможно. Существует несколько способов подавления магнитного шума окружающего пространства при измерениях с помощью СКВИДов: магнитоэкранированная комната, градиентометрические приемные петли и электронная компенсация внешнего магнитного поля. Применение магнитоэкранированных комнат оказывается слишком дорогим и неприемлемым для биомагнитных и медицинских применений.

Известно, что магнитные поля от удаленных источников гораздо более однородны, чем поля от источников, находящихся непосредственно рядом с магнитометром. Исходя из этого очевидно, что сигнал, равный разнице сигналов, измеренных в двух близко расположенных точках, будет иметь амплитуду на несколько порядков меньше, чем амплитуда исходного сигнала. При этом полезный сигнал практически не будет потерян, так как его источник всегда находится рядом с магнитометром, а шум будет уменьшен существенно.

К сожалению, до настоящего времени на ВТСП-материалах не удается реализовать конфигурацию приемных трансформаторов потока в форме градиометров второго порядка. Альтернативным подходом подавления внешнего магнитного шума может служить использование одного или более референсных магнитометров. В качестве референсных магнитометров могут выступать либо СКВИД-датчики, либо магнитометры любого другого типа. После вычитания сигнала, измеряемого референсным магнитометром, из другого СКВИД-магнитометра получается градиентометрический сигнал. Таким образом, для измерения градиентометрического сигнала 2 порядка с помощью

ВТСП СКВИДов необходимо измерение магнитного сигнала каждым СКВИД-датчиком и дальнейшее сложение сигналов на электронном уровне по формуле:

$$\gamma(\alpha A - B) - (\beta B - C) = \alpha\gamma A - 2(\beta + \gamma)B - C \quad (0.1)$$

где A, B, C - исходные сигналы с 3 СКВИД-магнитометров, α, β, γ - подстроечные коэффициенты.

В разделе 3.2 приведено полное описание созданной электронной системы, производящей необходимое сложение сигналов с трех датчиков магнитного поля. Также тут приведена вся информация по системе электронного управления всем электронным градиентометром 2 порядка на базе трех ВТСП СКВИД-магнитометров.

В **главе 4** описана настройка, калибровка и балансировка созданной магнитометрической системы.

В результате всей работы была создана система электронного градиентометра, позволяющая измерять градиентометрический магнитный сигнал от различных источников. Система состоит из 3 каналов СКВИД-электроники, адаптированных для работы с ВТСП СКВИДами в открытом пространстве, блока электронного градиентометра и цифрового блока управления системой. Три СКВИД-датчика располагаются в специальном пластиковом измерительном стержне. Вся система управляется с помощью персонального компьютера. На Рис.4.1 изображена блок схема созданной системы, основными частями которой являются:

1. 3 ВТСП СКВИД-магнитометра типа НТМ-8
2. пластиковая вставка в азотный криостат
3. азотный криостат из неметаллического материала
4. пенопластовое горло в азотный криостат

5. жидкий азот
6. блок 3-х канальной СКВИД-электроники
7. модуляционная СКВИД-электроника, адаптированная для работы с ВТСП СКВИД-магнитометрами типа НТМ-8
8. соединительный кабель с разъемами типа SCSI
9. система электронного градиентометра
10. соединительный кабель с разъемами типа DVI-29
11. блок электронного градиентометра, управляемый микроконтроллером типа AVR
12. блок питания всей системы
13. электронный блок управления системой на базе микроконтроллера типа ARM7

В **заключении** сформулированы основные результаты работы.

Обзор литературы

0.1 К истории сверхпроводниковой электроники

Сверхпроводимость была открыта в 1911г. в Голландии в Лейденской лаборатории. Камерлинг-Оннес, изучая зависимость электросопротивления ртути от температуры, обнаружил, что при температуре около 4 К сопротивление образца внезапно исчезло и не было обнаружено при всех достижимых температурах ниже этой [22]. Важно, что сопротивление исчезало не постепенно с уменьшением температуры, а сразу, скачком. Стало ясно, что образец перешел в какое-то новое, до сих пор неизвестное состояние, в котором он не имеет электрического сопротивления. Это явление было названо сверхпроводимостью. Все попытки обнаружить хоть какие-то следы сопротивления у массивных сверхпроводников ни к чему не привели. Используя современные чувствительные приборы, можно утверждать, что сопротивление сверхпроводников отсутствует по крайней мере на уровне 10^{-24} Ом·см. Для сравнения, известно, что удельное сопротивление очень чистой меди при температуре 4.2 К имеет порядок 10^{-9} Ом·см. Вскоре после открытия сверхпроводимости ртути было обнаружено, что этим свойством обладают и некоторые другие металлы: олово, свинец, индий, алюминий, ниобий и др. Сверхпроводниками оказались и многие сплавы, и интерметаллические соединения. Так, до 1986г. рекордные температуры существования сверхпроводимости (около 20 К) наблюдались именно на интерметаллических соединениях (Nb_3Sn , $(\text{Nb}_3\text{Al})_4 + \text{Nb}_3\text{Ge}$) [23]. В 1961г. были проведены исследования, показавшие

существование фундаментального эффекта макроскопической квантовой интерференции в сверхпроводниках. Таким образом, сложившееся уже к середине 30-х годов мнение, что сверхпроводимость - это квантовое явление, было подтверждено экспериментально. Интенсивное развитие криоэлектроники началось после открытия эффектов слабой сверхпроводимости, или эффектов Джозефсона [24]. Предсказанные в 1962 году, они вскоре были экспериментально обнаружены. Под слабой сверхпроводимостью понимается такая ситуация, когда два сверхпроводника соединены между собой какой-либо слабой связью. Такой слабой связью может быть туннельный переход, тонкопленочное сужение, просто слабое касание двух сверхпроводников на малой площади и другие подобные "ослабления" сверхпроводимости контакта между двумя сверхпроводниками.

Современная сверхпроводниковая криоэлектроника характеризуется новыми возможностями аналоговых и цифровых устройств. Так, разработанная концепция быстрой одноквантовой логики (БОК) позволяет создавать цифровые устройства с крайне низким энерговыделением и тактовой частотой до 100 ГГц. Преимущества аналоговых сверхпроводниковых устройств заключаются в их сверхвысокой чувствительности и возможности работать на более высоких частотах и с большими чувствительностями, чем полупроводниковые приборы. Сюда относятся СВЧ приемные устройства и детекторы с рабочими частотами до 1 ТГц и даже выше, усилители гигагерцового диапазона, высокочувствительные магнитометры [25] - [27]. С открытием в 1986г. швейцарскими учеными К. Мюллером и Дж. Беднорцем новых сверхпроводящих материалов, высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП), имеющих высокую температуру перехода в сверхпроводящее состояние (от 40 К до 120 К), появилась возможность значительно

расширить диапазон применения сверхпроводниковых приборов как за счет повышения их рабочей температуры, так и за счет новых свойств этих материалов. Однако изготовление высококачественных джозефсоновских переходов на ВТСП основе встречает массу серьезных проблем из-за специфических свойств ВТСП материалов, главным из которых является очень малая длина когерентности. В современной науке и технике все сверхпроводящие криоэлектронные устройства условно делят по их рабочей температуре на низкотемпературные (НТСП) и высокотемпературные (ВТСП). Первые работают при температуре жидкого гелия (4.2 К) и ниже, вторые, как правило, - при температуре жидкого азота (77 К).

0.2 Эффект Джозефсона

Как уже указывалось выше, джозефсоновский переход представляет собой слабую связь между двумя сверхпроводящими областями. Если через джозефсоновский переход задать ток смещения I_B меньше некоторого характерного значения $I_C (I_B \leq I_C)$, называемого критическим током, то такой слабый ток будет протекать через переход бездиссипативно, т.е. на слабой связи не будет возникать падения напряжения. Поскольку рассматривается слабый ток, мы можем пренебречь создаваемым им магнитным полем. Поэтому можно сказать, что его плотность определяется градиентом фазы $\nabla\theta$ волновой функции сверхпроводящих электронов (согласно теории Гинзбурга Ландау). Характерное свойство слабой связи как раз заключается в том, что этот градиент очень велик внутри слабой связи по сравнению с величиной градиента фазы в сверхпроводниках, между которыми установлена слабая связь. Для туннельного перехода вообще нельзя говорить о градиенте фазы, а надо просто говорить о скачке фазы на переходе:

$$\varphi = \theta_2 - \theta_1 \quad (0.2)$$

где θ_1 - фаза волновой функции сверхпроводящих электронов первого берега, а θ_2 - второго берега.

Достаточно очевидно, что зависимость тока через слабую связь I_S от разности фаз берегов перехода φ , должна удовлетворять следующим требованиям:

1. Если ток через переход отсутствует, $I_S = 0$, то и разность фаз $\varphi = 0$.
2. Ввиду того, что изменение фазы одного из берегов на 2π ничего физически не изменяет, ясно, что функция $I_S(\varphi)$ - периодическая, с периодом 2π , т.е. $I_S(\varphi) = I_S(\varphi + 2\pi)$.
3. Изменение знака тока должно изменить и знак разности фаз, поэтому $I_S(\varphi) = -I_S(-\varphi)$.

Наиболее простым и часто встречающимся соотношением, удовлетворяющим этим требованиям, является синусоидальная зависимость [24]:

$$I_s(\varphi) = I_C \sin(\varphi) \quad (0.3)$$

где I_C - максимальный бездиссипативный ток (критический ток). Это соотношение называется стационарным эффектом Джозефсона.

При пропускании тока выше величины I_C на переходе возникает напряжение $V(t)$. Как известно, поведение квантово-механической системы определяется уравнением Шредингера:

$$i\hbar \frac{\partial \Psi}{\partial t} = \hat{H} \Psi \quad (0.4)$$

где \hat{H} - гамильтониан системы. Волновая функция стационарного состояния Ψ_1 удовлетворяет уравнению:

$$\hat{H} \Psi = E \Psi \quad (0.5)$$

где E - энергия этого стационарного состояния, $\Psi = \Psi_1 e^{i\theta(t)}$, причем Ψ_1 не зависит от времени. Подставляя эту волновую функцию в (0.4), получим:

$$-\hbar \frac{\partial \theta}{\partial t} = E \quad (0.6)$$

Если на слабой связи установилась разность потенциалов V , то это означает, что энергии куперовских пар на берегах перехода E_1 и E_2 связаны соотношением:

$$E_1 - E_2 = 2eV \quad (0.7)$$

так как заряд одной пары равен $2e$.

Подставляя (0.7) в (0.6), получим соотношение, называемое нестационарным эффектом Джозефсона:

$$2eV = \hbar \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (0.8)$$

Поскольку сверхток не может быть больше I_C , ясно, что теперь, кроме сверхтока, возникнет ток нормальной компоненты, т.е. возникнет ток квазичастиц (электронов в зоне проводимости). Это утверждение приводит к использованию резистивной модели (см. сл. параграф), в которой учитывается сверхпроводящая и нормальная компонента тока. Полный ток I равен сумме нормального тока V/R_N и сверхтока $I_S = I_C \sin(\varphi)$:

$$I = I_C \sin(\varphi) + \frac{\hbar}{2eR_N} \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (0.9)$$

где R_N - сопротивление перехода в нормальном состоянии. При интегрировании этого дифференциального уравнения относительно функции $\varphi(t)$ и подстановки решения в (0.8), получается выражение для напряжения на переходе в виде:

$$V(t) = R_N \frac{I^2 - I_C^2}{I + I_C \cos(\omega t)} \quad (0.10)$$

$$\omega = \frac{2e}{\hbar} R_N \sqrt{I^2 - I_C^2} \quad (0.11)$$

Таким образом, если заданный через джозефсоновский переход постоянный ток I больше критического тока перехода, на нем возникает осциллирующее напряжение $V(t)$. Частота колебаний напряжения, называемая частотой джозефсоновской генерации ω_J , зависит от того, насколько превышает ток через переход I его критическое значение I_C .

Величины I_C и R_N определяют величину характерного напряжения $V_C = I_C R_N$, которая задает масштаб процессов по напряжению и частоте в переходе.

Таким образом, джозефсоновский переход можно представить в виде двух сверхпроводящих проводников, соединенных с джозефсоновской энергией $I_C \Phi_0 / 2\pi$ ($\Phi_0 = 2.07 * 10^{-15}$ Вб - квант магнитного потока). Эта энергия связи должна превышать энергию теплового шума, иначе тепловые флуктуации фазы в переходе смыли бы фазовую зависимость сверхтока. Влияние тепловых шумов в контакте характеризуется, как правило, безразмерным шумовым параметром Γ :

$$\Gamma = \frac{2\pi k_B T}{I_C \Phi_0} \quad (0.12)$$

0.3 Резистивная модель Джозефсоновского перехода, шунтированный туннельный контакт

Результаты исследований джозефсоновских переходов различных типов показывают, что нет (и не может быть) единой твердотельной теории эффекта Джозефсона, которая давала бы универсальные выражения для компонент тока любого перехода. Поэтому при решении задач динамики приходится пользоваться разнообразными моделями, дающими лучшее или худшее приближение к действительности.

Резистивная модель, впервые рассмотренная Маккамбером и Стюартом, принимает простейшие выражения для сверхтока I_S (0.3),

нормального тока $I_N = G_N V$ и тока смещения $I_D \sim \omega C V$ (см. Рис.0.2), так что полное выражение для тока через контакт в ней имеет вид:

$$I = I_C \sin(\varphi) + G_N V + C \frac{dV}{dt} + I_F(t) \quad (0.13)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{2e}{\hbar} V \quad (0.14)$$

В безразмерных единицах уравнение (0.13) записывается следующим образом:

$$\beta_C \frac{d^2\varphi}{dt^{*2}} + \frac{d\varphi}{dt^*} = i - \sin(\varphi) + i_f(t^*) \quad (0.15)$$

здесь $i = \frac{I}{I_C}$ - нормированный ток через переход, $t^* = (\frac{2\pi I_C R_N}{\Phi_0})t$ - нормированное время, $\beta_C = \frac{2\pi I_C R_N^2 C}{\Phi_0}$ - параметр Стюарта-Макамбера, $i_f(t^*) = \frac{I_F}{I_C}$ - безразмерный шумовой ток со спектральной плотностью :

$$s_i = \frac{8\pi k_B T}{\Phi_0 I_C} = 4\Gamma \quad (0.16)$$

Именно эта модель широко используется для решения задач динамики в джозефсоновских контактах, начиная с 70-х годов. Такой интерес к ней связан, с одной стороны, с предельной простотой модели и, с другой стороны, с надеждами на то, что она дает достаточно адекватное описание джозефсоновских переходов с непосредственной проводимостью и малыми размерами. Действительно, в 1969 году Асламазов и Ларкин показали, что при $T \Rightarrow T_C$ процессы в таких переходах описываются резистивной моделью.

Однако дальнейшие исследования показали, что температурный интервал вблизи T_C , где резистивная модель дает количественно верные результаты, очень узок. При типичных рабочих температурах $T \sim T_C/2$ эта модель не описывает ряда важных свойств переходов. Поэтому в настоящее время разработано много других моделей джозефсоновских контактов: нелинейно-резистивная, туннельная и ряд альтернативных моделей.

Несмотря на многочисленные недостатки, резистивная модель продолжает широко использоваться по следующим причинам:

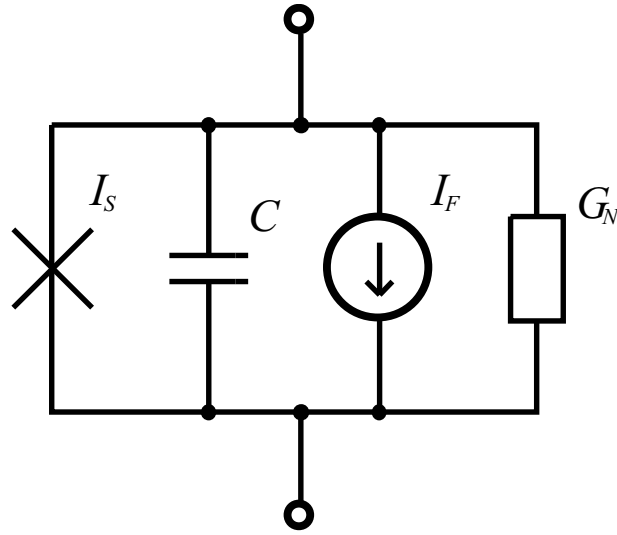


Рис. 0.2. Резистивная модель джозефсоновского перехода.

1. Для переходов с непосредственной проводимостью разумной альтернативы просто нет.
2. В последнее время все шире используются объекты, которые даже количественно правильно описываются резистивной моделью. Примером тому может служить джозефсоновский переход, шунтированный извне достаточно малым сопротивлением $R \ll R_N$. Если такой шунт подсоединен достаточно близко к переходу, так что суммарная индуктивность образовавшегося кольца мала для всех существующих частот ω , то эквивалентная схема шунтированного перехода будет такой же (см. Рис.0.2) с одной заменой G_N на G . Видно, что получившуюся схему можно рассматривать как джозефсоновский переход с линейной зависимостью $I_N(V) = GV$, $G = R^{-1}$ и новыми значениями V_C и ω_C :

$$V_C = I_C R \quad (0.17)$$

$$\omega_C = \frac{2e}{\hbar} I_C R \quad (0.18)$$

Такие шунтированные переходы получили широкое распространение, поскольку их параметр емкости $\beta_C = \frac{2e}{\hbar} I_C R^2 C$ может быть

существенно меньше, чем в исходном переходе. Поэтому, шунтируя туннельные переходы с $\beta_C \gg 1$ резистором величиной $R \ll R_N \beta_C^{-1/2}$ мы получаем переходы с хорошими джозефсоновскими свойствами и малой нормированной емкостью ($\beta_C \leq 1$), весьма удобные для целого ряда применений. Среди достоинств таких переходов не последнее место занимает хорошая точность их описания простой резистивной моделью, что позволяет относительно легко предсказывать их различные характеристики.

3. Поведение джозефсоновских переходов, построенных на базе высокотемпературных сверхпроводников типа YBCO идеально описываются резистивной моделью.

0.4 Два джозефсоновских перехода в сверхпроводящем кольце, СКВИД постоянного тока

Включение в сверхпроводящее кольцо двух джозефсоновских переходов вызывает возникновение ряда важных особенностей макроскопической квантовой интерференции в сверхпроводниках. Наиболее важной из этих особенностей является то, что среднее напряжение между двумя частями такого кольца $\bar{V}_1 = \bar{V}_2 = v$ может быть отлично от нуля. Поэтому такая система может характеризоваться своей ВАХ, причем вид ВАХ существенно зависит от величины потока Φ_E , приложенного к кольцу внешнего поля B_E .

Из-за модуляции вольт-амперной характеристики магнитным потоком внешнего магнитного поля, очевидно, что, в основном, двухконтактные интерферометры находят применение в чувствительных детекторах магнитного поля. Такие системы называются СКВИДами (англ. SQUID = Superconducting QUantum Interference Device). В отличии

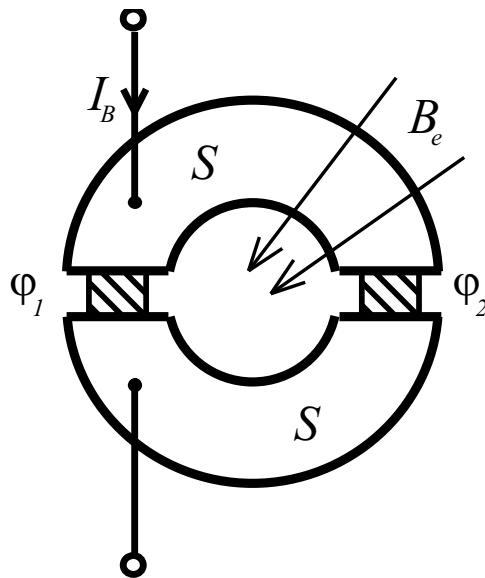


Рис. 0.3. Двухконтактный сверхпроводящий квантовый интерферометр.

от СКВИДов на одноконтактных интерферометрах, здесь сигнал можно снимать на постоянном токе, поэтому двухконтактные СКВИДы часто называют СКВИДами постоянного тока (англ. DC SQUIDS) [23].

В СКВИД, помимо самого интерферометра, также входит электронная схема усиления, речь о которой пойдет в следующем параграфе. На Рис.0.4 изображена принципиальная схема СКВИДа постоянного тока.

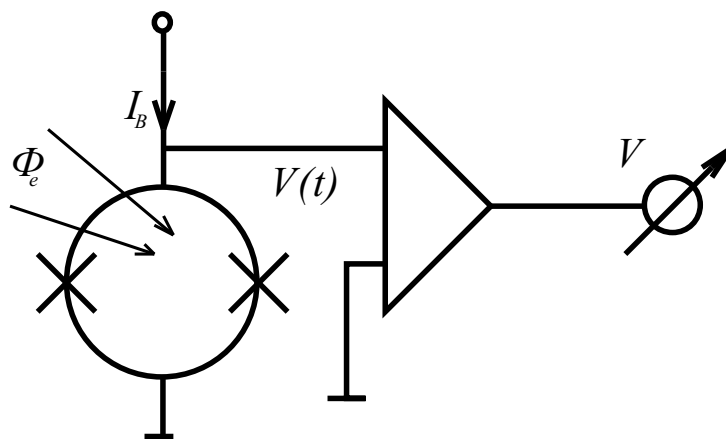


Рис. 0.4. Базисная схема СКВИДа постоянного тока.

Стоит также отметить, что часто в литературе двухконтактные сверхпроводящие квантовые интерферометры так же называют

СКВИДами.

0.4.1 Модель двухконтактного СКВИДа

Наиболее удобным при использовании является вариант симметричного двухконтактного интерферометра. То есть критические токи и сопротивления двух переходов в кольце равны, и индуктивность распределена равномерно по петле СКВИДа. В [27], [28] при построении полной теории двухконтактного СКВИДа рассматривается более общий несимметричный случай. Из теории видно, что именно симметричный вариант наиболее выгоден для использования. Модель СКВИДа постоянного тока базируется на трех положениях:

- Оба перехода в кольце описываются резистивной моделью.
- Полный ток через устройство равен сумме токов через переходы $I = I_1 + I_2$.
- Магнитный поток, пронизывающий кольцо интерферометра равен:

$$\Phi = m\Phi_0 + \frac{\Phi_0}{2\pi}(\varphi_1 - \varphi_2) = \Phi_E + L\frac{I_1 - I_2}{2} \quad (0.19)$$

где Φ - полный магнитный поток в кольце интерферометра, Φ_E - внешний магнитный поток, приложенный к СКВИДу, $(\varphi_1 - \varphi_2)$ - разность фаз двух переходов.

Обозначим $\nu = (\varphi_1 + \varphi_2)/2$ и $\chi = (\varphi_1 - \varphi_2)/2$. Производная по времени от ν пропорциональна напряжению на двух переходах, $\frac{d\nu}{dt^*} = \frac{V}{R_N I_C}$. χ пропорциональна полному магнитному потоку в петле СКВИДа, $\chi = \pi \frac{\Phi}{\Phi_0}$. Используя обозначение $\beta_L = \frac{2LI_C}{\Phi_0}$, где L - индуктивность петли интерферометра, можно записать уравнения динамики СКВИДа

ПОСТОЯННОГО ТОКА:

$$\beta_C \frac{d^2 \nu}{dt^{*2}} + \frac{d\nu}{dt^*} + \sin \nu \cos \chi = \frac{1}{2} i + i_{f,\nu} \quad (0.20)$$

$$\beta_C \frac{d^2 \chi}{dt^{*2}} + \frac{d\chi}{dt^*} + \cos \nu \sin \chi + \frac{2}{\pi \beta_L} (\chi - \chi_E) = i_{f,\chi} \quad (0.21)$$

где $\chi_E = \pi \frac{\Phi_E}{\Phi_0}$. Здесь введены два некоррелированных источника тепловых шумов $i_{f,\nu}$ и $i_{f,\chi}$. Спектральная плотность каждого из них $s_{i,\nu} = s_{i,\chi} = 2\Gamma$. Такое разделение связано с тем, что в двухконтактном интерферометре тепловые шумы могут быть связаны как с сонаправленным движением тока (ν) через переходы в петле, так и с круговым (χ).

Полный анализ нелинейных дифференциальных уравнений второго порядка (0.20), (0.21) предполагает компьютерное моделирование и различные аппроксимации [27] - [31]. В пределе $\Gamma = 0$, $\beta_L \ll 1$ и $\beta_C \approx 0$ уравнение (0.20) может быть аналитически проинтегрировано:

$$\langle V \rangle = \frac{R_N}{2} \sqrt{I^2 - (2I_C \cos \frac{\pi \Phi_E}{\Phi_0})^2}, I > 2I_C \quad (0.22)$$

$$\langle V \rangle = 0, I < 2I_C \quad (0.23)$$

Из (0.22), (0.23) видно, что СКВИД ведет себя как одиночный переход с критическим током, зависимым от внешнего магнитного потока $2I_C \cos \frac{\pi \Phi_E}{\Phi_0}$ и нормальным сопротивлением R_N . Модуляция критического тока равна $\Delta I_C = 2I_C$ при $\beta_L \ll q$. При больших β_L модуляция критического тока подчиняется выражению [31]:

$$\Delta I_C = \frac{2I_C}{1 + \beta_L} \quad (0.24)$$

0.4.2 Шум и энергетическое разрешение

Доминирующим шумом в СКВИДе является тепловой шум, приходящий из сопротивлений, шунтирующих переходы. То есть шунтирующие сопротивления генерируют шум, который пронизывает индуктивность петли СКВИДа и оба перехода, поэтому нет возможности

отделить шум сопротивлений от шума туннельных переходов. Спектральная плотность шума по напряжению на двухконтактном СКВИДе дается выражением [29]:

$$s_V = \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2I_C}{I}\right)^2\right] [R_d^2 + V_\Phi^2 \frac{L^2}{4}] \frac{8k_B T}{R_N} \quad (0.25)$$

Это выражение верно при токе смещения $I_B > 2I_C$, $\beta_L \ll 1$, на рабочих частотах значительно меньших, чем характерная частота джозефсоновской генерации в переходах $f_J = \frac{2eV}{h} = 483.6$ МГц/мкВ. $R_d = \frac{\partial V}{\partial I}$ - динамическое сопротивление в рабочей точке, $V_\Phi = \frac{\partial V}{\partial \Phi}$ - передаточная функция магнитного потока в напряжение на интерферометре. При работе со СКВИД системами и их оптимизации выражение (0.25) очень удобно для сравнения измеренных шумовых свойств систем с теорией, так как в него входят только измеряемые величины. Так же стоит отметить, что небольшое увеличение значения β_C ведет к небольшому уменьшению шума, по сравнению с шумом, даваемым формулой (0.25), но значительные увеличения β_C могут привести к появлению резонансов и разрушить характерное поведение СКВИДа. Симуляции показывают, что оптимум находится в промежутке $1 < \beta_C < 2$ [33].

Наиболее общей шумовой характеристикой СКВИДа является внутренняя энергетическая чувствительность в единице полосы пропускания, то есть энергетическое разрешение СКВИДа:

$$\varepsilon = \frac{S_\Phi}{2L} = \frac{s_V}{2LV_\Phi^2} \quad (0.26)$$

где S_Φ - спектральная плотность эквивалентного шума магнитного потока в петле. Энергетическое разрешение позволяет сравнивать чувствительности различных СКВИДов между собой и с чувствительностями других детекторов.

Оптимальные параметры могут быть найдены численным моделированием уравнений (0.21), (0.22). Наименьшее энергетическое

разрешение у СКВИДа получается при $\beta_L \ll 1$ и $1 < \beta_C < 2$ [27]. Наиболее часто используемая оценка дает немного завышенный результат из-за того, что она выведена при $\beta_C \approx 0$, но несмотря на это она очень удобна при сравнении измеренных результатов с теорией:

$$\varepsilon = 9k_B T \frac{L}{R_N} = 4.5\Phi_0 \frac{k_B T}{I_C R_N} \quad (0.27)$$

Из (0.27) видно, что для лучшего энергетического разрешения нужно увеличивать R_N , но это ограничено параметром β_C и в случае использования туннельных переходов их шунтированием для избежания гистерезиса в них (получение переходов, описываемых резистивной моделью). Так же из (0.27) четко видно, что энергетическое разрешение ограничено отношением теплового шума к характеристическому напряжению $I_C R_N$, поднятие которого ограничено тем же.

0.5 Электроника с обратной связью для СКВИДа постоянного тока

Сверхпроводящие квантовые интерференционные устройства обычно работают в электронике с замкнутой обратной связью (так же употребляется термин "в захвате") [33]. Электроника усиливает сигнал малого уровня с петли СКВИДа до приемлевого уровня без значительного добавления шумов и линеаризует переходную функцию V_Φ СКВИДа для обеспечения большего динамического диапазона в работе.

0.5.1 Схема обратной связи

На Рис.0.5 изображена типичная сигнальная характеристика СКВИДа. Видно, что она периодична по магнитному потоку с периодом, равным кванту магнитного потока Φ_0 . Разность минимального и максимального значений напряжения на петле СКВИДа при модуляции

V_{pp} довольно мало и находится, как правило, в диапазоне от 10 до 50 мкВ.

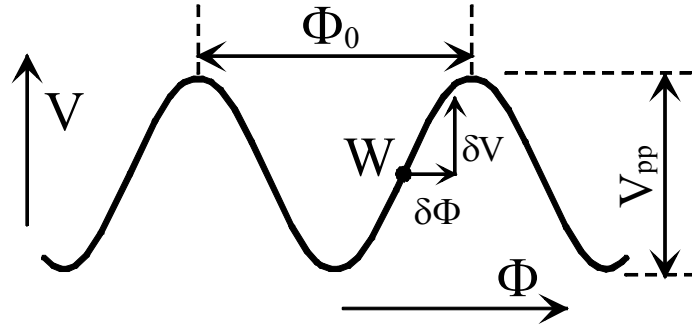


Рис. 0.5. Вольт-полевая характеристика СКВИДа.

В принципе, исходя из сигнальной характеристики на Рис.0.5, СКВИД можно уже использовать, но только в очень небольшом диапазоне напряжений сигнала. Если взять рабочую точку в точке W, то небольшое изменение внешнего магнитного потока $\delta\Phi_E$ будет создавать пропорциональное изменение напряжения $\delta V = V_\Phi \delta\Phi_E$. Но, тем не менее, пропорциональность между магнитным потоком в петле СКВИДа и напряжением на нем будет сохраняться только в небольшом диапазоне $\delta\Phi_E$:

$$\Phi_{lin} = \frac{V_{pp}}{|V_\Phi|} \leq \frac{\Phi_0}{\pi} \quad (0.28)$$

Суммируя выше сказанное, ясно, что для правильного функционирования СКВИДа нужна электроника, усиливающая малые напряжения и линеаризующая вольт-полевую характеристику (FLL, от англ. Flux Locked Loop). Базисная схема такой электроники показана на Рис.0.6.

В электронике всегда должны присутствовать два основных элемента - предусилитель для усиления сигнала со СКВИДа и интегратор для реализации обратной связи. Очевидно так же, что для реализации обратной связи, рядом с петлей СКВИДа нужно размещать катушку обратной связи

M_f , которая должна быть правильно согласована с электроникой через сопротивление обратной связи R_f .

Электроники к СКВИДам постоянного тока бывают двух типов: схемы с прямым усилением сигнала со СКВИДа и модуляционные схемы, в которых сигнал в петле СКВИДа модулируется более высокой частотой, потом усиливается в предусилителе и детектируется на выходе.

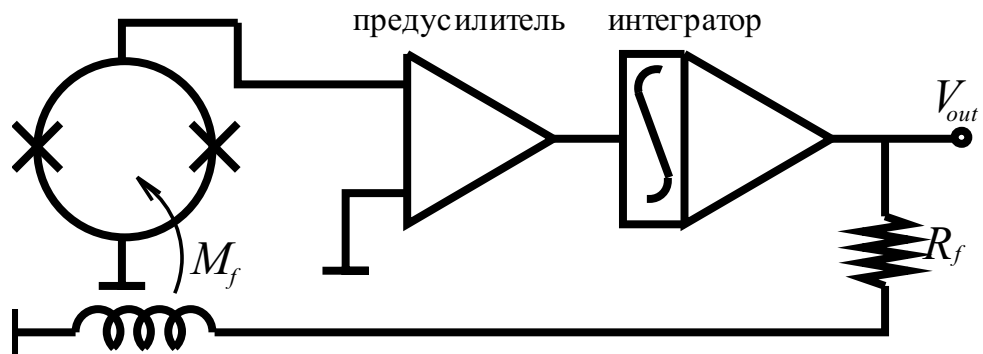


Рис. 0.6. Базисная схема СКВИДа с обратной связью.

0.5.2 Шум, добавляемый услителем в электронике

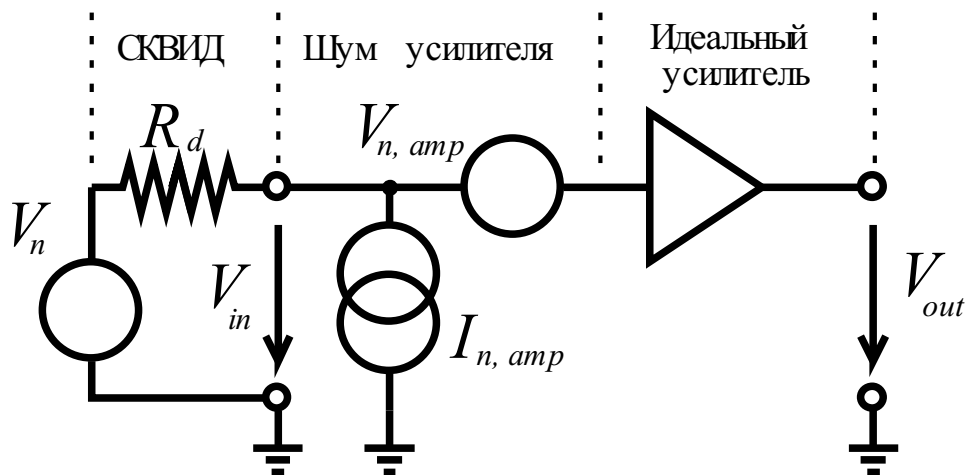


Рис. 0.7. Шумовая модель усилителя сигнала с петли интерферометра.

Итак, очевидно, что устройством СКВИД правильнее всего называть сверхпроводящий двухконтактный интерферометр с подключенной на его выход электроникой и замкнутой обратной связью. Тогда сразу же

становится понятно, что помимо шумов в петле с двумя джозефсоновскими переходами необходимо брать во внимание и шумы в электронике. Если рассмотреть шумовую модель усилителя сигнала в электронике к СКВИДу, то становится ясно, что шумовое напряжение на концах интерферометра включает в себя не только собственный шум, но и шум пришедший со входа усилителя в электронике:

$$S_{V,total}^2 = S_{V,SQUID}^2 + S_{V,amp}^2 + S_{I,amp}^2 R_d^2 \quad (0.29)$$

Так же понятно, что оптимальное динамическое сопротивление СКВИДа определяется отношением:

$$R_{d,opt} = \sqrt{\frac{S_{V,amp}^2}{S_{I,amp}^2}} \quad (0.30)$$

У правильно спроектированной и сделанной электроники входной шум определяется только шумом первого транзисторного предусилителя. Особенно это важно для электроники прямого усиления, в которой сигнал с петли СКВИДа поступает сразу на этот первый предусилитель. Лучшие значения входного шумового напряжения на сегодняшний день для электроники прямого усиления находятся на уровне $0.3 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$. В модуляционных электрониках, как правило, между выходом с интерферометра и предусилителем ставится усиливающий трансформатор, поэтому уровень шума на входе электроники еще ниже.

0.6 СКВИД-магнитометры

Технология изготовления и использования СКВИДов в настоящее время ушла далеко вперед. В большинстве используемых сегодня системах на базе низкотемпературных СКВИДов сами датчики располагаются внутри маленьких цилиндрических сверхпроводящих магнитных экранах. Многие фирмы, изготавливающие НТСП СКВИДы,

распространяют уже не просто кремниевые чипы, а устройства, закапсулированные в твердый пластиковый материал с выведенными на корпус металлическими контактами в ниобиевых или свинцовых цилиндрических экранах. Такие устройства легко монтируются внутри суперизолированных гелиевых криостатов из оргстекла. Приемные петли магнитной индукции, подсоединенные непосредственно к СКВИДам, располагаются, как правило, на дне криостатов и имеют обычно конфигурацию градиентометров. Измеряемые объекты такие как, например, сердце человека располагаются под магнитометром.

Так же наряду с НТСП СКВИДами бурно развивается в настоящее время технология изготовления ВТСП СКВИДов [34]. Они появились сравнительно недавно и обладают более высоким уровнем шума в сравнении с низкотемпературными СКВИДами, но несмотря на это постоянно совершенствуются. Примеров тому могут служить высокотемпературные СКВИДы, производимые в Юлихском технологическом центре в Германии [35], [36], [16]. ВТСП СКВИДы потенциально могут найти применение в магнитокардиографии [37], [38] и в методах неразрушающей диагностики [39], [40]. Так же высокотемпературные СКВИДы удачно используются в СКВИД-микроскопии [41] - [43].

Однако, на данный момент более распространены применения низкотемпературных СКВИДов. Уже одноканальный СКВИД-магнитометр может быть использован для построения карты пространственного распределения магнитного поля от сердца или мозга человека. Для этого потребуется последовательное измерение сигнала в различных точках вокруг измеряемого объекта. Очевидно, что это внесет ряд ограничений и неудобств в использовании СКВИД-магнитометра на практике. Поэтому развитие гелиевых магнитометрических СКВИД-

систем пошло по пути построения многоканальных систем. Первой среди них была 5-канальная система Сэма Виллиамсона из компании ВТi, сделанная в 1983 году. Позже эта компания сделала две 37-канальных системы, помещенных в один большой гелиевый криостат так, чтобы можно было располагать их с двух сторон от головы человека для измерения магнитоэнцефалограммы мозга. Помимо этого еще в разных местах земного шара в институтах были созданы многоканальные СКВИД-системы для измерения биоманнитных сигналов [44] - [53].

Настоящий прорыв в применении СКВИДов для измерения магнитокардиограммы мозга человека наступил когда появились гелиевые дюары в форме шлема. Внутри такого дюара помещалась система из более чем сотни СКВИДов, охватывающих почти полностью поверхность головы. Это позволило производить измерения сигналов от всех частей головного мозга одновременно. Сегодня существует три коммерческие компании, производящие многоканальные СКВИД-системы для магнитоэнцефалографии: Biomagnetic Technologies Inc. в США, STF Systems Inc. в Канаде и Neuromag Ltd. в Финляндии.

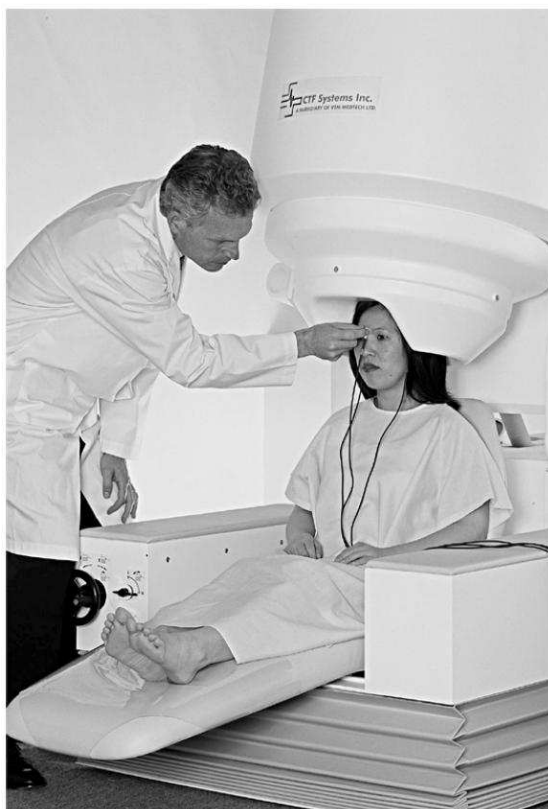


Рис. 0.8. 304-канальная СКВИД-система для измерения магнито-энцефалограммы мозга человека.



Рис. 0.9. 12-канальная СКВИД-система для измерения магнито-кардиограммы сердца человека.

Глава 1

Работа ВТСП СКВИДа в неэкранированном пространстве

1.1 ВТСП СКВИД-магнитометры нового типа в работе с модуляционной СКВИД-электроникой

Вся работа по созданию электронного градиентометра для измерения магнитного поля от различных органов человека была начата с настройки стабильной работы в неэкранированном пространстве высокотемпературного СКВИДа нового поколения НТМ-8, созданного в Юлихском технологическом центре [16]. Чувствительность по индукции магнитного поля у этого датчика, находящегося в жидком азоте, настолько велика, что может быть вполне сравнима с чувствительность низкотемпературных датчиков. Рекордные значения измеренных собственных шумов датчиков типа НТМ-8 равны 15 фТл/Гц^{1/2} на частотах выше 10 Гц и 30 фТл/Гц^{1/2} на частоте 1 Гц [17].

Основой СКВИД-магнитометра нового типа является ВТСП ПТ-СКВИД. В Юлихском технологическом центре были разработаны и изготовлены ВТСП ПТ-СКВИДы на основе квазипланарных и бикристаллических джозефсоновских переходов, напыленных, соответственно на нетитлованные монокристаллические или бикристаллические подложки SrTiO₃ методом напыления при высоком давлении кислорода. Пример полученной с помощью сканирующего электронного микроскопа фотографии ВТСП ПТ-СКВИДа на основе

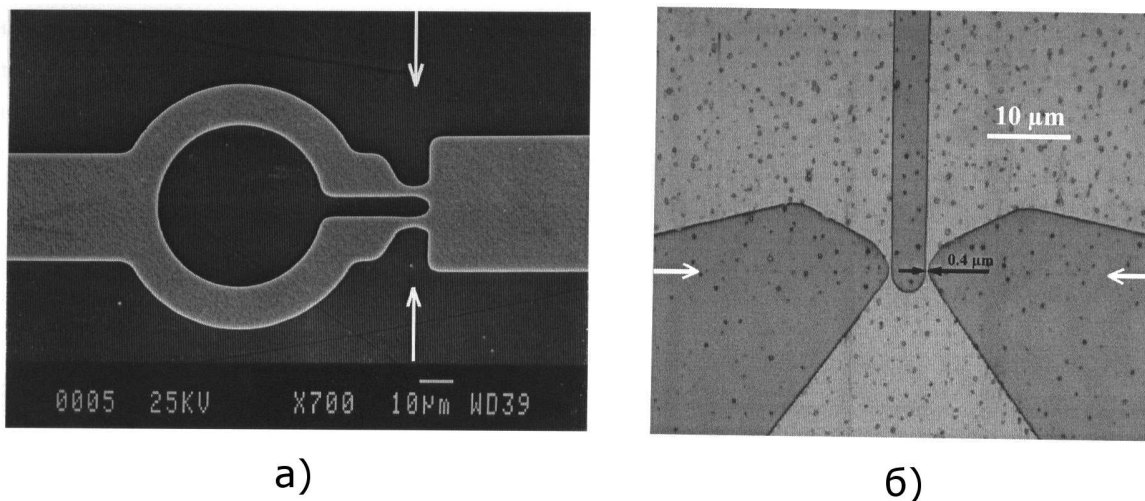


Рис. 1.1. а) Полученная с помощью сканирующего электронного микроскопа фотография автономного ПТ-СКВИДа с бикристаллическими переходами. Стрелками указано положение бикристаллической границы. б) Фотография области ПТ-СКВИДа с бикристаллическими джозефсоновскими переходами шириной 0.4 мкм.

бикристаллических джозефсоновских переходов представлен на Рис.1.1.

Используемые для ПТ-СКВИДов пленки YBCO имеют *c*-ориентацию, критическую плотность тока выше 5×10^6 А/см² при 77.4 К и температуру сверхпроводящего перехода выше 91 К. Джозефсоновские переходы имеют ширину 0.4 мкм и критический ток в диапазоне от 10 до 50 мкА. Размах сигнальной характеристики СКВИДа - около 50 мкВ, т.е. максимальный коэффициент наклона сигнальной характеристики СКВИДа $\frac{\partial V_{SQUID}}{\partial \Phi}$ приблизительно равен $150 \text{ мкВ}/\Phi_0$.

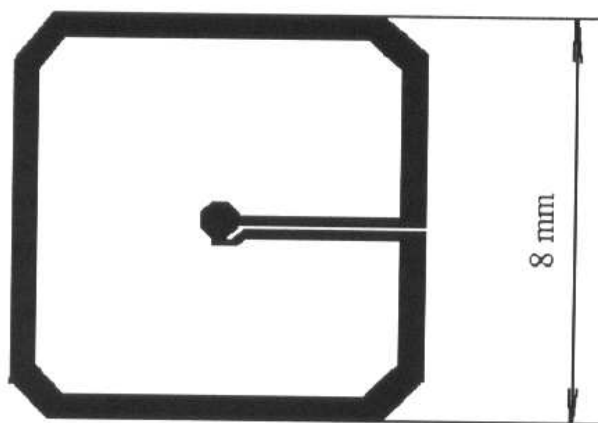


Рис. 1.2. ПТ-СКВИД и трансформатор пока с 8-мм приёмной катушкой.

Так же в СКВИД-магнитометре типа НТМ-8 по сравнению со стандартными ВТСП СВИД-датчиками увеличена чувствительность по магнитному полю. Простейшим способом увеличить полевою чувствительность СКВИДов является использование автотрансформаторной связи с приемной катушкой [18, 19]. Однако, для НТМ-8 датчиков в Юлихском технологическом центре применяются специальные накладные тонкопленочные трансформаторы потока, имеющие многовитковые катушки связи с размером 8 мм (Рис.1.2). Трансформаторы потока изготавливаются на подложках LaAlO_3 или SrTiO_3 с ориентацией (100).

У магнитометров типа НТМ-8 приемная катушка имеет индуктивность 20 нГн. Соответствующий динамический диапазон магнитометров НТМ-8 ограничен критическим током трансформатора и составляет около $B_{max} \approx 2\Phi_{pu}/S_{pu} = 2L_{pu}I_C/S_{pu} \approx 60$ мкТл (пик-пик). Такой динамический диапазон позволяет без отогрева проводить чувствительные измерения с использованием НТМ-8 магнитометров, помещенных в земное магнитное поле.

В случае изменений магнитного поля через приемную петлю магнитометра превышающих его динамический диапазон происходит проникновение магнитного потока а петлю трансформатора, сопровождающееся движением вихрей Абрикосова. Данное движение вихрей резко увеличивает 1/f-шум магнитометра, что проявляется на сигнальной характеристике в виде так называемого телеграфного шума. Движение вихрей и связанный с этим телеграфный шум могут продолжаться неограниченно долгое время, зависящее в основном от микроструктурных характеристик используемых ВТСП пленок.

Для устранения шума, вызванного движением вихрей, необходим временный отогрев магнитометра до температуры выше 91 К -

температуры сверхпроводящего перехода пленок. В результате отогрева магнитометра устраняется неравновесное распределение вихрей магнитного потока в магнитометре. Последующее охлаждение магнитометра в постоянном магнитном поле, как правило, замораживает в сверхпроводнике равновесное распределение потока данного магнитного поля. Магнитный поток распределяется по отверстиям (петлям) и центрам пиннинга сверхпроводника наиболее устойчивым образом. Движение вихрей и связанный с ним шум в условиях равновесного распределения магнитного потока отсутствуют.

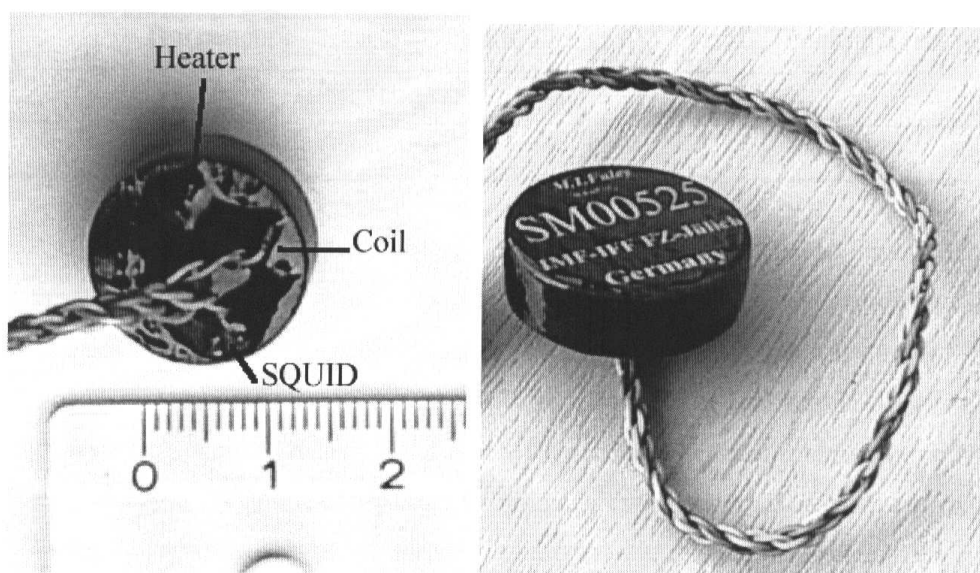


Рис. 1.3. Фотография закапсулированных СКВИД-магнитометров типа НТМ-8 с гибкими электрическими проводами для СКВИДа, катушки обратной связи и нагревателя.

Так же в Юлихском технологическом центре разработана методика капсулирования ВТСП флип-чип магнитометров. На Рис.1.3 представлены фотографии закапсулированным магнитометров типа НТМ-8. Вакуумно-плотные капсулы содержат помимо флип-чип магнитометров также катушки обратной связи и нагреватели. В качестве нагревателя служит немагнитный платиновый термометр. Соединение капсулы со СКВИД-электроникой осуществляется посредством гибкого кабеля, содержащего три пары проводов: по паре проводов на СКВИД, катушку обратной

связи и нагреватель, соответственно. Капсулирование позволяет проводить отогрев магнитометров не вынимая их из жидкого азота. Кроме того, капсулирование улучшает шумовые свойства магнитометров также за счет демпфирования флуктуаций температуры СКВИДов обусловленный кипением азота. Капсулирование также позволяет достичь долговременной стабильности характеристик магнитометров и удобства их практического использования. Диаметр капсулы 8-мм магнитометра равен 18 мм, толщина - 7 мм.

Итак, чувствительность по индукции магнитного поля имеющихся у нас датчиков типа НТМ-8 почти на порядок больше, чем чувствительность стандартных ВТСП-СКВИД-датчиков, за счет следующих отличительных свойств. Во-первых, в используемых нами датчиках у СКВИДа размах сигнальной характеристики увеличен до 50 мкВ, и коэффициент преобразования входного магнитного потока в петле СКВИДа в выходное напряжение $\frac{\partial V_{SQUID}}{\partial \Phi}$ составляет значение порядка оценочного $\pi V_{pp}/\Phi_0 \approx 150$ мкВ/ Φ_0 . Во-вторых, коэффициент преобразования индукции магнитного поля в магнитный поток в петле СКВИДа увеличен в несколько раз за счет применения тонкопленочного концентратора магнитного потока. Величина $\frac{\partial B}{\partial \Phi}$ в СКВИД-магнитометрах составляет 2.8 нТ/ Φ_0 [16, 17] (Φ_0 - квант магнитного потока), а чувствительность датчиков по абсолютному магнитному полю находится на уровне 50 фТл/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$, что сравнимо с характеристиками современных низкотемпературных СКВИД-магнитометров. Таким образом, собственный шум СКВИД-магнитометров типа НТМ-8, на базе которых в данной работе построен электронный градиентометр находится на уровне 18 мк Φ_0 / $\Gamma\text{ц}^{1/2}$. Все основные характеристики СКВИД-магнитометров, являющихся основой для данной работы еще раз перечислены в таблице:

Параметр	Значение
Размах сигнальной характеристики	50 мкВ
Наклон $\frac{\partial V_{SQUID}}{\partial \Phi}$	150 мкВ/ Φ_0
Величина $\frac{\partial B}{\partial \Phi}$	2.8 нТ/ Φ_0
Чувствительность по магнитному полю	50 фТл/ $\Gamma_{\text{ц}}^{1/2}$
Собственный шум	18 мк Φ_0 / $\Gamma_{\text{ц}}^{1/2}$
Эффективная площадь	0.7 мм ²
Коэффициент связи катушки обратной связи	2.5 мкА/ Φ_0

Работать в открытом пространстве в условиях индустриального города с таким магнитометром сложно, поскольку, например, амплитуда сигнала на частоте 50 Гц в неэкранированном пространстве составляет величину около 200 нТл. Это соответствует примерно 200 квантам магнитного потока в петле СКВИДа, а типичное значение динамического диапазона стандартного магнитометрического канала, как правило, не выходит за рамки $\pm 50\Phi_0$ [32]. Таким образом, задачей обеспечения устойчивой работы СКВИД-магнитометра в открытом пространстве является увеличение динамического диапазона стандартной модуляционной СКВИД-электроники при сохранении высокой чувствительности магнитометра.

Для правильной работы с высокотемпературными СКВИД-датчиками типа НТМ-8 в условиях неэкранированного пространства нами был создан новый вариант модуляционной СКВИД-электроники. На Рис.1.5 представлена функциональная блок-схема устройства.

1.1.1 Принцип работы Модуляционной СКВИД-электроники

Несмотря на то, что модуляционная схема СКВИД-электроники была впервые предложена в 1976 г. [33], она до сих пор остается

более широко используемой, чем появившаяся позднее схема с прямым усилением [32]. Основным преимуществом модуляционной схемы является возможность применения согласующего трансформатора перед первым каскадом усиления в электронике, что полезно по двум причинам (см. рис.1.5). Во-первых, это увеличивает выходной импеданс СКВИДа в k^2 раз, (k - коэффициент трансформации трансформатора), что переводит полевой транзистор в первом каскаде усиления в более благоприятный режим его работы с сопротивлением порядка 1 кОм на входе. Во-вторых, сам трансформатор усиливает сигнал в k раз, выступая в качестве малошумящего усилителя. Важным преимуществом модуляционной схемы является исключение из выходного сигнала низкочастотных шумов усилителей типа $1/f$.

Принцип работы модуляционной схемы СКВИД-электроники состоит в следующем. На СКВИД подается смещение по току (переменное или постоянное), незначительно превышающее значение удвоенного критического тока джозефсоновских переходов СКВИДа, которое определяет положение рабочей точки на резистивном участке вольт-амперной характеристики (ВАХ), чувствительном к изменению магнитного потока в СКВИДе. Одновременно на СКВИД поступают опорный сигнал величиной $0.5\Phi_0$ на частоте модуляции (через катушку обратной связи) и измеряемый полезный сигнал в полосе от нуля до нескольких десятков килоГерц (через входную катушку). Промодулированный низкочастотным сигналом сигнал модуляционной частоты усиливается и поступает на один из входов умножителя, на второй вход которого также подается опорный сигнал на модуляционной частоте. Сигналы, поступившие на входы умножителя, перемножаются, происходит демодуляция низкочастотного сигнала и в результате на выходе микросхемы получается усиленный измеряемый сигнал. Если обратная

связь разомкнута, то после умножителя полезный сигнал поступает на выход электроники. В этом режиме, например, можно увидеть на экране осциллографа усиленную сигнальную характеристику СКВИДа, если на входную или модуляционную катушку СКВИДа подать тестовый низкочастотный сигнал определенной амплитуды. Это свойство работы модуляционной схемы используется при настройке рабочей точки на ВАХ СКВИДа по току смещения. Достижение максимальной амплитуды тестового сигнала на выходе схемы при изменении тока смещения означает, что в данной рабочей точке значение крутизны преобразования входного магнитного потока в выходное напряжение максимально (т.е. вклад собственных шумов СКВИДа в выходной сигнал минимален).

После замыкания обратной связи сигнал с выхода умножителя поступает на интегратор и после него в катушку обратной связи СКВИДа. Электроника вместе со СКВИДом начинает работать как "ноль-детектор", компенсируя сигналом в катушке обратной связи изменение магнитного потока, поступающего на СКВИД через входную катушку. На выходе электроники в этом случае можно видеть сигнал, пропорциональный индукции магнитного поля, детектируемой СКВИДом. Режим с замкнутой обратной связью является основным рабочим режимом при детектировании магнитных полей с помощью СКВИД-датчиков. СКВИД-датчик с электроникой в режиме работы с замкнутой обратной связью часто называют просто СКВИД-магнитометром.

Диапазоны частот всех сигналов, на регистрацию которых может быть ориентирован разрабатываемый магнитометрический канал, лежат в низкочастотной области, не превышающей нескольких кГц. Поэтому полосу рабочих частот СКВИД-электроники мы ограничили величиной около 100 кГц. Амплитудно-частотная характеристика СКВИД-магнитометра в общем случае зависит от четырех параметров системы:

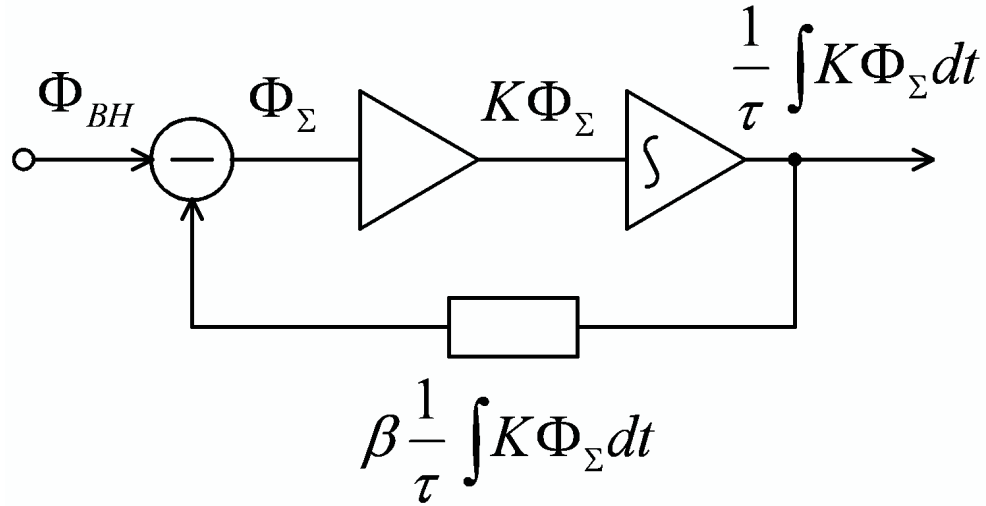


Рис. 1.4. Идеализированная схема работы СКВИД-электроники в режиме замкнутой обратной связи.

коэффициента преобразования входного магнитного потока в выходное напряжение СКВИДа $\frac{\partial V_{SQUID}}{\partial \Phi}$, коэффициента усиления электроники G , постоянной времени интегратора τ и глубины обратной связи $(\frac{\partial V_{OUT}}{\partial \Phi})^{-1}$ (см. Рис.1.4). Суммарный поток в петле СКВИДа можно описать следующим уравнением:

$$\Phi_{\Sigma} = \Phi_{ВН} - \frac{\beta K}{\tau} \int \Phi_{\Sigma} dt \quad (1.1)$$

где $\beta = (\frac{\partial V_{OUT}}{\partial \Phi})^{-1}$, $K = (\frac{\partial V_{SQUID}}{\partial \Phi})$ и $\Phi_{ВН}$ - поток от внешнего магнитного моля. Если рассмотреть идеальный случай гармонического сигнала, т.е. $\Phi_{ВН} = \Phi_{ВН0} e^{i\omega t}$ и $\Phi_{\Sigma} = \Phi_{\Sigma0} e^{i\omega t}$, и затем продифференцировать уравнение (1.1), получается:

$$\frac{\Phi_{\Sigma0}}{\Phi_{ВН0}} = \frac{i\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + i\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (1.2)$$

где $\omega_0 = \frac{\beta K}{\tau}$. Отсюда видно, что ω_0 является частотой, на которой сигнал уменьшается на 6дБ, т.е. рабочую полосу частот f_{bw} системы можно оценить формулой:

$$f_{bw} = \frac{\beta K}{2\pi\tau} \quad (1.3)$$

В идеализированной схеме работы СКВИД-электроники в режиме замкнутой обратной связи не учитывалась задержка сигнала в цепи

обратной связи, которая так же влияет на рабочую полосу. В работе [32] было показано, что при оптимальной настройке канала правую часть в (1.3) следует умножить на коэффициент 2.25. Тогда ширина полосы пропускания f_{bw} СКВИД-магнитометра описывается простой формулой:

$$f_{bw} = 0.36 \frac{\beta K}{\tau} \quad (1.4)$$

1.1.2 Реализация Модуляционной СКВИД-электроники

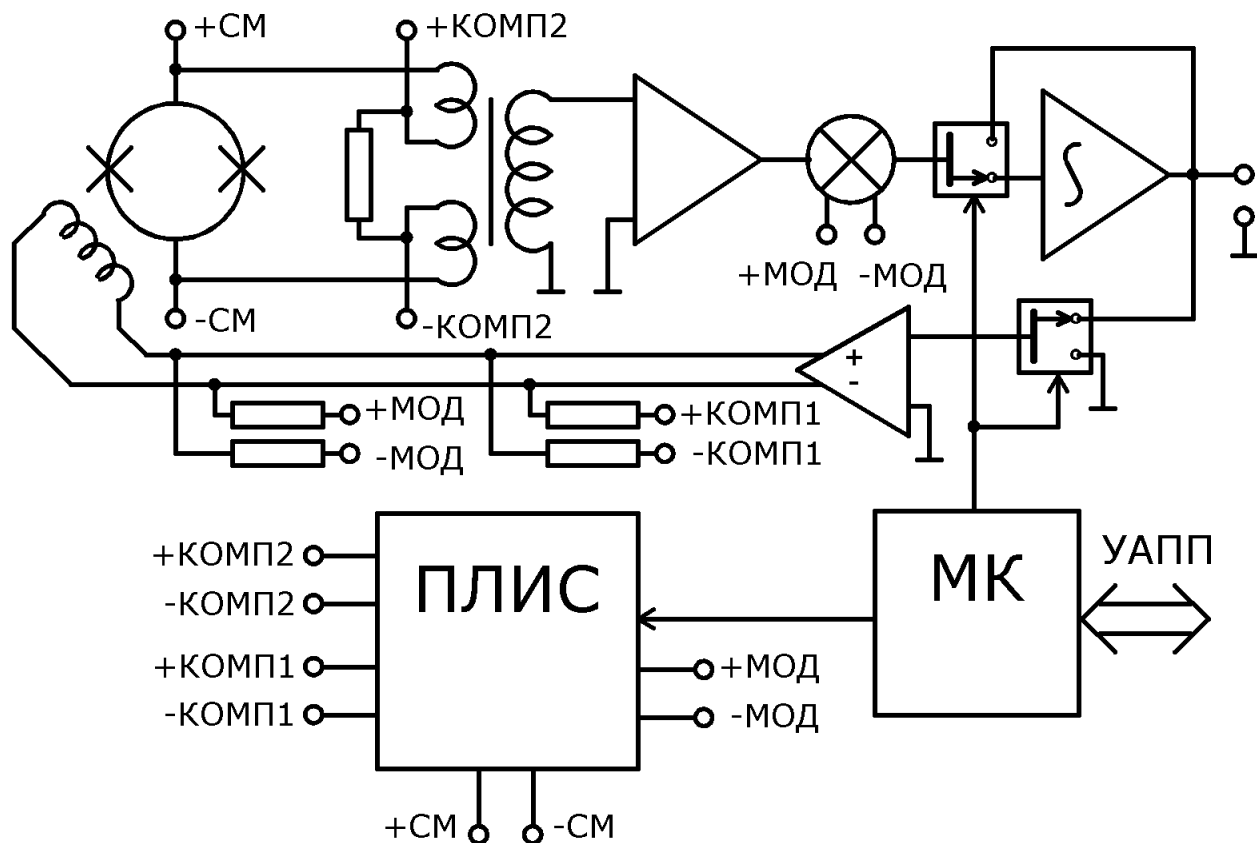


Рис. 1.5. Функциональная блок-схема нового варианта модуляционной СКВИД-электроники.

На Рис.1.5 показана функциональная блок-схема новой модуляционной СКВИД-электроники, а на Рис.1.9 изображена фотография одного из реализованных вариантов.

Первый каскад усиления в СКВИД-электронике всегда играет самую важную усилительную роль, так как именно им определяется

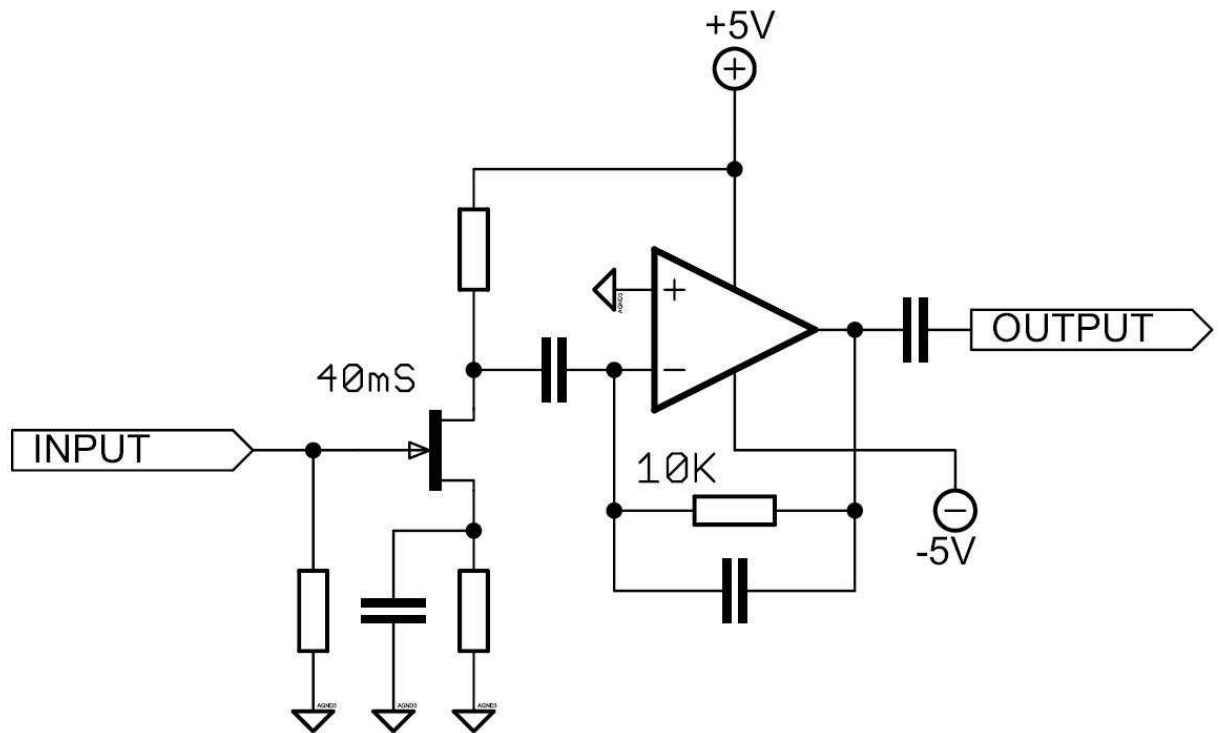


Рис. 1.6. Принципиальная схема первого каскада усиления в модуляционной СКВИД-электронике.

входной шум электроники. В нашей электронике он выполнен на базе n-канального полевого транзистора (n-Channel JFET) 2SK369 (см. Рис. 1.6). Входной шум по напряжению у этого транзистора не превышает $1 \text{ нВ}/\text{Гц}^{1/2}$. Учитывая трансформатор, стоящий после СКВИДа перед первым каскадом усиления в электронике, с отношением витков $2 : 50$ и коэффициент наклона сигнальной характеристики СКВИДа $\frac{\partial V_{\text{SQUID}}}{\partial \Phi} = 150 \text{ мкВ}/\Phi_0$, легко подсчитать, что шум в петле СКВИДа, привносимый транзистором, намного меньше собственного шума СКВИДа и равен $\approx 0.5 \text{ мк}\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$.

Типичное значение передаточного коэффициента у используемого транзистора равно 40 мСм , а преобразователь тока в напряжение на операционном усилителе, стоящем за транзистором замкнут на 10 кОм . Таким образом коэффициент усиления по напряжению первого каскада усиления в электронике равен 400 . Учитывая трансформатор с отношением витков $2 : 50$ мы имеем коэффициент усиления 10^4 . Также в канале

присутствует после еще 1 бuderный усилитель с коэффициентом 6. Окончательный линейный коэффициент усиления по напряжению в нашей СКВИД-электронике равен 60000.

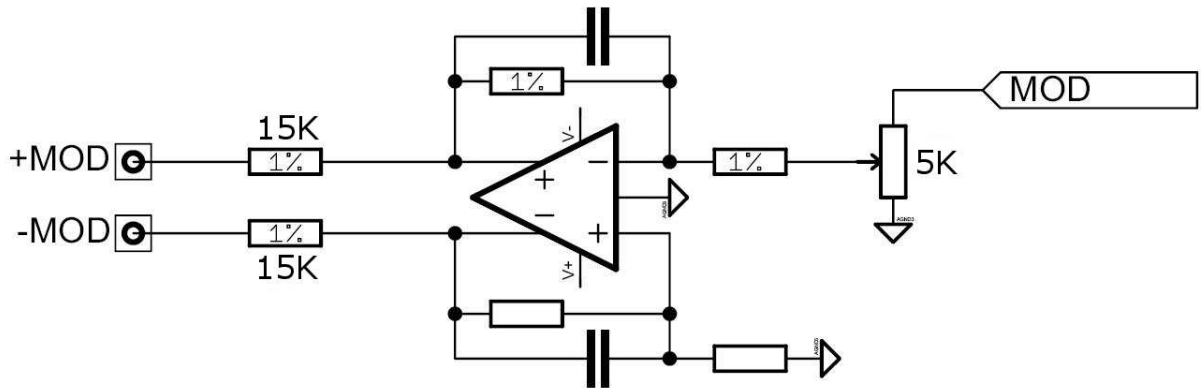


Рис. 1.7. Принципиальная схема тракта обратной связи в модуляционной СКВИД-электронике.

Важным для любой СКВИД-электроники является тракт обратной связи (см. Рис. 1.7). В нашем варианте он реализован в виде аттенюатора и повторителя на операционном усилителе. Выходное напряжение с этого повторителя, пропорциональное измеряемому сигналу, поступает в катушку обратной связи СКВИДа через сопротивление R_{OC} . Глубина обратной связи в режиме работы СКВИД-электроники с замкнутой обратной связью определяется положением аттенюатора и сопротивлением обратной связи R_{OC} . Чем большему току в цепи обратной связи соответствует выходной сигнал со СКВИД-электроники, тем сильнее глубина обратной связи и тем меньше коэффициент обратной связи. Иными словами чем меньше ослабление сигнала на аттенюаторе и чем меньше сопротивление R_{OC} , тем сильнее ток в цепи обратной связи и сильнее глубина обратной связи в канале СКВИД-электроники. При работе СКВИД-магнитометров в неэкранированном пространстве нам необходимо увеличение глубины обратной связи, так как это расширяет динамический диапазон системы по индукции измеряемого магнитного поля. Однако, расширять динамический диапазон системы, уменьшая сопротивление

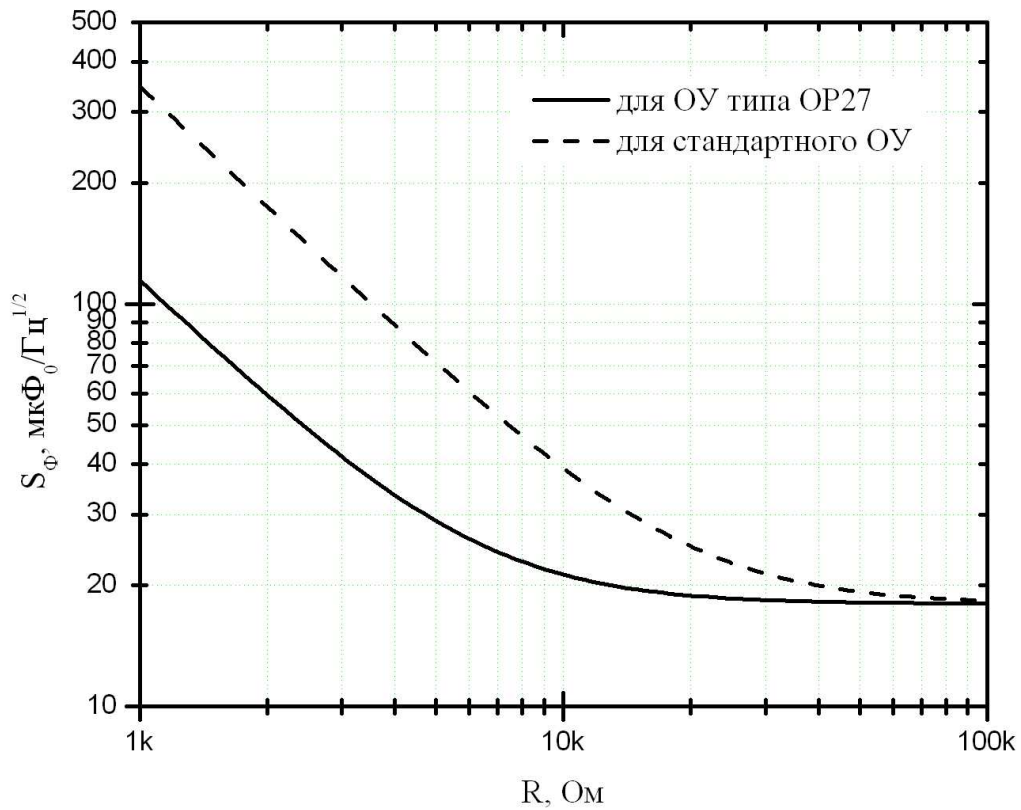


Рис. 1.8. Зависимость шума в петле СКВИДа с коэффициентом связи катушки обратной связи 2.5 мкА/Φ₀ и уровнем собственного шума 18 мкΦ₀/Гц^{1/2} от сопротивления обратной связи СКВИД-электроники для различных операционных усилителей в цепи обратной связи.

обратной связи можно лишь до тех пор, пока выходной шум операционного усилителя в тракте обратной связи не влияет на собственный шум СКВИДа. Рассмотрим предельный случай, когда аттенюатор в тракте обратной связи отсутствует. Тогда в нашем случае шумовой магнитный поток в петле СКВИДа будет равен:

$$S_{\Phi}^{total} = \sqrt{(S_{\Phi}^{SQUID})^2 + \frac{S_V^2}{R_{OC}^2 (\frac{\partial I}{\partial \Phi})^2}} \quad (1.5)$$

, где S_{Φ}^{SQUID} - собственный шум СКВИДа, равный 18 мкΦ₀/Гц^{1/2}, $\frac{\partial I}{\partial \Phi}$ - коэффициент связи катушки обратной связи в СКВИДе, равный 2.5 мкА/Φ₀, а S_V^2 - выходной шум операционного усилителя. У стандартный операционных усилителей выходной шум находится на уровне 1 мкВ/Гц^{1/2}

и лишь у некоторых, используемых в прецизионных усилителях, он доходит до $100 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$. Нами был использован операционный усилитель семейства ОР27. На Рис. 1.8 представлена зависимость шумового магнитного потока в петле СКВИДа от сопротивления обратной связи R_{OC} . Исходя из этой зависимости можно сказать, что при использовании низкошумящего операционного усилителя в тракте обратной связи собственный шум СКВИДа не увеличивается пока сопротивление обратной связи больше 12 кОм. С датчиком типа НТМ-8 это соответствует глубине обратной связи $40 \text{ мВ}/\Phi_0$.

Динамический диапазон созданного канала СКВИД-электроники с ВТСП СКВИДом типа НТМ-8 можно вычислить из отношения максимального сигнала в канале, равного $\pm 8 \text{ В}$, к шуму в петле СКВИДа в предельном случае, когда влияние шума в тракте обратной связи электроники не влияет на шум в петле СКВИДа. Исходя из графика на Рис. 1.8 это случай когда сопротивление обратной связи равно 12 кОм. Глубина обратной связи тогда равна $40 \text{ мВ}/\Phi_0$. Таким образом канала электроники со СКВИДом типа НТМ-8 составляет $\sim 150 \text{ дБ}$.

Основные характеристики разработанной СКВИД-электроники приведены в ниже:

Параметр	Значение
Полоса пропускания	от 20 кГц до 500 кГц
Скорость нарастания сигнала	$250 \text{ к}\Phi_0/\text{с}$
Динамический диапазон	150 дБ
Шум входного усилителя	$< 1 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$
Линейный коэффициент усиления	60000
Потребляемая мощность	$\sim 5 \text{ Вт}$
Физический размер	110 мм x 60 мм x 15 мм

Формирование сигналов модуляции и переменного тока смещения

(см. следующий раздел) в канале осуществляется с помощью программируемой логической электронной схемы (ПЛИС) (Рис.1.11). Это позволило сделать канал электроники компактным (размер канала электроники равен 110 мм x 60 мм x 15 мм) и реализовать правильную систему компенсирующих сигналов при работе на переменном токе смещения СКВИДа.

Управление электроникой осуществляется командами, передающимися в последовательном цифровом коде по каналу универсального асинхронного приемо-передатчика (УАПП), что позволяет управлять с помощью персонального компьютера как одним изолированным каналом, так и несколькими каналами, интегрированными в многоканальный модуль.

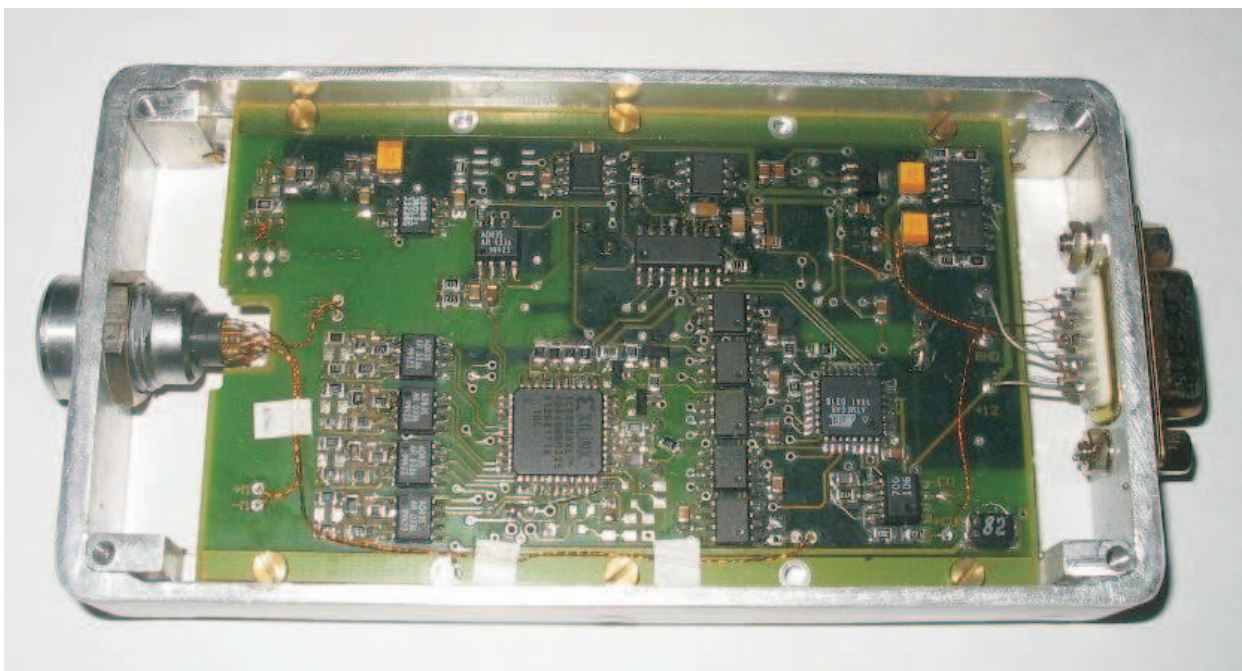


Рис. 1.9. Фотография созданной модуляционной СКВИД-электроники.

1.1.3 Схема переменного тока смещения СКВИДа

Известно, что критические токи I_C и нормальные сопротивления в резистивном состоянии R_N джозефсоновских переходов, из которых

состоят СКВИДы, подвержены низкочастотным флуктуациям. Однако в случае низкотемпературных СКВИДов с туннельными джозефсоновскими переходами эти флуктуации настолько малы, что почти не влияют на низкочастотный шум СКВИДа [54]. В случае же высокотемпературных СКВИДов флуктуации критического тока и нормального сопротивления являются доминирующим источником дополнительного низкочастотного шума [55]. Именно для борьбы с дополнительным низкочастотным шумом джозефсоновских переходов предложены схемы с переменным током смещения СКВИДа [32].

Сигнал переменного тока смещения в разработанной электронике формируется с помощью ПЛИС-матрицы и имеет прямоугольную форму, как и сигнал модуляции (Рис.1.11). Период сигнала тока смещения должен быть кратен периоду сигнала модуляции, например, как показано на рис.1.10, частота сигнала тока смещения вдвое меньше частоты сигнала модуляции.

Рассмотрим более подробно, что происходит с рабочей точкой на сигнальной характеристике СКВИДа на протяжении первого периода сигнала тока смещения. Пока на протяжении половины периода ток смещения имеет положительное значение, рабочая точка находится сначала в положении 1, потом - в положении 2 (см. рис.1.10). Когда же ток смещения имеет отрицательное значение, рабочая точка находится в положениях сначала - 3, потом - 4. Очевидно, что в таком случае на протяжении первого полупериода сигнала тока смещения знак коэффициента наклона касательной к сигнальной характеристике в рабочей точке положителен, а на протяжении второго полупериода - отрицателен. Таким образом, после демодуляции полезный сигнал остался бы промодулированным сигналом тока смещения. Для исключения этого эффекта в канале предусмотрен 1-й сигнал компенсации (КОМП1),

который совпадает с сигналом тока смещения и задается вместе с сигналом модуляции в катушку обратной связи на СКВИДе. Результат действия этого компенсирующего сигнала можно представить как сдвиг отрицательной сигнальной характеристики на половину периода (см. рис. 6б). В таком случае наклон сигнальной характеристики во всех положениях рабочей точки одинаков. В дополнение в нашем канале электроники присутствует еще 2-й сигнал компенсации (КОМП2), который подключен на сопротивление в цепи задания тока смещения СКВИДа. Этот сигнал позволяет исключить попадание тока смещения в первичную обмотку трансформатора.

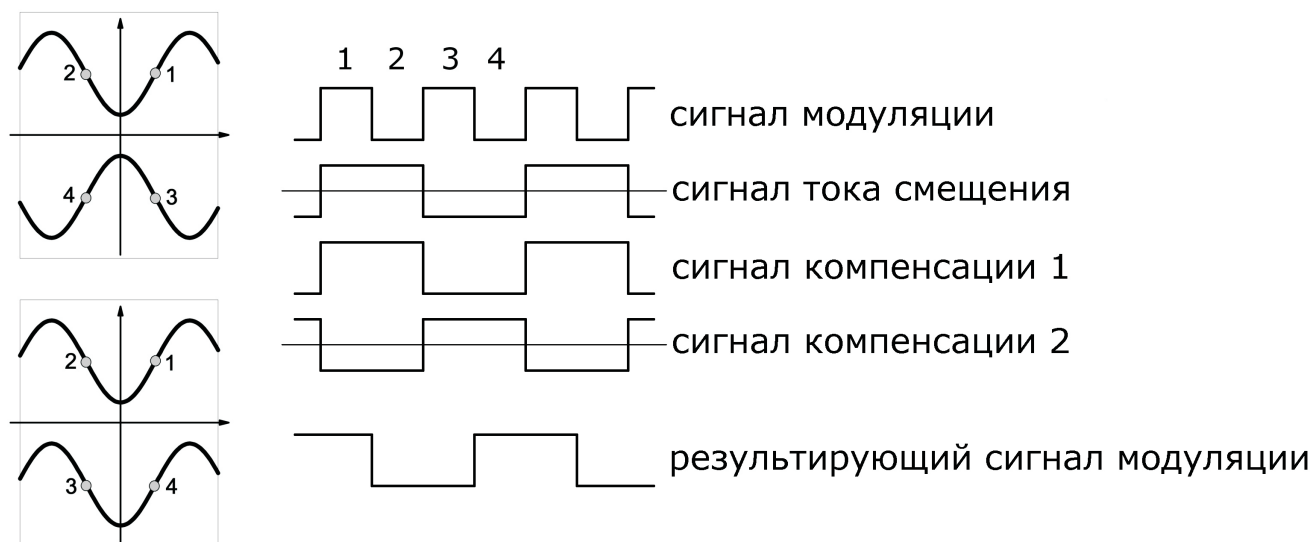


Рис. 1.10. Положение рабочих точек на сигнальной характеристике СКВИДа при переменном токе смещения и временные диаграммы сигналов модуляции, тока смещения и компенсаций.

Вполне очевидной кажется мысль о том, что сигналы компенсации не нужны вовсе, можно было бы просто в катушку обратной связи СКВИДа задавать сигнал, суммирующий сигналы тока смещения (СМ) и 1-й компенсации 1 (КОМП1). Такая элегантная схема представлена в работе [56]. Но, как показала практика, гораздо эффективнее иметь набор сигналов, как на рис. 6, и возможность задавать их амплитуды независимо друг от друга непосредственно во время работы, что и реализовано в

разработанной электронике. Связано это в первую очередь с неполной симметричностью ВТСП-СКВИДов и возможностью прямого воздействия, например, сигнала модуляции на приемную петлю СКВИДа и сигнала тока смещения на цепь обратной связи.

Система генерации сигналов модуляции и тока смещения реализована на базе программируемой логической интегральной схемы XCR3064XL фирмы Xilinx. Блок-схема устройства, реализованного на матрице, показана на Рис.1.11. Формирование основной частоты модуляции реализовано с помощью двух инверторов. Подключая сопротивление между входами "R", "Common" и емкость между "C", "Common", можно задать частоту модуляции, равную $1/2\pi RC$. Элемент "COUNTER" является 8-ми битным счетчиком, формирующим сигналы с частотами в 2, 4, 8, 16, 32, 64 и 128 раз меньшими опорной частоты. Элемент "SER2PAR" необходим для преобразования последовательного кода, пришедшего от микроконтроллера в 8-ми битное слово. Далее поразрядное сложение сигналов со счетчика и пришедшего от микроконтроллера позволяет выбрать частоту сигнала тока смещения, кратную частоте модуляции. Таким образом на выходе устройства, реализованного на ПЛИС-матрице, мы имеем сигнал модуляции и сигналы тока смещения и компенсации (см. Рис.1.5). Важным моментом в схеме является необходимость исключаящего ИЛИ между сигналом модуляции и сигналом тока смещения. Из-за него сигнал модуляции, поступающий в катушку обратной связи СКВИДа, каждую половину периода сигнала тока смещения меняет свою фазу на 180° (см. Рис.1.12). Сигнал модуляции, поступающий на детектор, не имеет этого эффекта.

Для иллюстрации эффективности работы СКВИД-магнитометра в режиме переменного тока смещения СКВИДа на рис.1.13 представлен спектр шума СКВИД-магнитометра, состоящего из разработанной нами

электроники и СКВИД-датчика типа НТМ-6, помещенного в экран из металла, в режимах работы с постоянным и переменным токами смещения. Ослабления внешнего магнитного поля использованным экраном из аморфного пермаллоя было недостаточно для измерения собственных шумов СКВИДа типа НТМ-8, поэтому на рис.1.13 представлен шумовой спектр стандартного ВТСП-СКВИД-датчика.

1.2 Работа высокотемпературного СКВИД-магнитометра в открытом пространстве

Для работы в неэкранированном пространстве в условиях индустриального города (см. Рис.1.14) с датчиками магнитного поля типа НТМ-8 величина коэффициента обратной связи была настроена на значение $8 \text{ мВ}/\Phi_0$ (коэффициентом обратной связи называют величину напряжения на выходе интегратора схемы, задающего через резистор обратной связи ток в катушку модуляции, формирующий магнитный поток в СКВИДе, равный одному кванту Φ_0). При такой сильной глубине обратной связи СКВИД-магнитометр, состоящий из СКВИДа типа НТМ-8 и исследуемой электроники, стабильно работал на протяжении нескольких часов в условиях лаборатории, которая находится в центре Москвы. Осциллограмма сигнала от внешнего магнитного поля в лаборатории, зарегистрированная с помощью ВТСП-СКВИДа типа НТМ-8 и в режиме замкнутой обратной связи канала электроники, представлена на Рис.1.15. Спектр этого сигнала был зарегистрирован с помощью спектроанализатора модели SR785 фирмы Stanford Research Instruments (см. Рис.1.14).

Диапазоны частот всех сигналов, на регистрацию которых был ориентирован магнитометрический канал, лежат в низкочастотной области, не превышающей нескольких килогерц. Поэтому полосу рабочих частот СКВИД-электроники мы ограничили величиной около 100 кГц. В

оптимальном режиме работы нашего канала электроники со СКВИДом типа НТМ-8 с учетом глубины обратной связи $8 \text{ мВ}/\Phi_0$ постоянная времени интегратора составляет 2.4 мс, коэффициент усиления электроники равен приблизительно $6 \cdot 10^4$. Размах сигнальной характеристики СКВИДа - около 50 мкВ, т.е. максимальный коэффициент наклона сигнальной характеристики СКВИДа $\frac{\partial V_{SQUID}}{\partial \Phi}$ приблизительно равен $150 \text{ мкВ}/\Phi_0$. Таким образом, используя формулу (1.4) получим значение верхней границы полосы пропускания системы $f_{bw} \approx 90 \text{ кГц}$. Оптимальное значение частоты модуляции лежит в диапазоне 100 - 120 кГц.

Канал СКВИД-электроники был настроен на значение глубины обратной связи, равное $8 \text{ мВ}/\Phi_0$ в первую очередь для того, чтобы расширить динамический диапазон работы электроники со СКВИДом. При этом постоянная времени интегратора была увеличена до 2.4 мс.

На рис.0.1 наглядно показано, что амплитуда сигнала в единицах магнитной индукции, например, от сердца человека составляет очень маленькую величину, примерно 50 пТл для R-пика кардиоцикла, тогда как магнитная индукция промышленных помех (таких, как сигналы промышленной частоты 50 Гц и ее субгармоник) в большом городе может составлять величину, на порядки превосходящую это значение.

На Рис.1.14 представлен спектр магнитной индукции окружающего поля, измеренный нами с помощью высокотемпературного СКВИД-датчика постоянного тока модели НТМ-8 с новым вариантом СКВИД-электроники в здании института радиотехники и электроники РАН, которое находится в центре Москвы. Для сравнения на графике представлен спектр магнитной индукции поля Земли, типичный для мест, удаленных от больших городов. Видно, что в индустриальном городе ввиду сильной электрификации фоновое магнитное поле сильнее, чем в неиндустриальных районах примерно на два порядка. Кроме того,

в городе отчетливо видно присутствие сильного магнитного поля на частоте 50 Гц, осциллограмма сигнала фонового магнитного поля сильно напоминает синусоиду с частотой 50 Гц (см. Рис.1.15). Таким образом, для проведения измерений магнитных полей от биологических объектов необходимо обеспечить устойчивую работу магнитометра и найти способ подавления сигналов от удаленных источников внешних магнитных полей.

Стандартным и очень дорогим приемом избавления от внешних магнитных помех является использование магнитно-экранированных комнат. Но для применений в практической медицине и методах неразрушающей магнитометрии такой подход оказывается неприемлемым [3]. Необходимо обеспечение возможности использования СКВИД-магнитометров в неэкранированном пространстве с использованием методов компенсации внешних магнитных помех, на чем и были сконцентрированы наши усилия в работе с новыми высокотемпературными СКВИД-датчиками.

Подробнее методы компенсации внешнего магнитного поля описаны в главе 3.

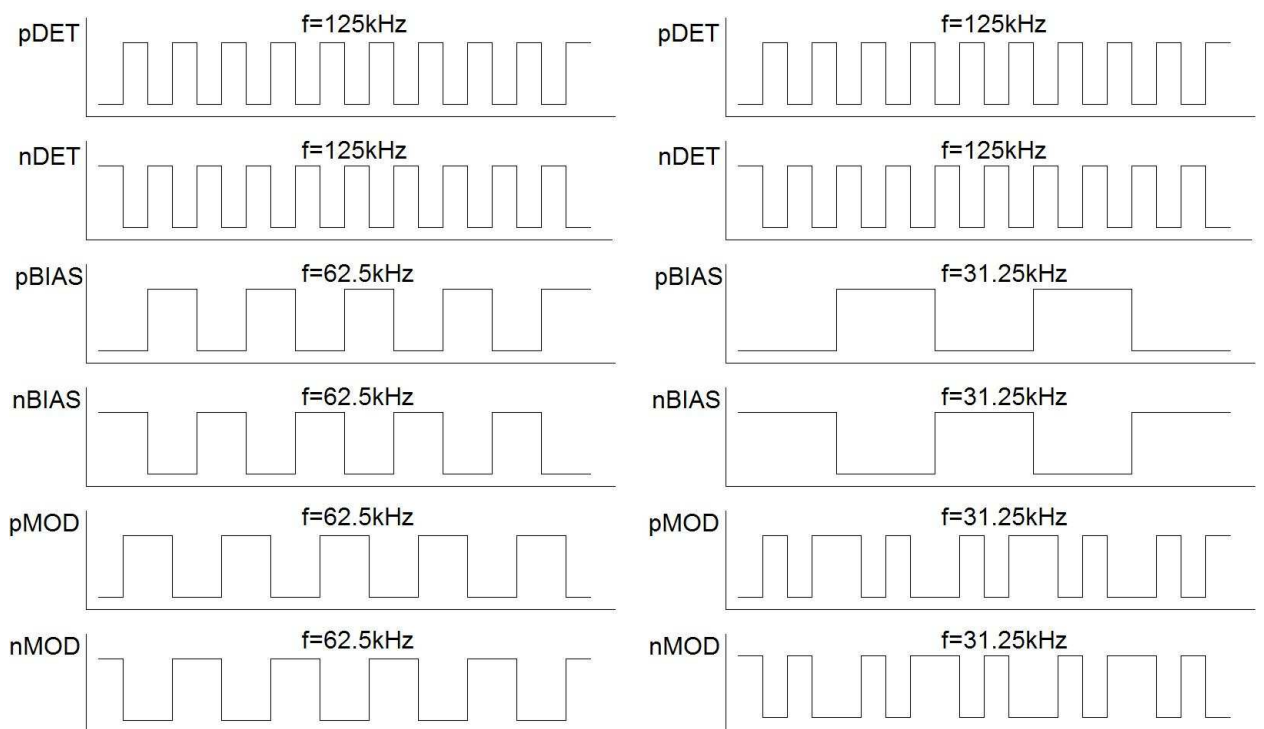


Рис. 1.12. Временные диаграммы сигналов модуляции и тока смещения в случаях когда частота сигнала тока смещения в 2 и 4 раза меньше частоты модуляции.

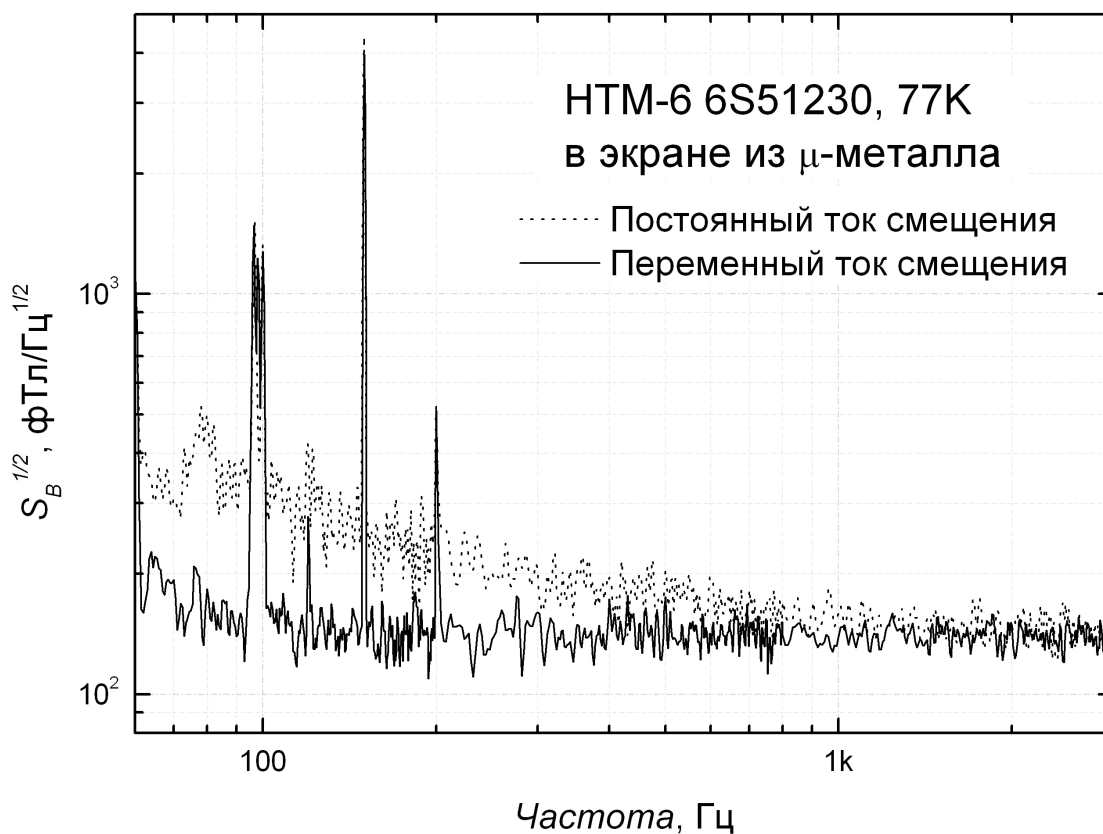


Рис. 1.13. Спектры шума СКВИД-магнитометра со СКВИДом с автотрансформаторной системой преобразования индукции магнитного поля в магнитный поток в петле СКВИДа у датчика типа НТМ-6, помещенного в экран из μ -металла, в режимах работы с постоянным и переменным токами смещения СКВИДа.

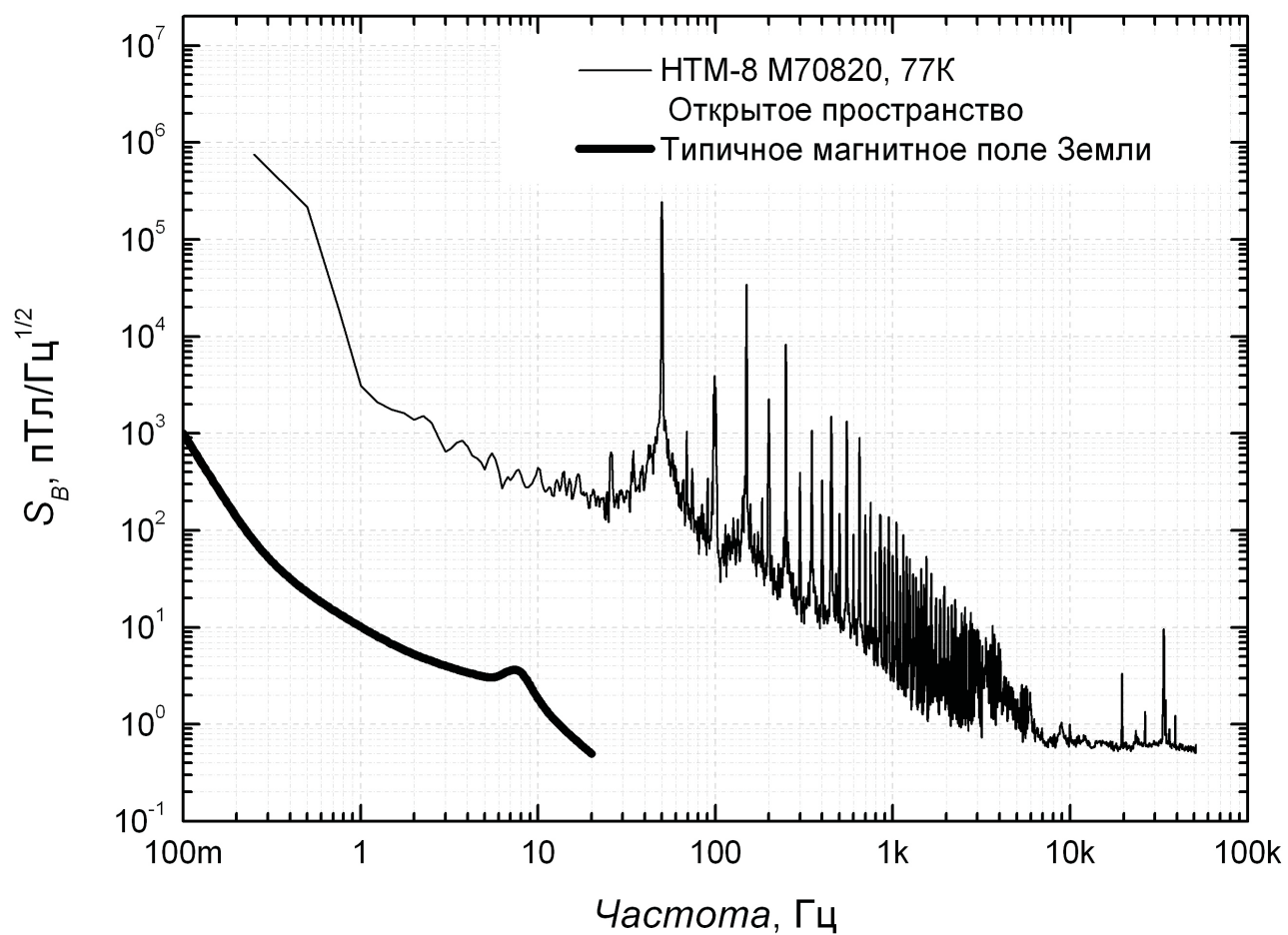


Рис. 1.14. Магнитный фон в промышленном городе и в полевых условиях.



Рис. 1.15. Осциллограмму сигнала от внешнего магнитного поля в лаборатории.

Глава 2

Конструкция измерительной вставки с тремя ВТСП СКВИД-датчиками

2.1 Пластиковая вставка в азотный криостат

Для расположения СКВИД-датчиков типа НТМ-8 в азотном криостате была разработана и изготовлена специальная вставка из пластиково материала, имеющего очень низкий коэффициент температурного расширения. Каждый СКВИД был вклеен как показано на Рис. 2.1.

При конструировании аксиального "электронного" градиометра СКВИД-датчики были размещены в измерительном зонде на одной вертикальной оси так, чтобы обеспечить максимальную параллельность приемных трансформаторов потока СКВИД-датчиков. Расстояние между датчиками, фактически являющееся базой градиентометра, равно 50 мм. Таким образом конструкция из трех ВТСП СКВИД-магнитометров является аналогом градиентометрической приемной петли 2 порядка в случае использования НТСП материалов (Рис. 2.2 (б)). Диаметр самого измерительного стержня равен 40 мм.

2.2 Система механической балансировки СКВИД-датчиков

В магнитометрических системах на базе низкотемпературных СКВИДов, работающих в неэкранированном пространстве для большего подавления внешних помех применяется система электронной компенсации

измеряемого сигнала. Из-за того, что никогда не удастся намотать витки градиентометрических приемных трансформаторов потока абсолютно параллельно друг другу, в полезный сигнал помимо измеряемой пространственной компоненты поля $\frac{\partial B}{\partial z}$ попадают нежелательные компоненты $\frac{\partial B}{\partial y}$ и $\frac{\partial B}{\partial x}$. Система электронной компенсации помогает исключить попадание нежелательных компонент поля в полезный сигнал. Реализуется это с помощью вектор-магнитометра, который измеряет каждую компоненту поля $\frac{\partial B}{\partial x}$, $\frac{\partial B}{\partial y}$, $\frac{\partial B}{\partial z}$ и вычитает ее из измеряющего сигнал СКВИД-магнитометра. Балансировка СКВИД-магнитометра с помощью системы электронной компенсации проводится в системе колец Гельмгольца, создающих однородное поле по всем трем осям пространства.

В созданной системе электронного градиентометра на базе трех ВТСП СКВИДов реализовано подобие системы электронной компенсации. Исключение попадания нежелательных компонент поля $\frac{\partial B}{\partial y}$ и $\frac{\partial B}{\partial x}$ в измеряемый сигнал реализовано с помощью прецизионной механической балансировки двух верхних СКВИД-датчиков непосредственно во время измерения. Балансировка производится так же в системе колец Гельмгольца как показано на Рис.2.2 (а).

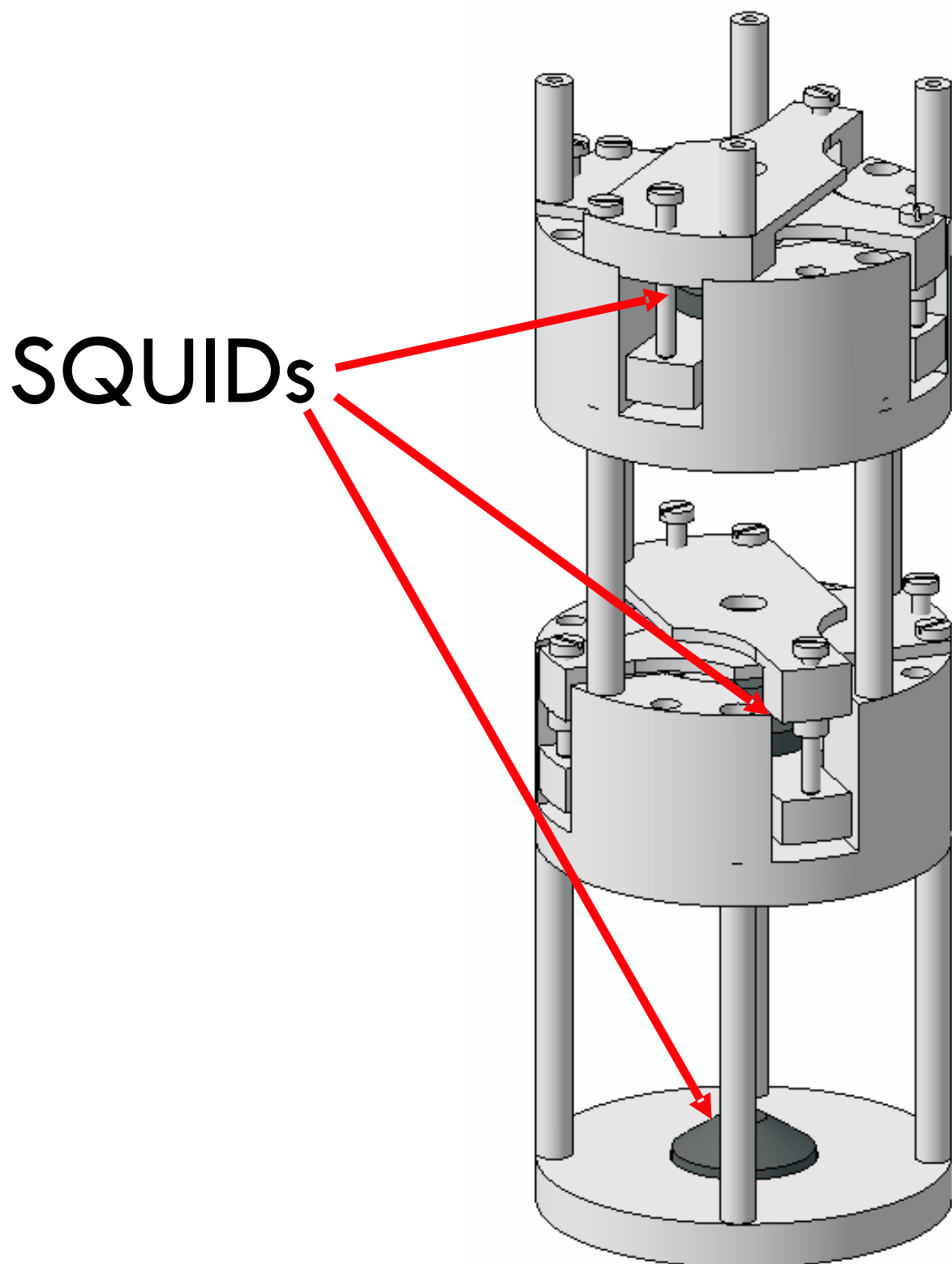


Рис. 2.1. Нижняя часть пластиковой вставки с тремя СКВИДами в азотный криостат.

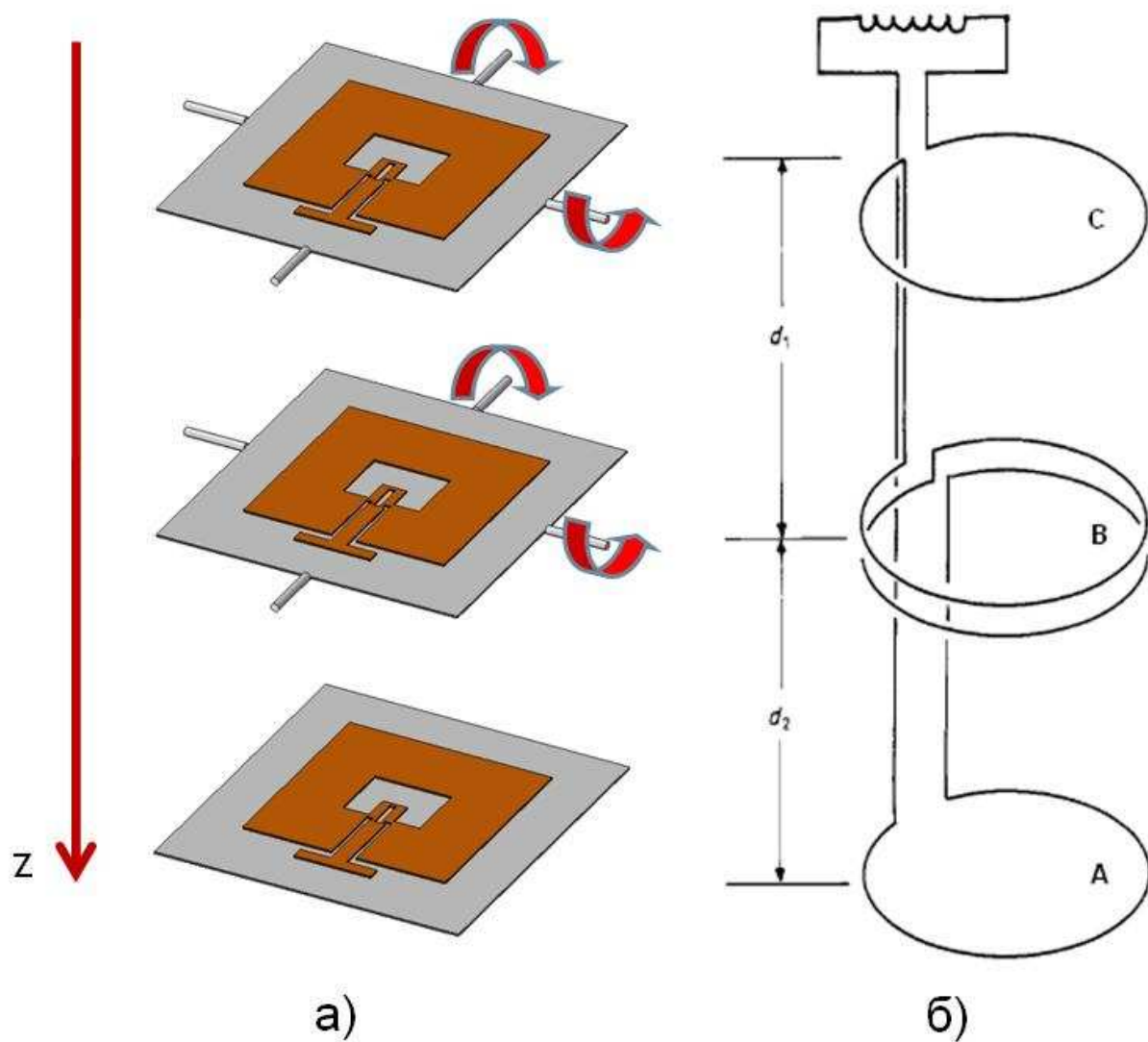


Рис. 2.2. а) Схема расположения 3-х ВТСП СКВИД-магнитометров в измерительном стержне с механической системой балансировки, б) Схема приемного трансформатора потока в форме аксиального градиентометра второго порядка из ниобиевой проволоки для низкотемпературных СКВИДов.

Глава 3

Блок электронного градиентометра

3.1 Методы борьбы с внешним шумом

На Рис.1.14 показан спектр фонового магнитного поля в индустриальном городе. Измерять магнитные сигналы от биологических объектов (см. Рис.0.2) в таком шуме практически невозможно. Существует несколько способов подавления магнитного шума окружающего пространства при измерениях с помощью СКВИДов: магнитоэкранированная комната [57], [58], градиентометрические приемные петли [1] и электронная компенсация внешнего магнитного поля [59] - [65]. Применение магнитоэкранированных комнат оказывается слишком дорогим и неприемлемым для биомагнитных и медицинских применений.

Известно, что магнитные поля от удаленных источников гораздо более однородны, чем поля от источников, находящихся непосредственно рядом с магнитометром. Исходя из этого очевидно, что сигнал, равный разнице сигналов, измеренных в двух близко расположенных точках, будет иметь амплитуду на несколько порядков меньше, чем амплитуда исходного сигнала. При этом полезный сигнал практически не будет потерян, так как его источник всегда находится рядом с магнитометром, а шум будет уменьшен существенно. В случае СКВИД-магнитометров гелиевого уровня охлаждения, как известно, используются приемные трансформаторы потока в форме аксиальных градиометров второго порядка из ниобиевой проволоки, намотанные на цилиндрические основания (см. Рис.3.1). Такая конфигурация трансформаторов потока в сочетании с электронной

системой подавления помех позволяет в большинстве случаев решить проблему подавления внешних магнитных помех и обеспечить требуемый уровень отношения "сигнал-шум" при регистрации биомагнитных сигналов в неэкранированном пространстве [66], [67].

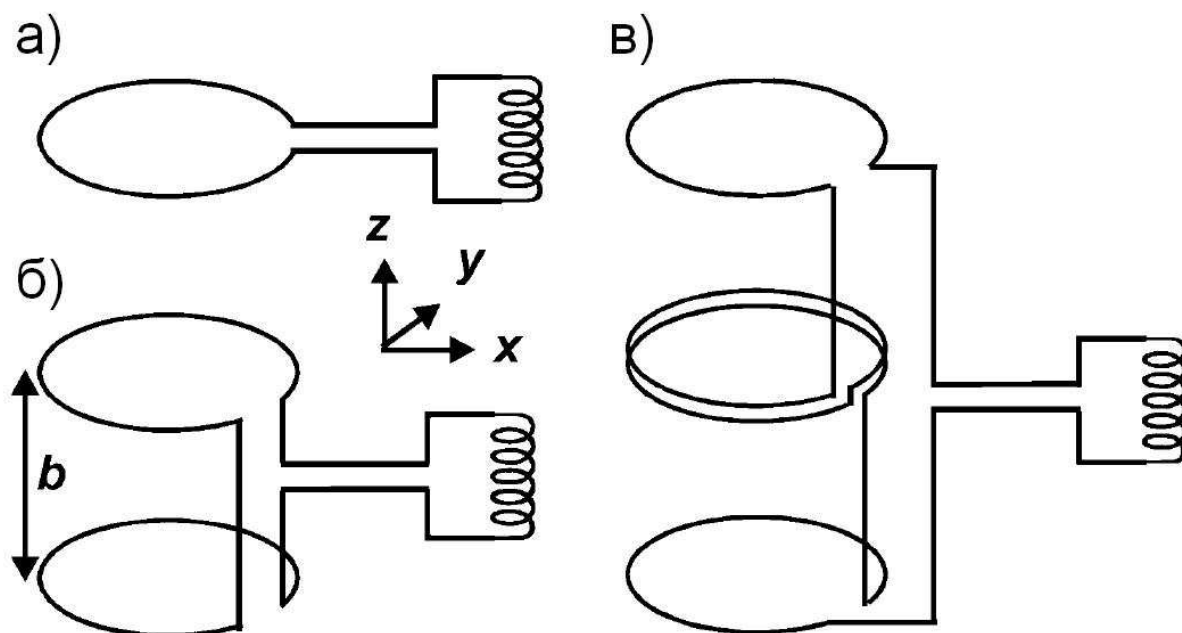


Рис. 3.1. Сверхпроводящие, состоящие из ниобиевой проволоки, намотанной на твердое основание, приемные трансформаторы потока: а) Магнитометр, б) Аксиальный градиентометр 1-ого порядка, в) Аксиальный градиентометр 2-ого порядка.

Как было отмечено во введении, до настоящего времени на ВТСП-материалах не удастся реализовать конфигурацию приемных трансформаторов потока в форме градиометров второго порядка. Альтернативным подходом подавления внешнего магнитного шума может служить использование одного или более референсных магнитометров. В качестве референсных магнитометров могут выступать либо СКВИД-датчики, либо магнитометры любого другого типа. После вычитания сигнала, измеряемого референсным магнитометром, из другого СКВИД-магнитометра получается градиентометрический сигнал. Таким образом, для измерения градиентометрического сигнала 2 порядка с помощью

ВТСП СКВИДов необходимо измерение магнитного сигнала каждым СКВИД-датчиком и дальнейшее сложение сигналов на электронном уровне по формуле:

$$\gamma(\alpha A - B) - (\beta B - C) = \alpha\gamma A - 2(\beta + \gamma)B - C \quad (3.1)$$

где A, B, C - исходные сигналы с 3 СКВИД-магнитометров, α, β, γ - подстроечные коэффициенты.

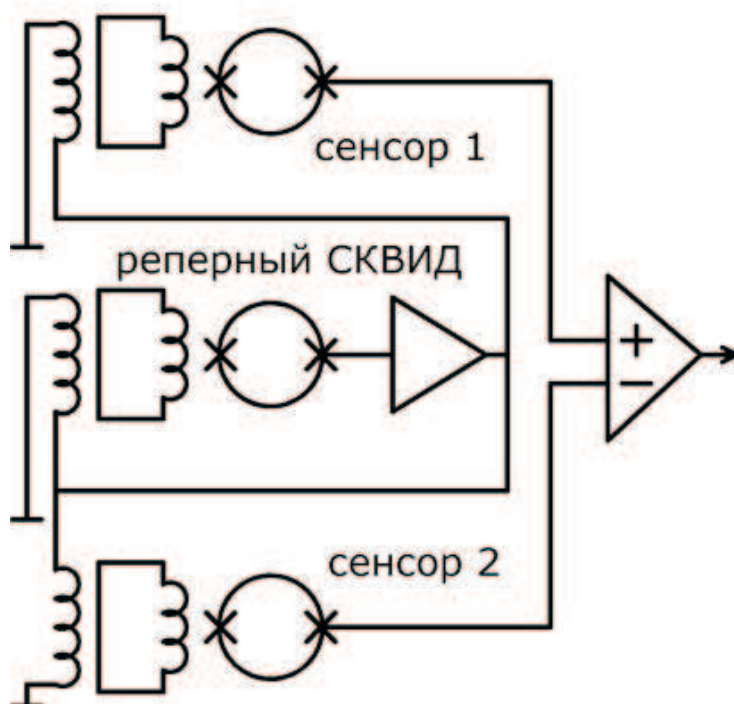


Рис. 3.2. Градиентометр 1 порядка с референтным СКВИДом.

Поэтому на базе высокотемпературных СКВИДов реализуют схемы так называемых "электронных градиометров", суть которых состоит в использовании трех СКВИД-магнитометров и вычислении разницы сигналов с них уже на уровне полупроводниковой электроники [20], [21], [68], [69].

Известны два типа градиентометров, базирующихся на трех ВТСП-СКВИД-магнитометрах: градиентометр 1-го порядка с референтным СКВИДом [20], (Рис.3.2), и градиентометра 2-го порядка [21], (Рис.3.3).

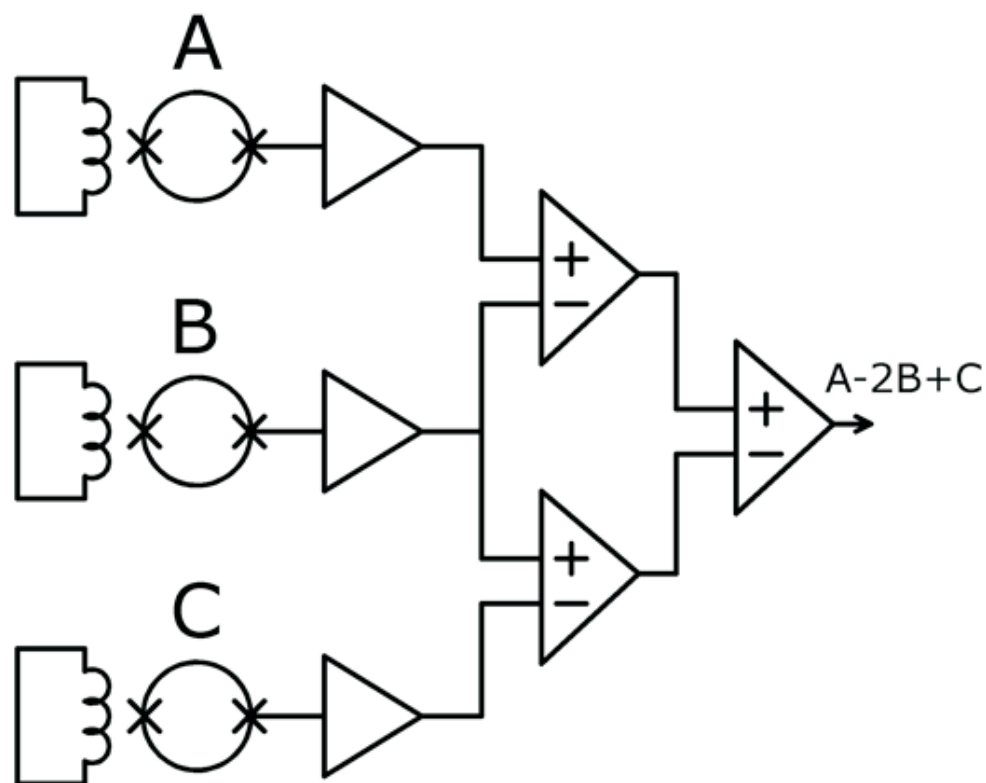


Рис. 3.3. Градиентометр 2 порядка.

Для формирования аксиального "электронного" градиометра СКВИД-датчики размещают в измерительном зонде на одной вертикальной оси, стараясь обеспечить максимальную параллельность приемных трансформаторов потока СКВИД-датчиков. Расстояние между датчиками фактически является так называемой базой градиометра. Для сравнения различных типов градиометров по чувствительности обычно используют понятие эквивалентного магнитометра, т.е. такого магнитометра, который, будучи помещенным в положение нижнего СКВИД-датчика, имеет ту же чувствительность, что и градиометр.

3.2 Реализация блока электронного градиентометра

3.2.1 Система сложения аналоговых сигналов от трех магнитометров

Основной частью блока электронного градиентометра является система сложения аналоговых сигналов от трех СКВИДов. Функциональная блок-схема этой части системы отображена на Рис.3.4. С каждого канала трех СКВИД-магнетометров сигналы поступают в дифференциальном виде на операционные усилители, преобразующие сигналы в однополярный вид с возможностью отображения каждого на осциллографе. После сигналы поступают непосредственно в блок управляемого электронного градиентометра.

Сложение сигналов в электронном градиентометре производится с использованием низкошумящих операционных усилителей ОРА2227. Подстроечные коэффициенты α, β, γ реализованы на базе управляемого от микроконтроллера 12-битного ЦАП. При настройке реализованной схемы электронного градиентометра на три входа схемы подавался одинаковый гармонический сигнал разной частоты. Экспериментально было обнаружено, что реализованная схема сложения трех сигналов по формуле 3.1 дает ослабление гармонического сигнала на уровне 60 дБ в полосе от 0 Гц до 15 кГц. Измеренная зависимость ослабления представлена на Рис. 3.5.

С выхода электронного градиентометра сигнал в аналоговом виде, пройдя через серию фильтров, может быть отображен на осциллографе и поступает на 24-битный дельта-сигма АЦП.

Помимо системы электронного градиентометра в блоке присутствует возможность вычитания одного сигнала из другого на уровне катушки

обратной связи СКВИДа. Это дает возможность вычестить сигнал от 1 СКВИД-магнитометра из двух других, а систему электронного градиентометра настроить на градиентометр 1 порядка. Таким образом, помимо системы электронного градиентометра 2 порядка, на сделанной системе можно реализовать схему градиентометра 1 порядка с референсным СКВИДом.

3.2.2 Система цифрового управления

Система цифрового управления системой электронного градиентометра является двухступенчатой (см. принципиальную схему системы). Управление каждым из трех каналов СКВИД-электроники осуществляется с помощью микроконтроллера ATmega169 на базе ядра AVR. Каждый канал СКВИД-электроники получает от него команды в последовательном коде. При этом в формате команды присутствует уникальный адрес каждого из каналов СКВИД-электроники, что позволяет каждому каналу обрабатывать только команду предназначенную именно этому каналу электроники. Так же этот микроконтроллер управляет работой системы сложения сигналов от трех магнитометров для получения градиентометрического сигнала. Сюда входят команды включения/выключения различных частей электронного градиентометра для получения различных вариантов сложения сигналов и команды управления аттенюаторами каждого из трех сигналов. Аттенюаторы выполнены на базе микросхем ЦАП и управляются последовательным кодом.

Связующим звеном между системой электронного градиентометра и компьютером является управляющий 32-битный микроконтроллер AT91SAM7S64 на базе ядра ARM7. Этот микроконтроллер имеет в своем наборе устройств контроллер UDP, с помощью которого осуществляется

связь с компьютером по протоколу USB (FullSpeed, 48 МГц). Управляющий микроконтроллер выполняет следующие функции, получая команды управления от программы на персональном компьютере:

- Передает микроконтроллеру ATmega169 команды управления каждым каналом СКВИД-электроники.
- Передает микроконтроллеру ATmega169 команды управления блоком электронного градиентометра.
- Управляет микросхемой 24-битного дельта-сигма АЦП и передает в компьютер отцифрованный измеренный сигнал. Так же предусмотрена необходимая обработка измеряемого сигнала во время измерения.

На Рис. 3.6 - 3.11 изображена полная принципиальная схема созданного прибора, включая аналоговую и цифровую части. На Рис. 3.12 показана монтажная схема 4-х слойной печатной платы созданного устройства.

Программа управления для микроконтроллера ATmega169 была написана на ассемблере, используя бесплатный компилятор, предлагаемый производителем данной микросхемы. Управляющая программа для микроконтроллера AT91SAM7S64 была написана на языке C с использованием бесплатного компилятора WinARM. Программное обеспечение на уровне персонального компьютера под операционную систему Windows XP было написано с помощью бесплатной библиотеки классов QT4 (см. Рис. 3.13).

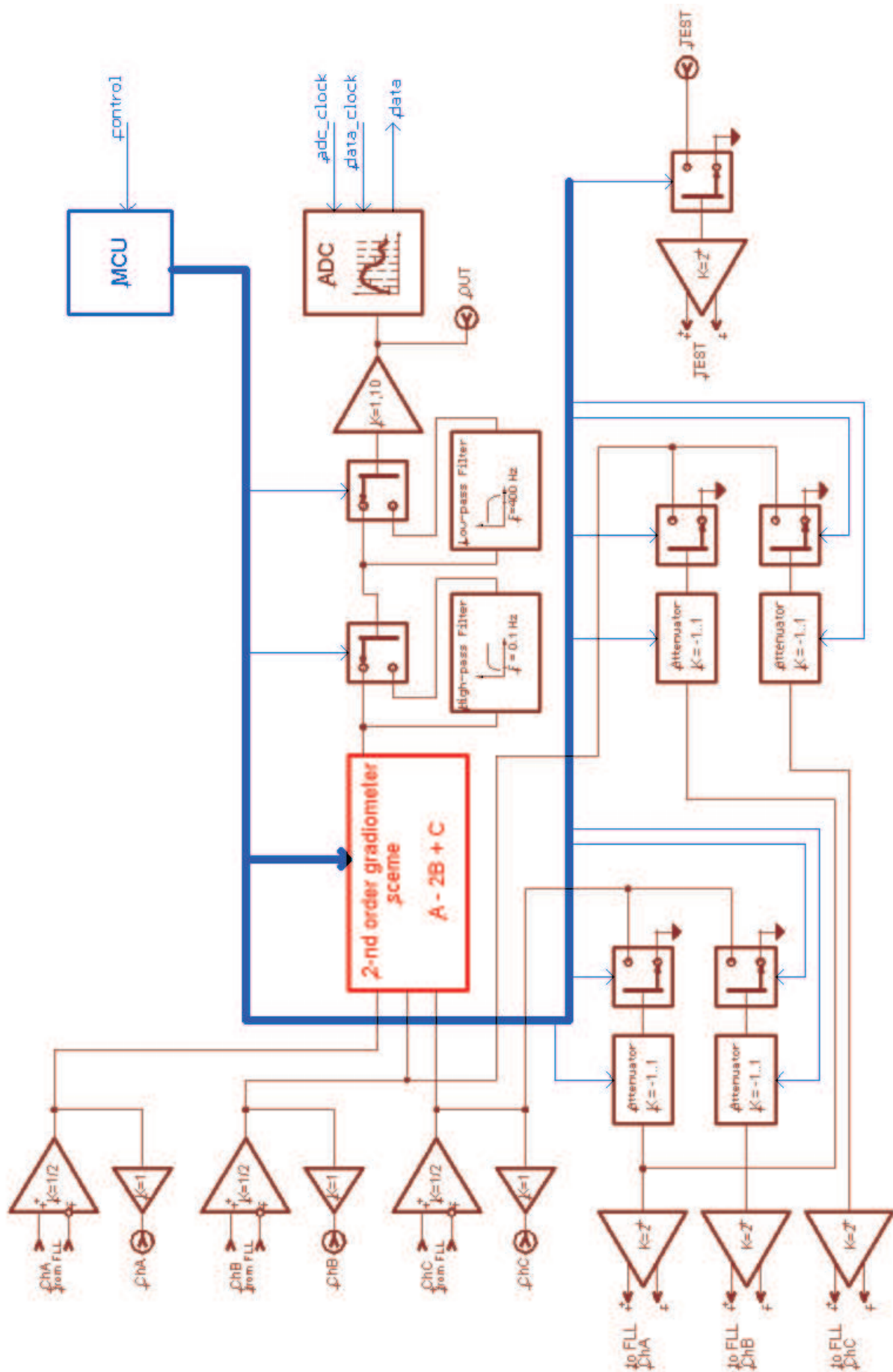


Рис. 3.4. Функциональная блок-схема электронного градиентометра.

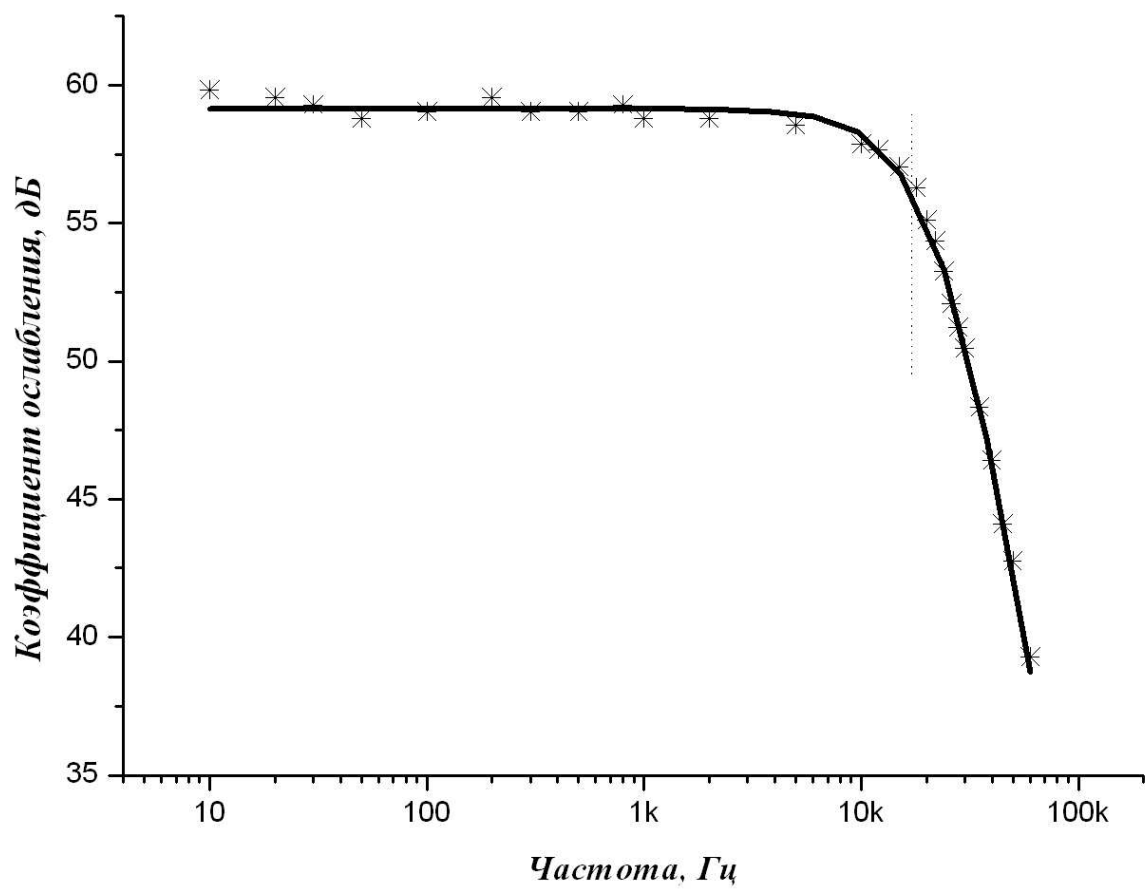
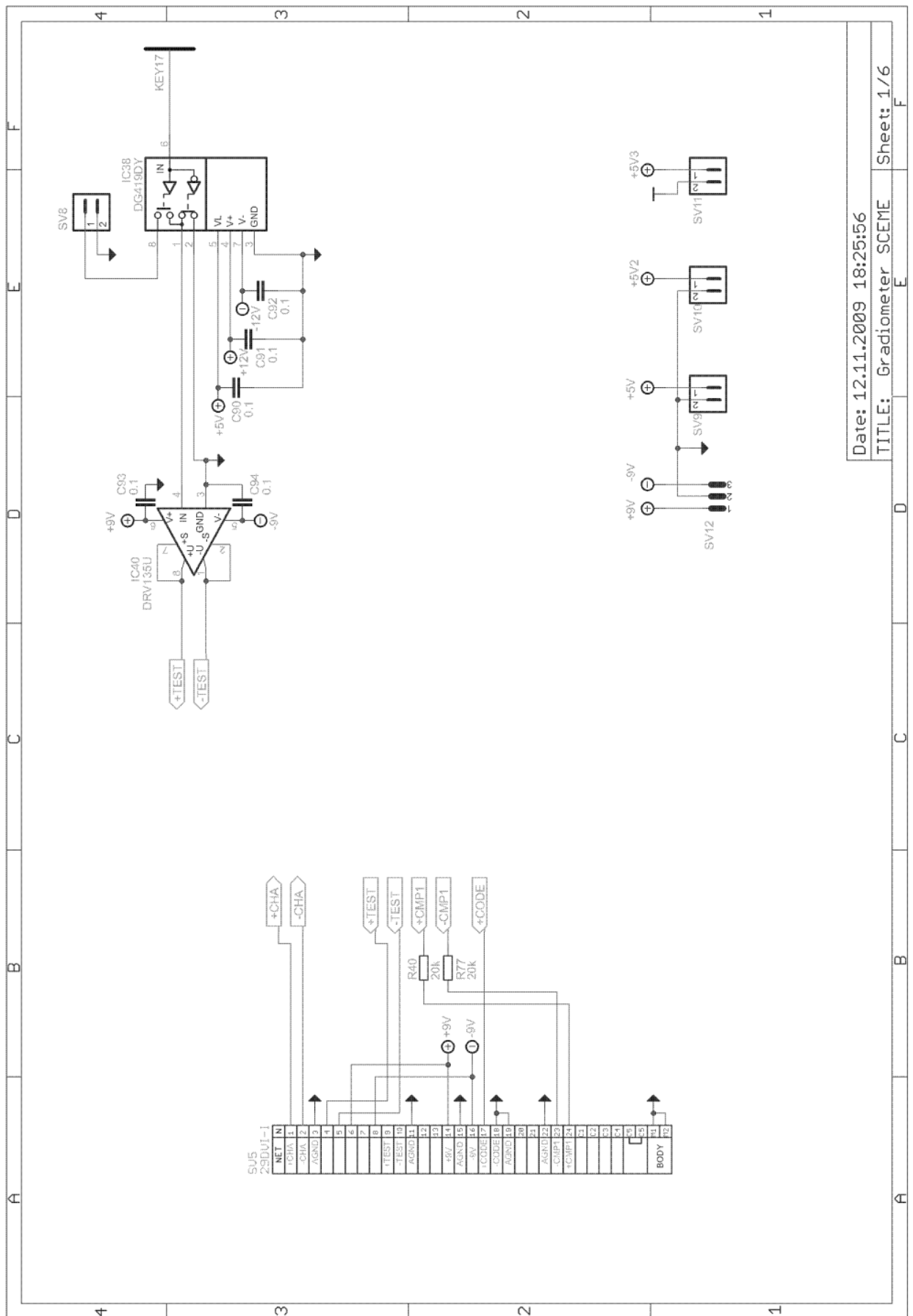
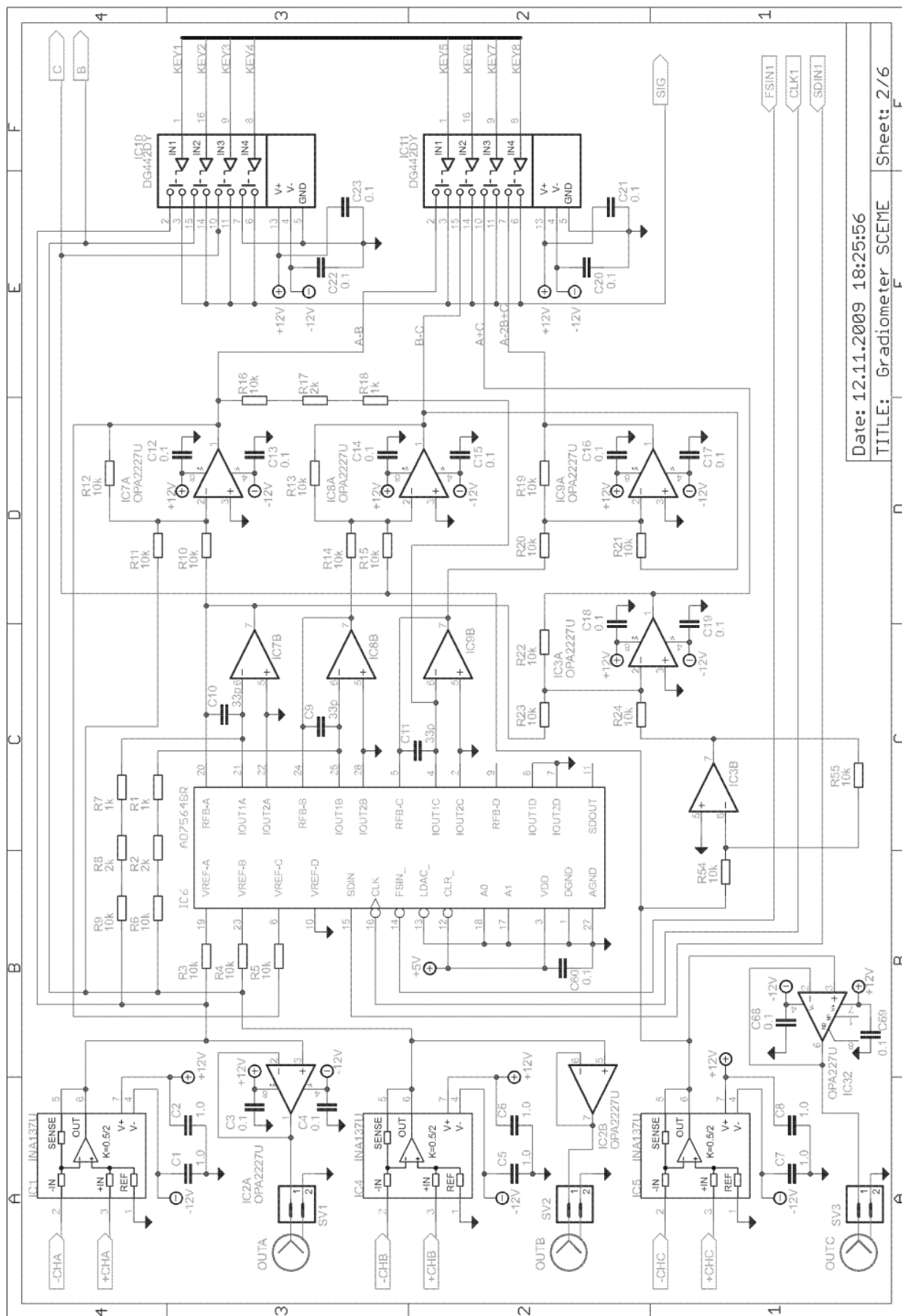


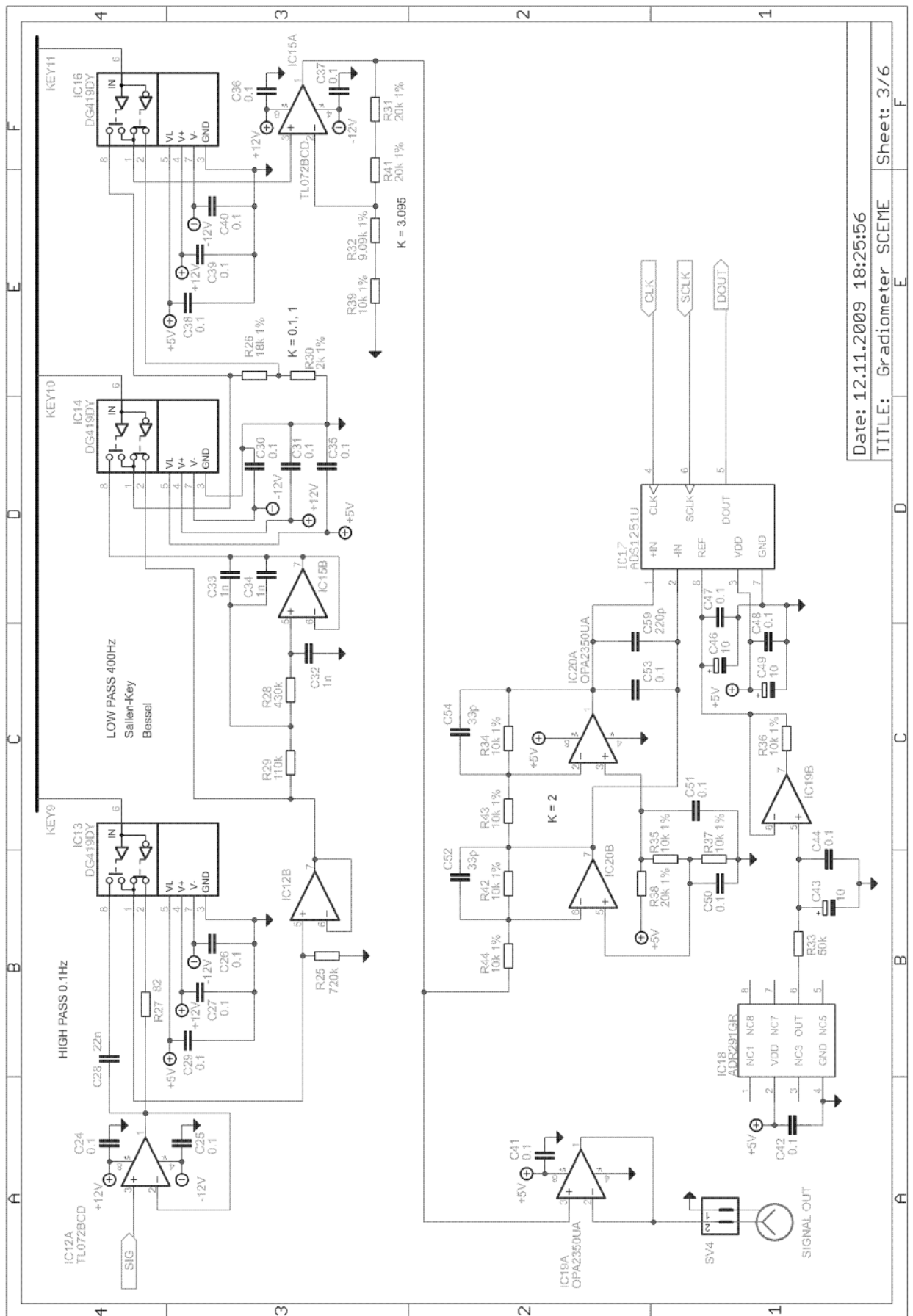
Рис. 3.5. Зависимость коэффициента ослабления от частоты сигнала системы электронного градиентометра.





Date: 12.11.2009 18:25:56
 TITLE: Gradiometer SCHEME
 Sheet: 2/6

Рис. 3.7. Принципиальная схема блока электронного градинометра.

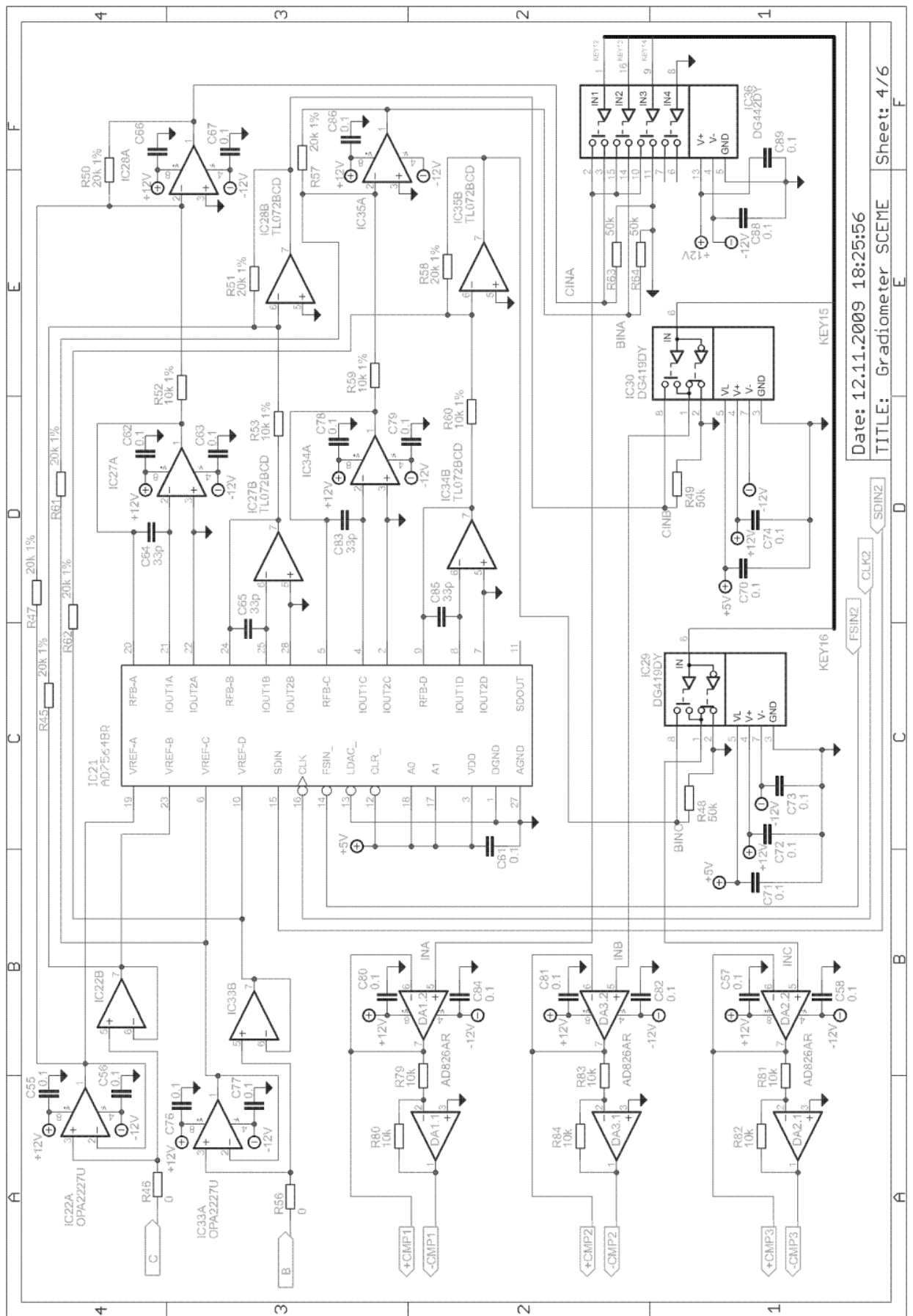


Date: 12.11.2009 18:25:56

TITLE: Gradiometer SCHEME

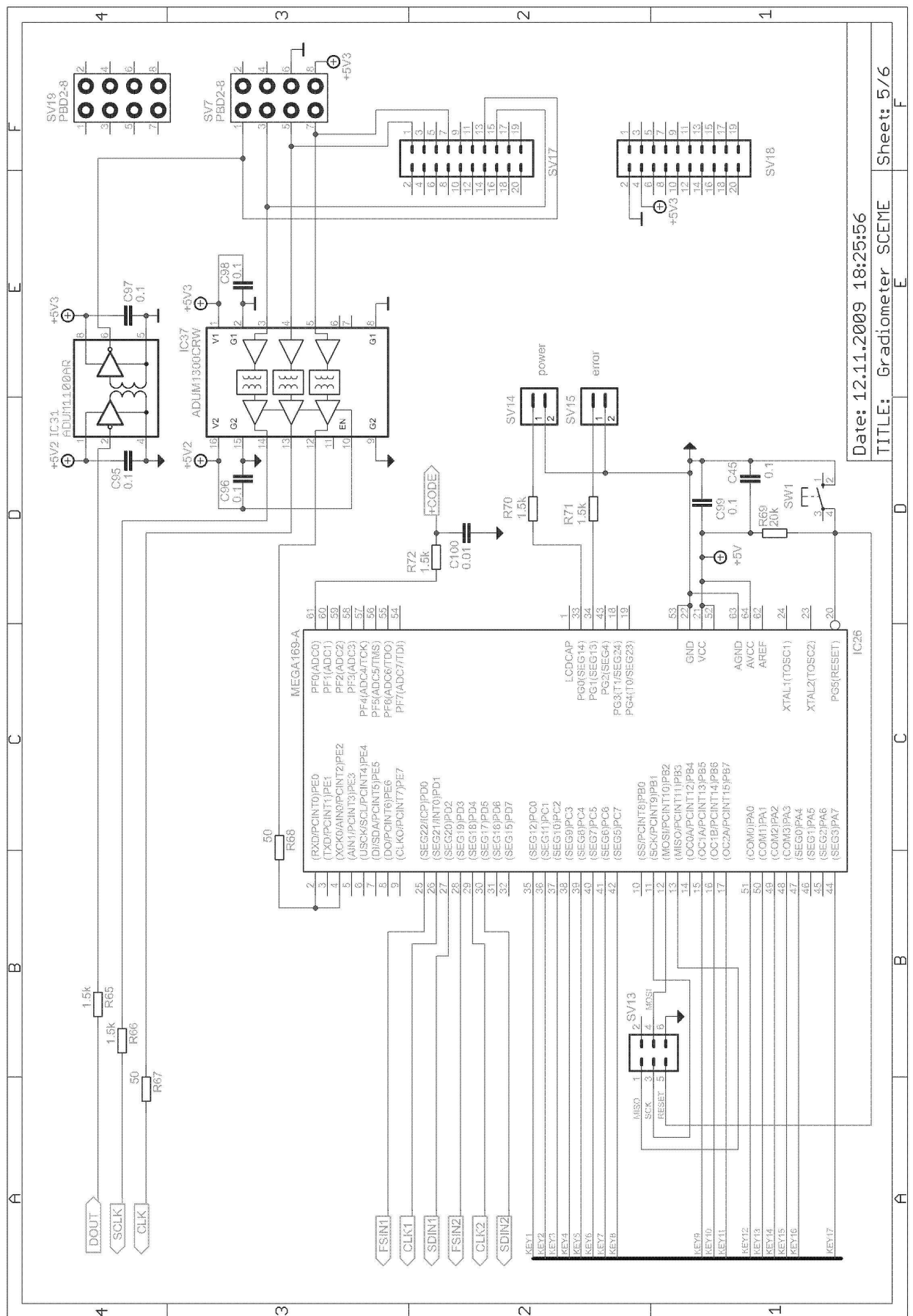
Sheet: 3/6

Рис. 3.8. Принципиальная схема блока электронного градинометра.



Date: 12.11.2009 18:25:56
 TITLE: Gradiometer SCHEME
 Sheet: 4/6

Рис. 3.9. Принципиальная схема блока электронного градиометра.

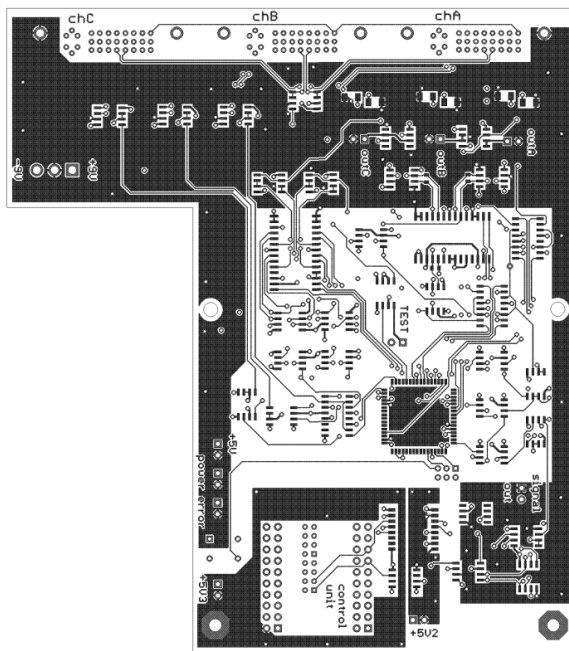


Date: 12.11.2009 18:25:56

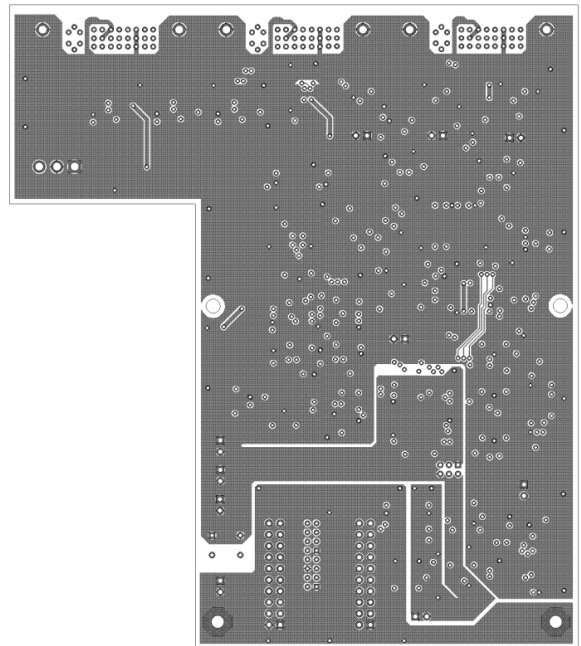
TITLE: Gradiometer SCHEME

Sheet: 5/6

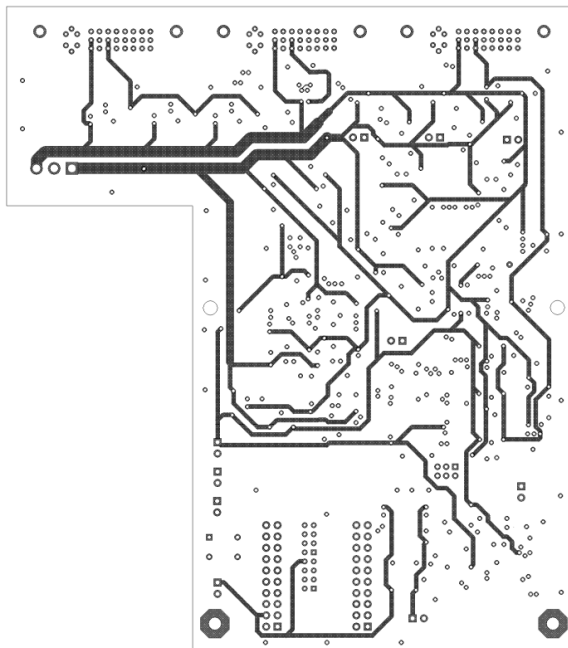
Рис. 3.10. Принципиальная схема блока электронного градиентометра.



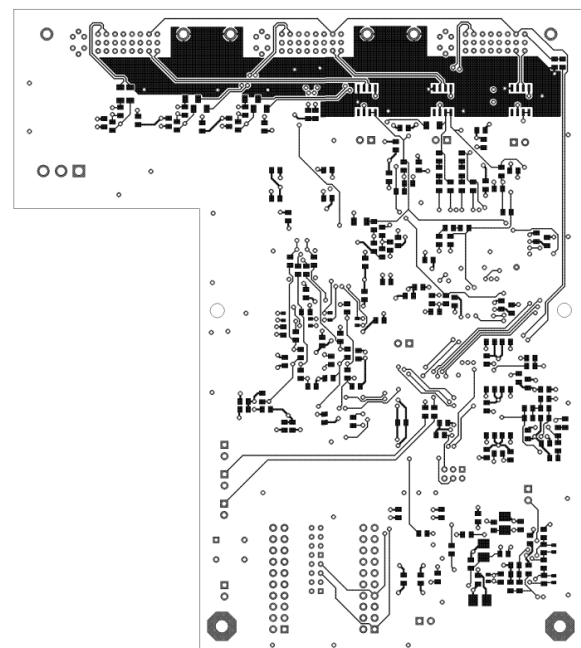
а)



б)



в)



г)

Рис. 3.12. Печатная плата электронного градиентометра, состоящая из 4 слоев: а) верхний слой, б) внутренний земляной слой, в) внутренний слой питания, г) нижний слой.

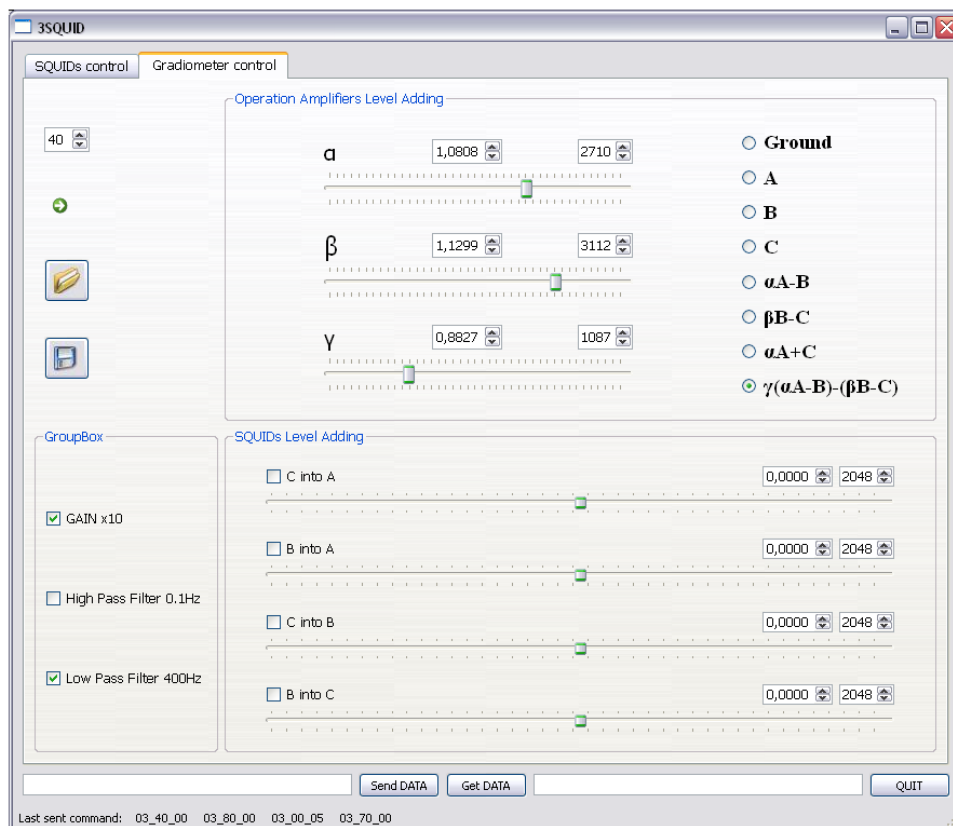
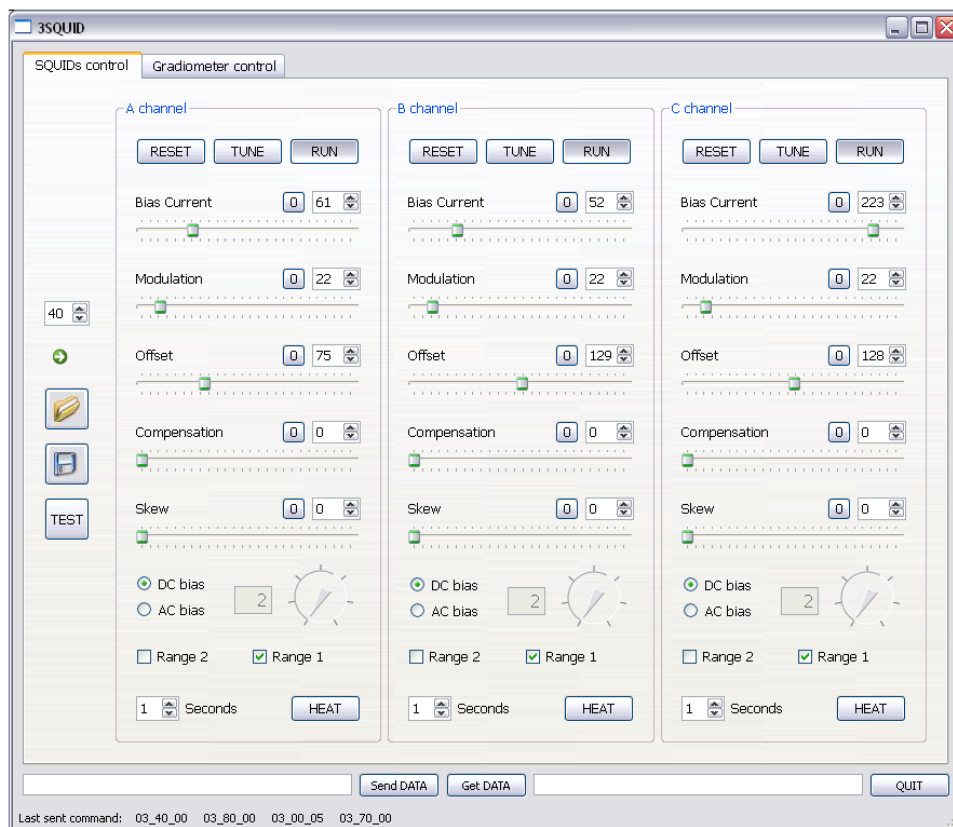


Рис. 3.13. Внешний вид программного обеспечения для управления системой электронного градинометра с 3 СКВИД-магнитометрами.

Глава 4

Настройка, калибровка и балансировка магнитометрической системы

4.1 Описание созданной магнитометрической системы

В результате всей работы была создана система электронного градиентометра, позволяющая измерять градиентометрический магнитный сигнал от различных источников. Система состоит из 3 каналов СКВИД-электроники, адаптированных для работы с ВТСП СКВИДами в открытом пространстве, блока электронного градиентометра и цифрового блока управления системой. Три СКВИД-датчика располагаются в специальном пластиковом измерительном стержне. Вся система управляется с помощью персонального компьютера. На Рис.4.1 изображена блок схема созданной системы, основными частями которой являются:

1. 3 ВТСП СКВИД-магнитометра типа НТМ-8
2. пластиковая вставка в азотный криостат
3. азотный криостат из неметаллического материала
4. пенопластовое горло в азотный криостат
5. жидкий азот
6. блок 3-х канальной СКВИД-электроники
7. модуляционная СКВИД-электроника, адаптированная для работы с ВТСП СКВИД-магнитометрами типа НТМ-8

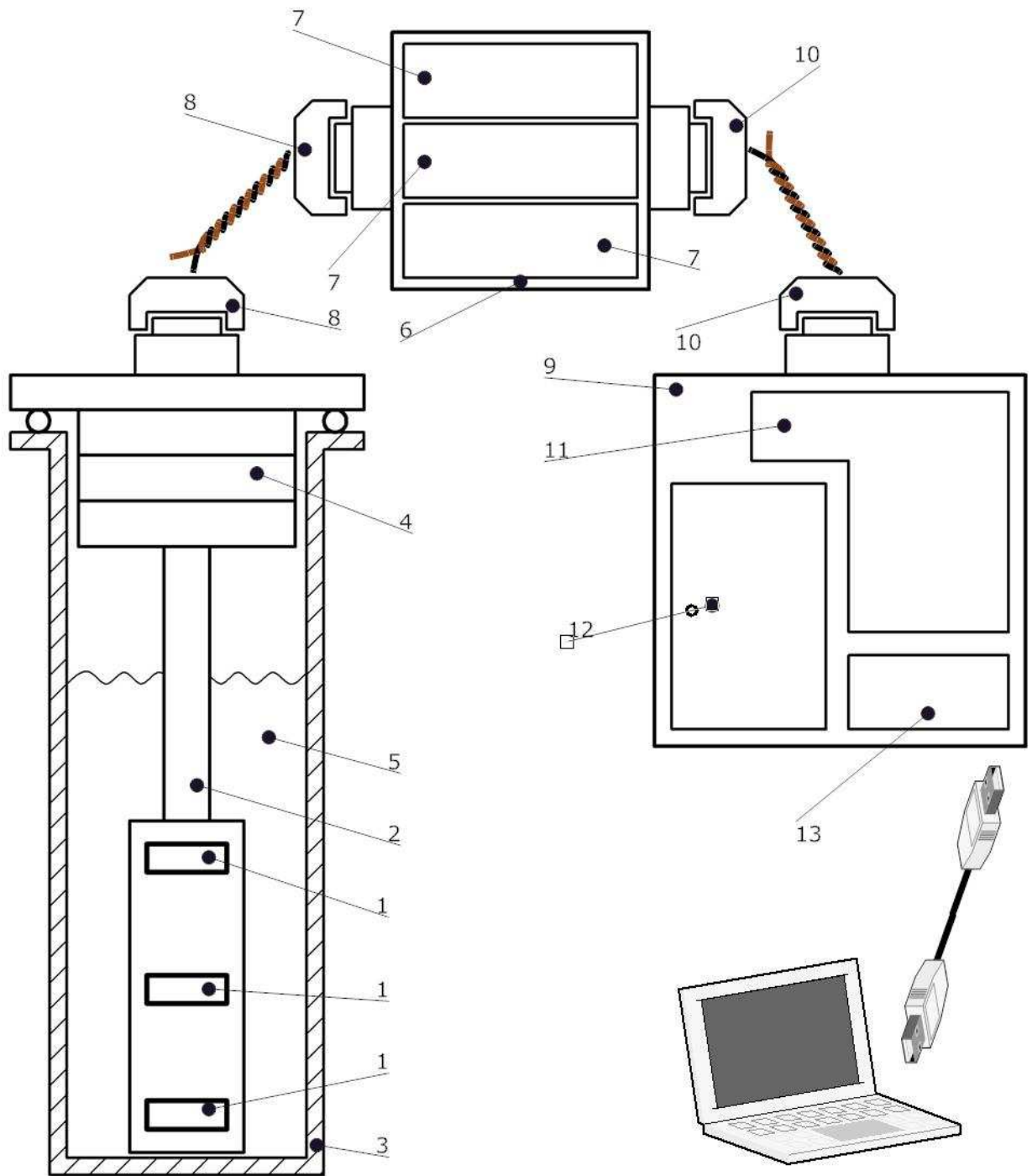


Рис. 4.1. Блок-схема всей системы, состоящей из измерительной вставки в азотном криостате с тремя ВТСП СКВИД-магнитометрами типа НТМ-8, блока трех СКВИД-электроник и блока электронного градиентометра. Управление системой осуществляется с персонального компьютера.

8. соединительный кабель с разъемами типа SCSI
9. система электронного градиентометра
10. соединительный кабель с разъемами типа DVI-29
11. блок электронного градиентометра, управляемый микроконтроллером типа AVR
12. блок питания всей системы
13. электронный блок управления системой на базе микроконтроллера типа ARM7

4.2 Настройки каждого СКВИД-канала с датчиком типа НТМ-8

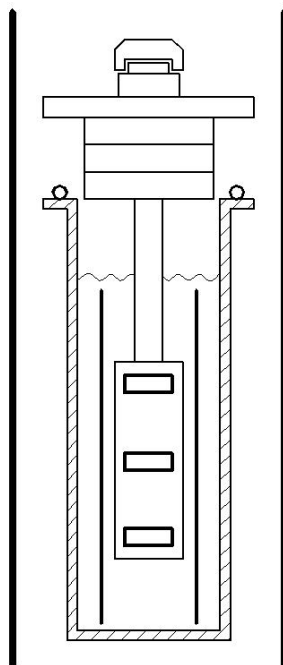


Рис. 4.2. Криостат с измерительной вставкой, помещенные в два магнитных экрана. Суммарное ослабление внешнего магнитного поля равно 50 дБ.

Чтобы иметь возможность измерять магнитный сигнал с помощью СКВИД-магнитометра, сначала необходимо настроить его корректную

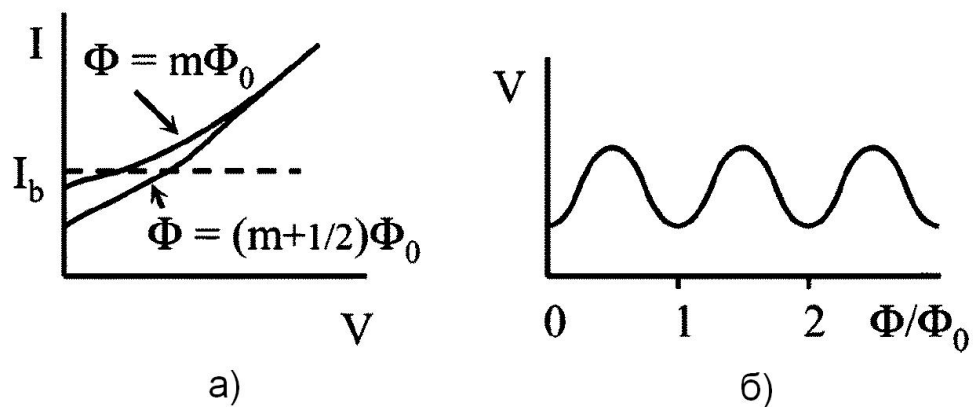


Рис. 4.3. а) Семейство идеализированных вольт-амперных характеристик СКВИДа и положение тока смещения при работе СКВИДа, б) Идеализированная сигнальная характеристика СКВИДа при заданном токе смещения.

работу со СКВИД-электроникой. Все настройки необходимо проводить в положении, когда криостат с измерительной вставкой находятся внутри магнитного экрана. В качестве магнитного экрана нами был использован полый цилиндр из аморфного пермаллоя с внутренним диаметром 200 мм и длиной 1200 мм, который осуществляет ослабление индукции внешнего магнитного поля на 40 дБ. Помимо этого, для еще большего ослабления внешнего магнитного поля был использован еще один магнитный экран диаметром 50 мм, находящийся внутри криостата в жидком азоте. Этот экран был создан путем многослойной намотки ленточного пермаллоя на твердое основание. Суммарное ослабление индукции внешнего магнитного поля составило 50 дБ (см. Рис. 4.2).

Для настройки правильной работы СКВИД-магнитометра со СКВИД-электроникой прежде всего необходимо задать оптимальный ток смещения для СКВИДа. Как правило, он имеет значение немного превышающее максимальный критический ток СКВИДа, т.е. превышающее критический ток, соответствующий целому количеству квантов магнитного потока в петле СКВИДа (см. Рис. 4.3). На практике удобнее всего найти оптимальный ток смещения для СКВИДа, подав

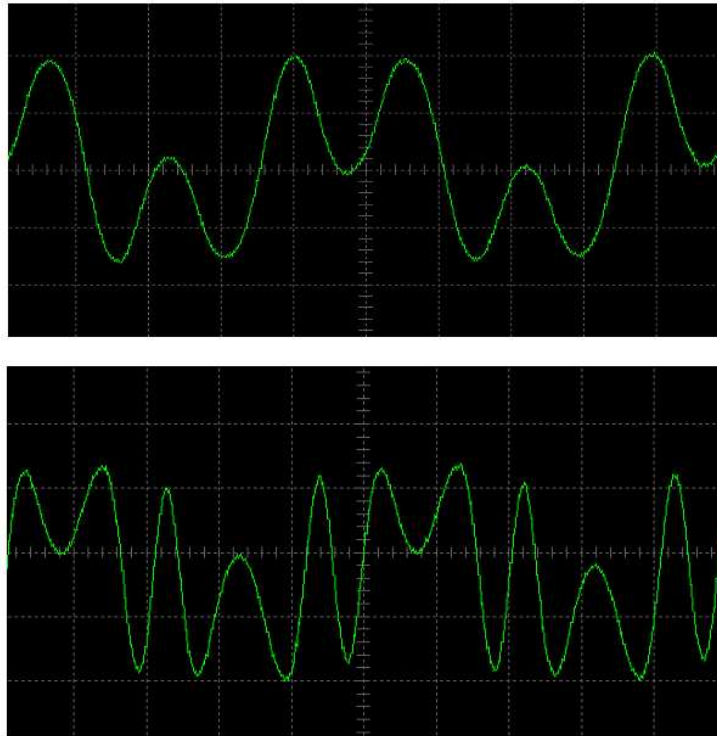


Рис. 4.4. Сигнальная характеристика СКВИДа, соответствующая 1 кванту магнитного потока (сверху) или 2 квантам магнитного потока (снизу) в петле СКВИДа.

в катушку обратной связи СКВИДа тестовый гармонический сигнал на частоте около 100 Гц и увидев его отклик на выходе СКВИД-электроники в режиме разомкнутой обратной связи. При варьировании тока смещения СКВИДа амплитуда сигнала на выходе электроники, являющегося откликом магнитометра на тестовый сигнал, будет изменяться. Оптимальное значение тока смещения СКВИДа соответствует максимальной амплитуде отклика на гармонический тестовый сигнал.

Тем же методом подбирается оптимальное значение амплитуды сигнала модуляции в СКВИД-электронике.

Далее необходимо настроить амплитуду гармонического сигнала, подаваемого в катушку обратной связи датчика так, чтобы с учетом коэффициента связи катушки обратной связи с петлей СКВИДа в СКВИД-магнитометре (в нашем случае датчика типа НТМ-8 это $2.5 \text{ мкА}/\Phi_0$) подаваемый сигнал соответствовал целому числу квантов магнитного

потока в петле СКВИДа. В силу периодичности зависимости критического тока СКВИДа от магнитного потока, приложенного к нему (см. формулу 0.22), отклик СКВИДа на гармонический сигнал будет иметь характерный вид, показанный на Рис. 4.4.

Сделав все вышеперечисленные настройки можно замыкать обратную связь СКВИД-электроники. После этого сигнал на выходе электроники будет пропорционален потоку в петле СКВИДа. Так как поданный тестовый сигнал в катушку обратной связи соответствует целому количеству квантов магнитного потока в петле СКВИДа, можно легко определить коэффициент глубины обратной связи работающей СКВИД-электроники $\frac{\partial V_{OUT}}{\partial \Phi}$. Для этого нужно померить амплитуду выходного гармонического сигнала. После этого тестовый сигнал может быть выключен. Канал СКВИД-электроники настроен и готов к работе по измерению внешнего магнитного сигнала.

Так же стоит еще раз обратить внимание на то, что все настройки необходимо проводить в магнитном экране для того чтобы внешний магнитный фон не мешал процессу настройки. Для работы в неэкранированном пространстве после всех настроек криостат со СКВИД-датчиками следует вынуть из магнитного экрана. При этом возможно установление неравновесного распределения вихрей магнитного потока в магнитометрах, т.е. "вмораживание" магнитных потоков в петлях СКВИДов. Это может привести, в первую очередь, к ухудшению чувствительности датчиков. Для устранения этого негативного эффекта необходимо сбросить все настройки с трех датчиков, предварительно сохранив их значения, потом отогреть каждый СКВИД-магнитометр и снова задать все имеющиеся настройки.

Чтобы измерить чувствительность по индукции магнитного поля каждого канала со СКВИД-магнитометром необходимо измерить

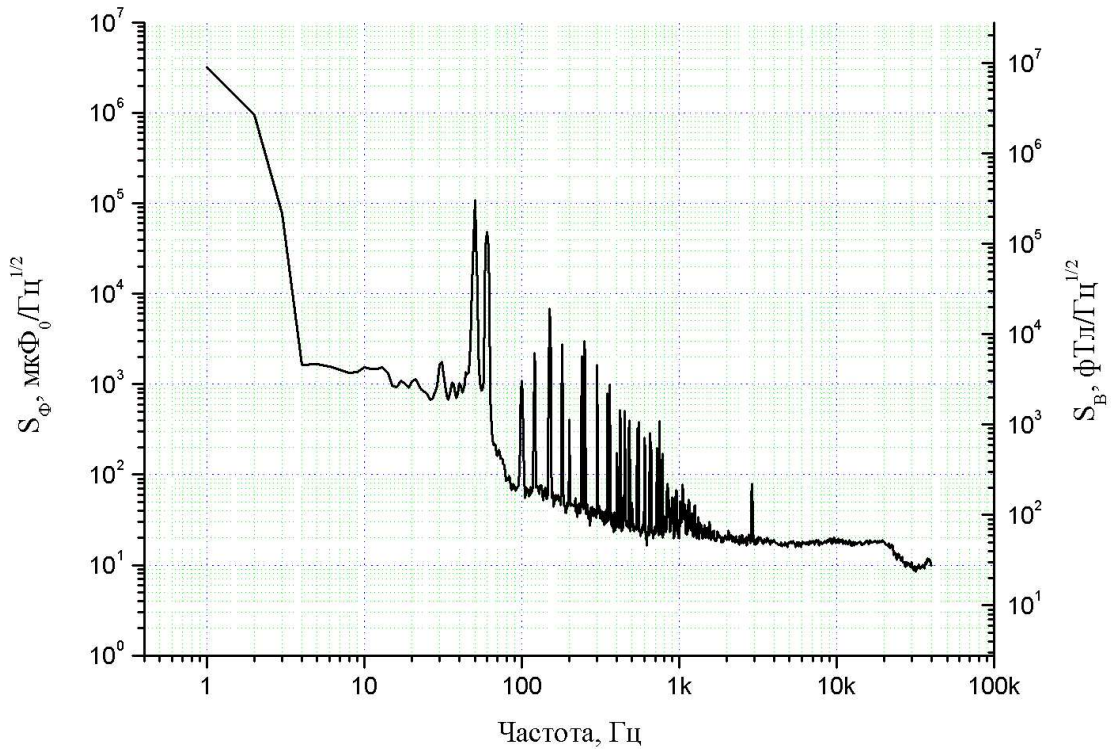


Рис. 4.5. Спектр собственного шума СКВИД-магнитометра, состоящего из датчика типа НТМ-8 и созданной модуляционной электроники, измеренный в магнитном экране в условиях индустриального города.

с помощью спектроанализатора выходной шум с каждой СКВИД-электроники. Далее, поделив полученной значение S_V на коэффициент глубины обратной связи $\frac{\partial V_{OUT}}{\partial \Phi}$, можно получить значение шума магнитного потока в петле СКВИДа S_Φ в единицах Φ_0 . Следующим шагом, если умножить значение S_Φ на величину $\frac{\partial B}{\partial \Phi}$ СКВИД-магнитометра, легко получить искомую чувствительность по магнитному полю для каждого магнитометрического канала.

На Рис. 4.5 представлен спектр шума одного из трех ВТСП СКВИД-магнитометров, работающего со своим каналом модуляционной СКВИД-электроники. Измерения проводились в лаборатории ИРЭ РАН в центре Москвы. В остальных двух каналах спектры шума были аналогичны представленному. Глубина обратной связи была настроена на значение 250

мВ/ Φ_0 . Обратившись к графику зависимости шумового магнитного потока в петле СКВИДа от сопротивления обратной связи в СКВИД-электронике, представленному на Рис. 1.8, можно понять, что не при любой глубине обратной связи СКВИД-магнитометр имеет предельную чувствительность, определяемую только собственным шумом СКВИДа. Пересчитанная зависимость шума в петле СКВИДа от коэффициента глубины обратной связи для нашего варианта СКВИД-электроники с датчиком типа НТМ-8 представлена на Рис. 4.6. Исходя из этого можно констатировать, что представленный спектр шума был снят в режиме работы СКВИД-магнитометра с предельной чувствительностью. Из спектра видно, что на частотах ниже 1 кГц преобладает сильный шум внешнего пространства, а на частотах выше 2 кГц СКВИД-магнитометр выходит на собственный шум $18 \text{ мк}\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$, что соответствует чувствительности $50 \text{ фТл}/\text{Гц}^{1/2}$.

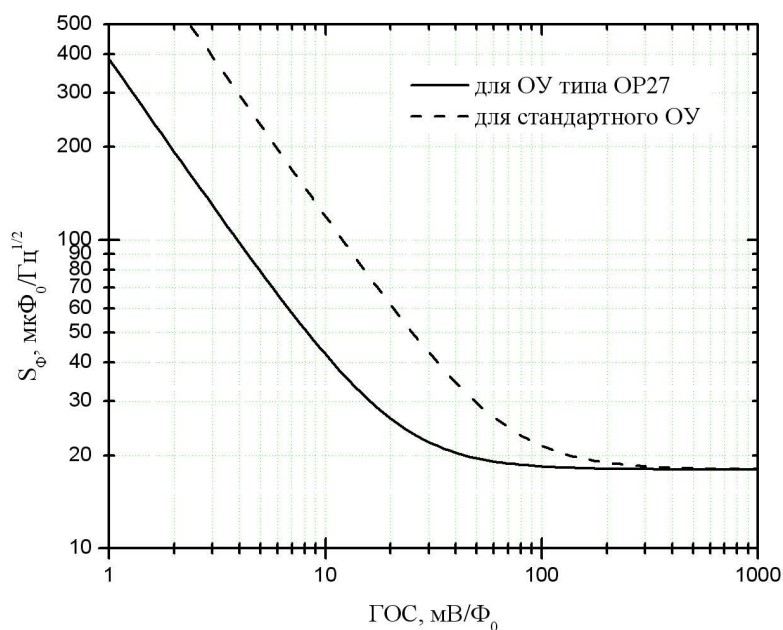


Рис. 4.6. Зависимость шума в петле СКВИДа с коэффициентом связи катушки обратной связи $2.5 \text{ мкА}/\Phi_0$ и уровнем собственного шума $18 \text{ мк}\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$ от коэффициента глубины обратной связи СКВИД-электроники для различных операционных усилителей в цепи обратной связи.

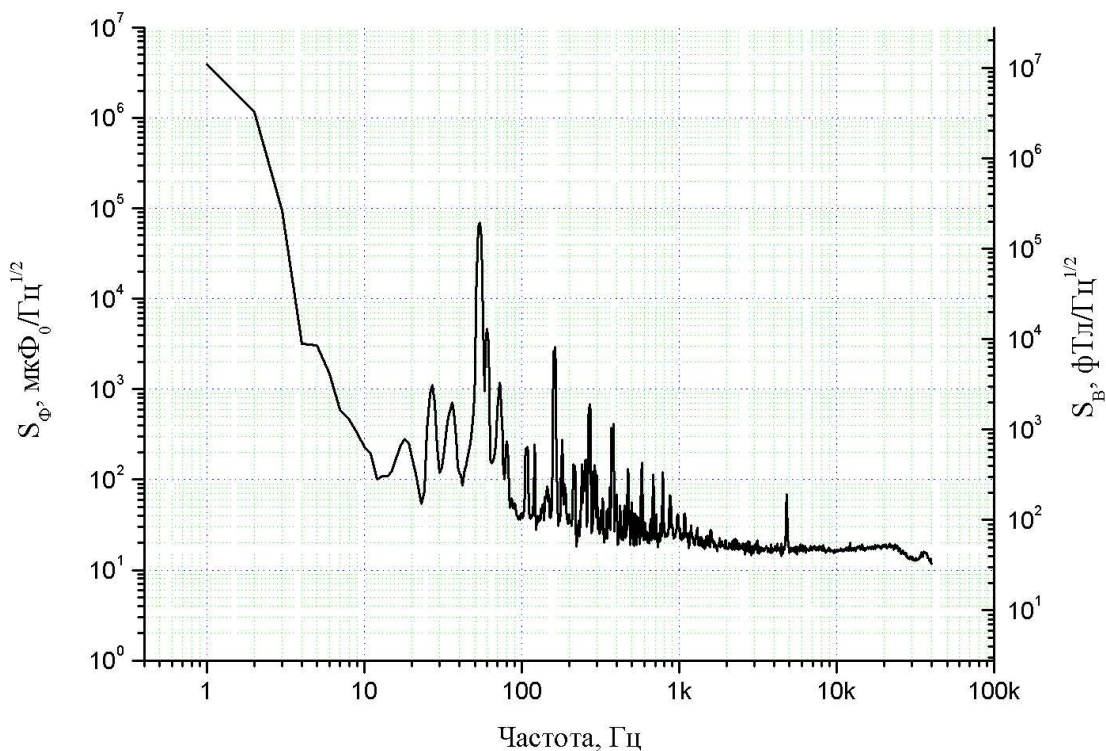


Рис. 4.7. Спектр собственного шума СКВИД-магнитометра, состоящего из датчика типа НТМ-8 и созданной модуляционной электроники, измеренный в магнитном экране в отдалении от индустриального города.

Данный спектр был снят в условиях когда азотный криостат вместе с измерительным зондом находились в магнитном экране из аморфного пермаллоя с ослаблением по магнитному полю 40 дБ. При такой глубине обратной связи СКВИД-магнитометр не может стабильно работать в открытом пространстве в условиях индустриального города.

Для сравнения те же измерения чувствительности СКВИД-магнитометра были проведены в отдалении от индустриального города. При этом каждый канал СКВИД-электроники с датчиком типа НТМ-8 был настроен так же, как и в лаборатории. Коэффициент обратной связи составлял $250 \text{ мВ}/\Phi_0$. В качестве сети электрического напряжения использовался бензиновый генератор. Спектр шума одного из СКВИД-магнитометров, снятых в отдалении от города, представлен на Рис. 4.7.

Из графика видно, что уровень внешнего магнитного поля в отсутствии близости промышленных объектов намного меньше, особенно на низких частотах.

4.3 Методика балансировки электронного градиентометра

Если в управляющей электронике включить режим работы, в котором сигналы с трех правильно настроенных и работающих магнитометров приходят на схему электронного градиентометра, то на выходе системы будет присутствовать сигнал, равный:

$$\gamma(\alpha A - B) - (\beta B - C) = \alpha\gamma A - 2(\beta + \gamma)B - C \quad (4.1)$$

где A, B, C - исходные сигналы с 3 СКВИД-магнитометров. α, β, γ являются подстроечными коэффициентами, позволяющими сбалансировать электронный градиентометр.

Точную балансировку электронного градиентометра необходимо делать в экранированном от внешнего шумового магнитного поля пространстве. Производится эта процедура в два этапа. Первоначально система помещается в однородное магнитное поле для настройки градиентометров 1 порядка $\alpha A - B$ и $\beta B - C$. При этом находятся наиболее подходящие коэффициенты α, β и γ . Кроме того производится необходимая балансировка с помощью механической системы балансировки двух верхних СКВИД-датчиков. Специально для создания однородного магнитного поля была создана система колец Гельмгольца по методике, описанной в статье [70]. Внутри кубического объема размеров 1 дм³ в центре этой кольцевой системы присутствует однородное магнитное поле с очень большой точностью. Дальнейшая балансировка производится с помощью нахождения наименьшего шумового сигнала с помощью

спектроанализатора.

В условиях слабоэкранированного или открытого пространства также можно производить балансировку электронного градиентометра на базе трех ВТСП СКВИДов. В индустриальном городе и в его отдалении наиболее высоким пиком на спектре магнитного фона является пик 50 Гц. Балансировать систему можно по наблюдению минимума этого пика в спектре внешнего магнитного поля.

4.4 Разрешающая способность системы

Чтобы оценить итоговый собственный шум системы, зная собственные шумы каждого из трех СКВИД-магнитометров, составляющих электронный градиентометр, можно воспользоваться следующей формулой:

$$S_V^{GR} = \sqrt{(S_V^A)^2 + 2(S_V^B)^2 + (S_V^C)^2} \quad (4.2)$$

Так как предельная разрешающая способность всех трех магнитометров составляет 50 фТл/Гц^{1/2}, т.е. $S_V^A = S_V^B = S_V^C$, то с учетом формулы 4.4 предельная разрешающая способность вдвое больше предельной разрешающей способности каждого СКВИД-магнитометра. Предельная собственная разрешающая способность созданной системы находится на уровне 100 фТл/Гц^{1/2}.

На Рис. 4.8 представлен спектр шума электронного градиентометра второго порядка, состоящего из трех ВТСП СКВИД-магнитометров типа НТМ-8. Спектр был снят в тех же условиях, в которых проводились измерения с каждым СКВИД-магнитометром по отдельности. Сравнивая этот спектр шума со спектром, представленным на Рис. 4.5, можно сказать, что шум на низких частотах уменьшился почти на два порядка и почти приблизился к собственному шуму измерительной системы. На частотах

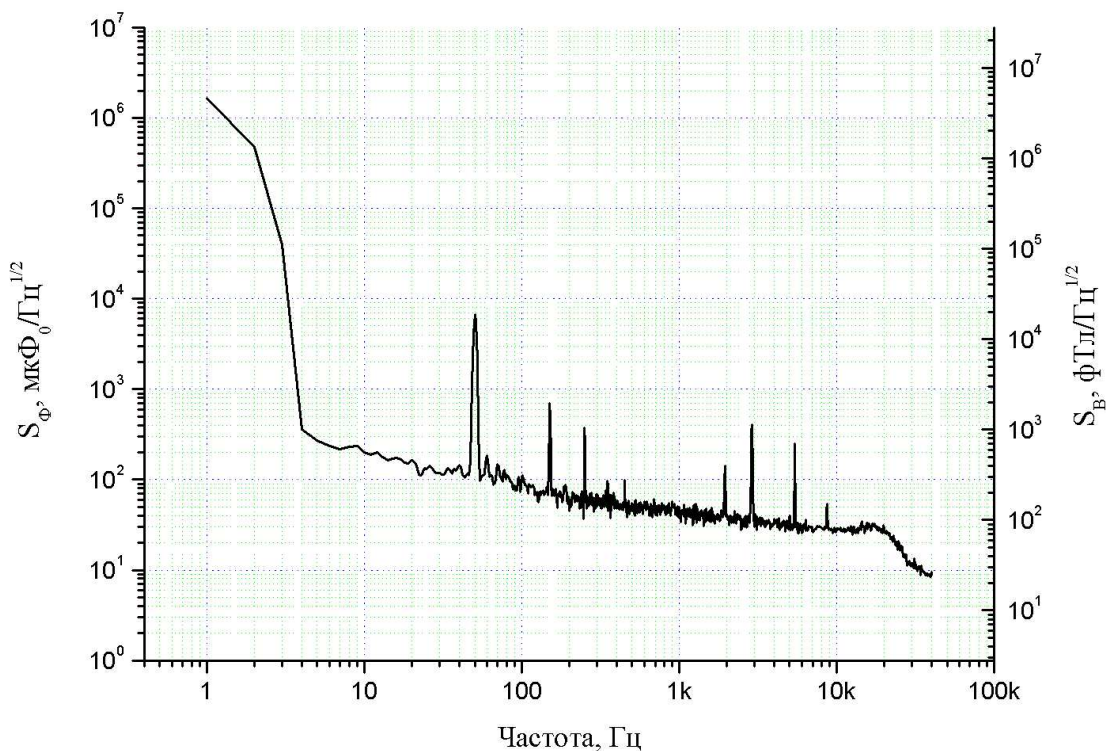


Рис. 4.8. Спектр собственного шума электронного градиентометра, состоящего из трех одинаковых СКВИД-магнитометров, измеренный в магнитном экране в условиях индустриального города.

выше 1 кГц уровень шума вырос в два раза до уровня $100 \text{ фТл/Гц}^{1/2}$.

Учитывая то, что база созданного градиентометра 2 порядка равна 5 см, предельная градиентометрическая чувствительность созданной системы равна $4 \text{ фТл/см}^2\text{Гц}^{1/2}$.

4.5 Измерение с помощью электронного градиентометра сигнала от дипольного источника магнитного сигнала

Для демонстрации правильной работы созданной системы по измерению магнитных сигналов от объектов, расположенных поблизости с криостатом с измерительным зондом, градиентометрической системой был

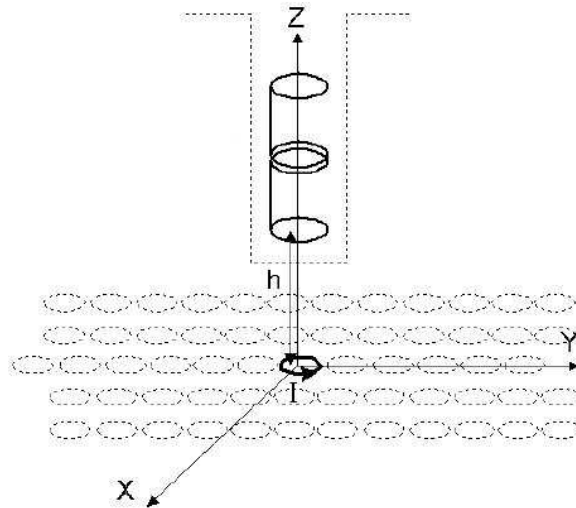


Рис. 4.9. Схема процедуры измерения магнитного поля от кругового тока с помощью градиентометра.

измерен сигнал, создаваемый круговым током в проводнике. Известно, что индукция магнитного поля, создаваемая протекающим в проводнике током подчиняется закону Бой-Савара-Лапласа:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{[d\vec{l} \bullet \vec{r}]}{r^3} \quad (4.3)$$

Диаметр кольца с током был равен 5 мм. Расстояние от источника магнитного сигнала до нижнего измерительного магнитометра составляло 50 мм. Также кольцо с током было сориентировано соосно с измерительным зондом (см. Рис. 4.9). При таком соотношении размера источника магнитного сигнала и расстояния от него до точки измерения применимо дипольное приближение. Магнитное поле в точке измерения может быть подсчитано по формуле:

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{2\vec{p}_m}{r^3} \quad (4.4)$$

где диполем обозначена величина тока, умноженная на площадь кольца с током:

$$\vec{p}_m = IS\vec{n} \quad (4.5)$$

На Рис. 4.10 показаны осциллограммы подаваемых с генератора и измеряемых с помощью градиентометра второго порядка сигналов.

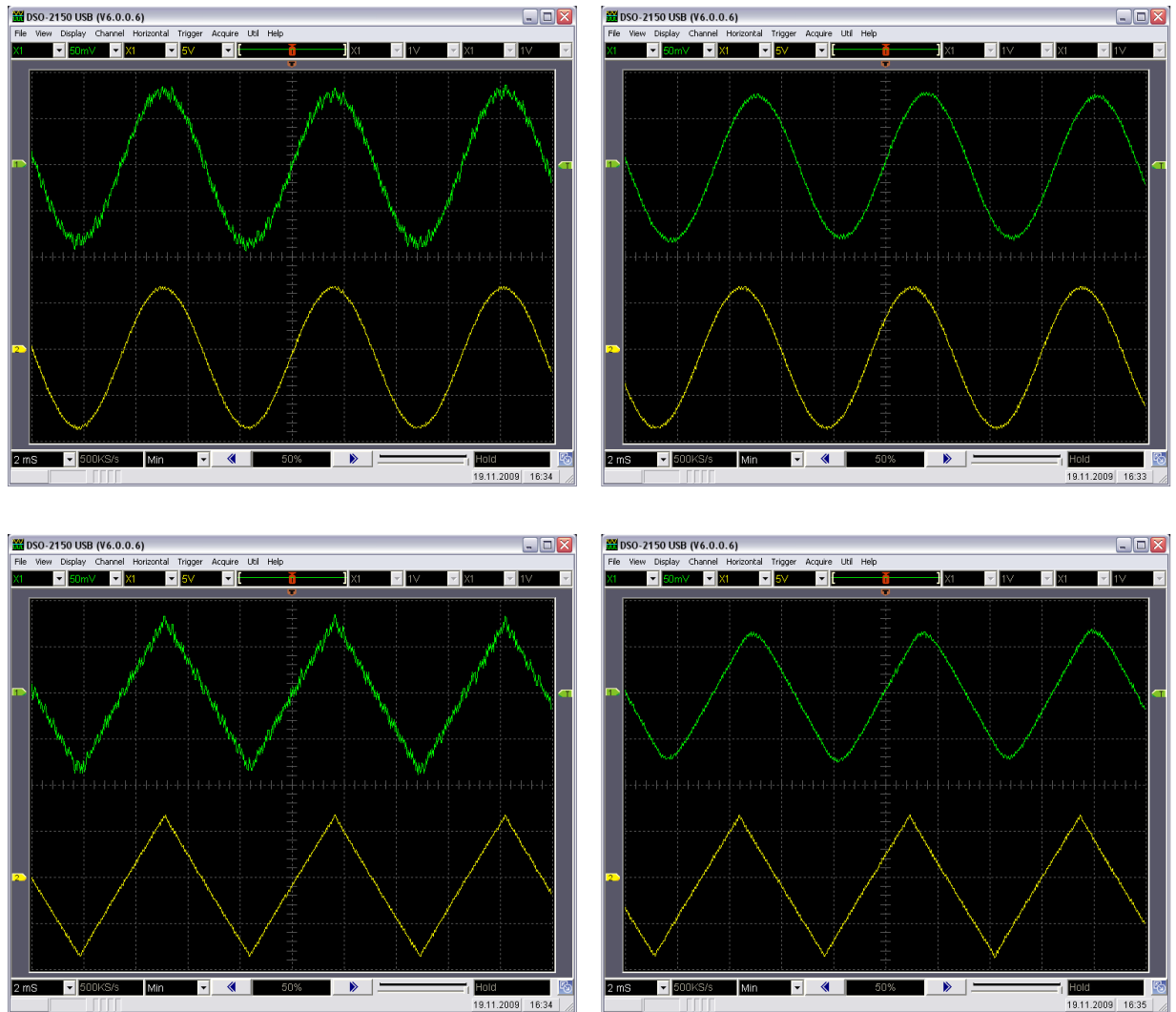


Рис. 4.10. Осциллограммы подаваемого с генератора (нижний сигнал) и измеряемого с помощью созданного градиентометра (верхний сигнал) сигналов. На правых осциллограммах выходной сигнал градиентометра пропущен через фильтр низких частот с частотой среза на уровне нескольких кГц.

Заключение

Основные результаты работы:

1. Создана модуляционная СКВИД-электроника, адаптированная для работы с ВТСП СКВИДами постоянного тока как в экранированном, так и в открытом пространстве. У созданного варианта СКВИД-электроники расширен динамический диапазон до 150 дБ и имеется возможность подавать в СКВИД переменный ток смещения.

2. Для СКВИД-магнитометра с дополнительным концентратором магнитного потока, обеспечивающим чувствительность в экранированном пространстве $50 \text{ фТл/Гц}^{1/2}$ на частотах выше 10 Гц, продемонстрирована стабильная работа СКВИД-магнитометров типа НТМ-8 в неэкранированном пространстве в условиях промышленного города с чувствительностью на уровне $100 \text{ фТл/Гц}^{1/2}$.

3. Спроектирована и собрана измерительная пластиковая вставка в азотный криостат с тремя ВТСП СКВИД-магнитометрами, располагающимися вертикально друг над другом. В конструкции вставки создана прецизионная система механической балансировки электронного градиентометра.

4. Спроектирован и сконструирован электронный градиентометр второго порядка, производящий обработку сигналов с трех СКВИДов по формуле $A - 2B + C$. Созданное устройство имеет следующие характеристики:

- База градиентометра равна 10 см.
- Предельная чувствительность по магнитному полю составляет 4

$\text{фТл/см}^2\text{Гц}^{1/2}$ или $100 \text{ фТл/Гц}^{1/2}$, приведенных к нижнему СКВИД-магнитометру .

- Рабочая полоса измеряемого сигнала равна 15 кГц.
- Динамический диапазон измеряемого сигнала равен 144 дБ.
- Скорость слежения изменения измеряемого сигнала равна $250 \text{ к}\Phi_0/\text{с}$.

5. Прибор может быть использован с предельной чувствительностью по магнитному полю $4 \text{ фТл/см}^2\text{Гц}^{1/2}$ в слабо-экранированном пространстве или в местах, удаленных от промышленных помех с использованием аккумуляторного питания всей системы. Также возможно использование созданной магнитометрической системы в условиях неэкранированного пространства в промышленном городе с чувствительность 8 - 12 $\text{фТл/см}^2\text{Гц}^{1/2}$, что эквивалентно 200 - 300 $\text{фТл/Гц}^{1/2}$, приведенным к нижнему СКВИД-магнитометру.

6. Проведенное исследование показало, что использование высокотемпературных СКВИД-магнитометров в области измерения магнитных сигналов в неэкранированном пространстве в промышленном городе затруднено наличием сильного и крайне нестабильного низкочастотного магнитного фона.

Список публикаций автора

- [A1] Е.В. Бурмистров, П.Н. Дмитриев, М.А. Тарасов, А.С. Калабухов, С.А. Ковтонюк, С.А. Гудошников, О.В. Снигирев, Л.С. Кузьмин, В.П. Кошелец, "Реализация планарного СКВИД-пикоамперметра", Радиотехника и Электроника, 2006, т. 51, № 5, стр. 1-6.
- [A2] L. Kuzmin, P. Mauskopf, V. Zakosarenko, D. Golubev, E. Burmistrov, H.-G. Meyer, "Cold-Electron Bolometers with SQUID Readout for OLIMPO Balloon Telescope", 7-th Int. Conf. on Low Temp. Electron., WOLTE-7, 21-23 June 2006, Noordwijk, The Netherlands. ESA Proceedings 264, pp. 117-124
- [A3] Е.В. Бурмистров, В.Ю. Слободчиков, В.В. Ханин, Ю.В. Масленников, О.В. Снигирев, "Модуляционная СКВИД-электроника для работы с высокотемпературными СКВИДами в открытом пространстве", Радиотехника и электроника, 2008, т. 53, №10, стр. 1333-1340.
- [A4] E.V. Burmistrov, V.Yu. Slobodchikov, V.V. Khanin, Yu.V. Maslennikov, O.V. Snigirev, "DC SQUID modulation electronics for operation with HTS DC SQUID magnetometers in the unshielded environment", 2008 Applied Superconductivity Conference, Chicago, Illinois USA, August 17-22, 3EPF02.
- [A5] E.V. Burmistrov, V.Yu. Slobodchikov, V.V. Khanin, Yu.V. Maslennikov, O.V. Snigirev, "DC SQUID modulation electronics for operation with HTS DC SQUID magnetometers in the unshielded environment", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 19, issue 3, pp. 206-209.
- [A6] E.V. Burmistrov, V.Yu. Slobodchikov, V.V. Khanin, Yu.V. Maslennikov, "DC SQUID modulation electronics for operation with HTS DC SQUID

magnetometers in the unshielded environment", L1-06, International Conference "Micro- and nanoelectronics", 2009.

[A7] 29.10.2009 в федеральной службе по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам РФ принято решение о выдаче патента РФ по заявке № 2008147035(061496) от 28.11.2008 "Магнитометр-градиентометр на основе СКВИДов постоянного тока из высокотемпературных сверхпроводников".

Литература

- [1] Wikswo J.P., Applications of SQUID magnetometers to biomagnetism and nondestructive evaluation, *Application of superconductivity, H. Weinstock, pp. 139-228, 2000*
- [2] Koch H., SQUID Magnetocardiography: Status and Perspectives, *IEEE Trans. on Appl. Supercond., Vol. 11, No. 1, 2001*
- [3] Fenici R., Brisinda R., and Meloni R., Clinical application of magnetocardiography, *Expert Rev. Mol. Diagn. 5 n.3, 291-313 2005*
- [4] Измеров Н.Ф., Ушаков И.Б., Бухтияров И.В., Васнев А.В., Масленников Ю.В., Кондратюк Л.Л., Никитина Л.С., Магнитокардиография как новый метод кардиодиагностики для медицины труда, *Медицина труда и промышленная экология, 2005, № 6, с.32-37*
- [5] Howak H., Giessler F., Huonker R., Multichannel magnetocardiography in unshielded environments, *Clin. Phys. Physiol. Meas., 12, 5-11, 1991*
- [6] Lounasmaa O.V., Seppa H., SQUIDS in Neuro- and Cardiomagnetism, *J. of Low Temp. Phys., V. 135, N. 5/6, 2004*
- [7] J. Clarke, Geophysical applications of SQUID, *IEEE Trans. Magn., 19, 288, 1983*
- [8] Foley C.P., Tilbrook D.I., Leslie K.E. et al., Geophysical exploration using magnetic gradiometry based on HTS SQUIDS, *IEEE Trans. Appl. Supercond., 11, 1375, 2001*
- [9] Leslie K.E., Binks K.E., Foley C.P. et al. Operation of a geophysical HTS SQUID system in sub-Arctic environments, *IEEE Trans. Appl. Supercond., 13, 759, 2001*
- [10] Meyer H.G., Stolz R., Chwala A., Schulz M., SQUID technologies for geophysical exploration, *Phys. Stat. Sol., (c) 2, 1504, 2004*
- [11] Weinstock H., A review of SQUID magnetometry applied to nondestructive evaluation, *IEEE Trans. Magn., 27, 3231, 1991*
- [12] Mignogna R.B., Chaskelis H.H., Investigation of deformation using SQUID magnetometry, *Review of Progress in QNDE vol. 8, ed. Thompson D.O. and Chimenti D., pp. 551-8, 1989*

- [13] Banchet J., Jouglar J., Vuillermoz P.-L., Waltz P. and Weinstock H., Magnetomechanical behaviour of steel via SQUID magnetometry, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, **5**, 2486, 1995
- [14] Wikswo J.P., Design considerations for magnetic imaging with SQUID microscopes and arrays, *Pros. 4th Int. Superconductive Electronics Conf.*, pp. 189, 1993
- [15] Jenks W.G., Sadeghi S.S.H. and Wikswo J.P., SQUIDs for nondestructive evaluation, *J. Phys. D: Appl. Phys.*, **30**, 293-323, 1997
- [16] Faley M.I., Poppe U., Urban K., Paulson K. and Fagaly K., A New Generation of the HTS Multilayer DC-SQUID Magnetometers and Gradiometers, *Journal of Physics: Conference Series* **43**, 1199-1202, 2006
- [17] Фалей М.И., Тонкопленочные гетероструктуры оксидных сверхпроводников и их применение для сверхпроводниковых квантовых интерферометров, *Диссертация на соискание ученой степени доктора физико-математических наук, Москва, 2005*
- [18] Cantor R., Lee L.P., Teepe M., Vinetskiy V., and Longo J., Low-noise single-layer YBaCuO DC-SQUID magnetometers at 77K, *IEEE Trans. Magn.*, 1991, v.**27**, N 2, pp. 1434-1437
- [19] Lee L.P., Longo J., Vinetskiy V., and Cantor R., Monolithic 77K dc SQUID magnetometer, *Appl. Phys. Lett.*, 1991, V. **59**, N 23, pp. 3051-3053
- [20] Koch R.H., Rozen J.R., Sun J.R. and Gallagher W.J., Tree SQUID gradiometer, *Appl. Phys. Lett.* **63**, n.3, 19 July 1993
- [21] Zhang Y., Panaitov G., Wang S.G., Wolters N., Otto R., Schubert J., Zander W., Krause H.-J., Soltner H., Bousack H. and Braginski A.I., Second-order, high-temperature superconducting gradiometer for magnetocardiography in unshielded environment, *Appl. Phys Lett.* **76**, n. 7, 14 February 2000
- [22] Kamerlingh Onnes H., *Leiden Comm.* **122b**, 124 (1911)
- [23] R. Kleiner, D. Koelle, F. Ludwig and John Clarke, "SQUIDs: State of Art and Applications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, № 10, October 2004
- [24] B.D. Josephson. *Phys. Lett.*, **1**, 251 (1962)
- [25] J. Oppenlaender, Ch. Haeussler, and N. Schopohl, "Non- 0-periodic macroscopic quantum interference in one-dimensional parallel Josephson junction arrays with unconventional grating structure", *Phys. Rev.* (2001), B **63** 024511-1-9

- [26] C. Tesche, J. Clarke, "dc SQUIDS: Noise and Optimization", *J. of Low Temp. Phys.*, Vol. 29, Nos. 12, 1977
- [27] К.К. Лихарев, Б.Т. Ульрих, Системы с джозефсоновскими контактами, *Изд-во Московского университета*, 1978
- [28] J. Clarke, W. Goubau, M. Ketchen, "Tunnel junction dc SQUID: Fabrication, operation and performance", *J. of Low Temp. Phys.*, Vol. 25:99, 1976
- [29] Y. Jia, W.R. Sun, J.R. Li, "An analysis theory of symmetric dc SQUID driven by thermal noise", *Supercond. Sci. Technol.*, 16 (2003) 437-443
- [30] R. Peterson, C. Hamilton, "Analysis of the threshold for superconducting interferometers", *J. Appl. Phys.*, 50:8135, 1979
- [31] V. J. de Waal, P. Schrijer, R. Llubra, "Simulation and optimization of a dc SQUID with finite capacitance", *J. of Low Temp. Phys.*, 54:215, 1985
- [32] D. Drung, "High-TC and Low-TC dc SQUID electronics", *Supercond. Sci. Technol.* 16 (2003) 1320-1336
- [33] Clarke J., Goubau W.M. and Ketchen M.B., Tunnel junction DC SQUID: fabrication, operation and performance, *J. Low Temp. Phys.*, 25, 99-44, 1976
- [34] Koelle D., Kleiner R., Ludwig F., Dantsker E. and Clarke J., High transition temperature superconducting quantum interference devices, *Reviews of Modern Physics*, 71, 3, 631-686, April 1999
- [35] Faley M.I., Poppe U., Urban K., Paulson D.N., Starr T. and Fagaly R.L., Low noise HTS dc-SQUID flip-chip magnetometer and gradiometer, *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, 11, 1, 1383-1386, 2001
- [36] Фалей М.И., Магнитометры и градиометры на основе гетероструктур оксидных сверхпроводников, *Радиотехника и электроника*, 50, 3, 1-8, 2005
- [37] Zeng X.H., Soltner H., Selbig D., Bode M., Bick M., Ruders F., Schubert J., Zander W., Banzet M., Zhang Y., Bousack H. and Braginski A.I., A high-temperature rf SQUID system for magnetocardiography, *Measurement Science and Technology*, 9, 1600-1608, 1998
- [38] Burghoff M., Trahms L., Zhang Y., Bousack H. and Borgmann J., Diagnostic application of high-temperature SQUIDS, *J. Clin. Engr.*, 21(1), 62-66, 1996
- [39] Cochran A., Macfarlane J.C., Morgan L.N.C., Kuznik J., Weaton R., Hao L., Bowman R.M. and Donaldson G.B., Using a 77K SQUID to measure magnetic field for NDE, *IEEE Appl. Supercond.*, 4(3), 128-135, 1994

- [40] Morgan L.N.C., Carr C., Cochran A., McKirdy D.McA. and Donaldson G.B., Electromagnetic nondestructive evaluation with simple HTS SQUIDS: Measurements and Modelling, *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, **5(2)**, 3127-3130, 1995
- [41] Chatrathorn S., Fleet E.F. and Wellstood F.C., High-Tc scanning SQUID microscopy: Imaging integrated circuits beyond the standard near-field limit., *Bull. Am. Phys. Soc.*, **44(1)**, Part II, 1554 (Abstract), 1999
- [42] Fleet E.F., Chatrathorn S. and Wellstood F.C., HTS SQUID microscopy of eddy currents, *Bull. Am. Phys. Soc.*, **44(1)**, Part II, 1554 (Abstract), 1999
- [43] Poppe U., Faley M.I., Breunig I., Speen R., Urban K., Zimmermann E., Glaas W. and Halling H., HTS dc-SQUID Microscope with soft-magnetic Flux Guide, *Supercond. Sci. and Technol.*, **17**, 191-195, 2004
- [44] Ter Brake H.J.M., Flokstra J., Jaszczuk W., Stammis R., van Ancum G.K., Martinez A. and Rogalla H., 19-channel dc SQUID based neuromagnetometer, *Clin. Phys. and Physiol. Meas.*, **12(Suppl. B)**, 45-50, 1991
- [45] Matlashov A.N., Slobodchikov V.Yu., Bakharev A.A., Zhuravlev Y.E. and Bondarenko N., Biomagnetic multichannel system built with 19 cryogenic probes, *Proc. 9th Inter. Conf. on Biomagnetism, Vienna*, 493-496, 1995
- [46] Dossel O., David B., Fuchs M., Kruger J., Ludeke K.-M. and Wishmann H., A 31-channel SQUID system for biomagnetic imaging, *Appl. Supercond.*, **110-12**, 1813-1825, 1993
- [47] Gudden F., Hoening E., Reichenberger H., Schittenhelm R., Schneider A., A multichannel system for use in biomagnetic diagnosis, *Electromedica* **57**, 2-7, 1989
- [48] Hoening H.E., Daalmans G.M., Bar L., et al., Multichannel DC SQUID sensor array for biomagnetic applications, *IEEE Trans. Magn.*, **27**, 2777-2785, 1991
- [49] Drung D., The PTB 83-SQUID system for biomagnetic applications in a clinic, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, **5**, 2112-2117, 1995
- [50] Tsukada K., Kandori A., Miyashita T. et al., A simplified superconducting quantum interference device system to analyze vector components of a cardiac magnetic field, *Proceedings of 20th Ann. Internal. Conf. of IEEE/EMBS, Japan*, 1998
- [51] Burghof M., Schleyerbach H., Drung D., Trahms L., Koch H., A vector magnetometer module for biomagnetic application, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, **9**, 4069-4072, 1999

- [52] van Leeuwen P., Haupt C., Hoorman C., Hailer B., Mackert B.M., Stroink G.A., 67 channel biomagnetometer designed for cardiology and other applications. *In: Recent Advances in Biomagnetism. Yoshimoto T., Kotani M., Kuriki S., Karibe H., Nakasato N., Tohoku University Publisher, Sendai, Japan, 89-92, 1999*
- [53] Yong-Ho Lee, Jin-Mok Kim, Kiwoong Kim, Hyukchan Kwon, Kwon-Kyu Yu, In-Seon Kim and Yong Ki Park, 64-channel magnetocardiogram system based on double relaxation oscillation SQUID planar gradiometer, *Superconf. Sci. Technol.*, *19*, S284-S288, 2006
- [54] Savo B., Wellstood F.C. and Clarke J., Low frequency excess noise in Nb-Al₂O₃-Nb Josephson tunnel junctions, *Appl. Phys. Lett.*, **50**, 1757-9, 1987
- [55] Koelle D., Kleiner R., Ludwig F., Dantsker E. and Clarke J., High-transition-temperature superconducting quantum interference devices, *Rev. Mod. Phys.* **71**, 631-86, 1999
- [56] Dossel O., David B., Fuchs M., Kullmann W.H., and Ludeke K.-M., A modular low noise 7-channel SQUID-magnetometer, *IEEE Trans. Magn.*, **27**, 2797-800, 1991
- [57] Matsuda M., Ono S., Kato K., Matsuura T., Oyama H., Hayashi A., Hirano S., Kuriki S., Yokosawa K, High-Tc SQUID magnetometers for use in moderate magnetically-shielded room, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Vol. **11**, 1315-1318, 2001
- [58] Gallop J., SQUIDS: some limits to measurement, *Supercond. Sci. Technol.*, Vol. **16**, 1575-1582, 2003
- [59] Borgmann J., David P., Krause H.J., Otto R. and Braginski A.I., Compensation techniques for high-temperature superconducting quantum interference device gradiometers operating in unshielded environment, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. **68**, No. 8, August 1997
- [60] Borgmann J., David P., Ockenfuss G., Otto R., Schubert J., Zander W. and Braginski A.I., Electronic high-temperature radio frequency superconducting quantum interference device gradiometers for unshielded environment, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. **68**, No. 8, July 1997
- [61] Bick M., Sternickel K., Panaitov G., Effern A., Zhang Y. and Krause H.-J., SQUID Gradiometry for Magnetocardiography Using Different Noise Cancellation Techniques, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Vol. **11**, No. 1, March 2001
- [62] Liao S.H., Hsu S.C., Lin C.C., Horhg H.E., Chen J.C., Chen M.J., Wu C.H. and Yang H.C., High-Tc SQUID gradiometer system for magnetocardiography in an unshielded environment, *Supercond. Sci. Technol.*, **16**, 1426-1429, 2003

- [63] Schultze V., Oukhanski N., Zakosarenko V., Ijsselstein R., Chwala A. and Meyer H.-G., HTS dc SQUID behaviour in external magnetic fields, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Vol. **11**, 1319-1322, 2001
- [64] Robinson S.E., Environmental noise cancellation for biomagnetic measurements, *in: S.J. Willimson et al. (eds.), "Advances in biomagnetism", 721-724, Plenum Press, New York, 1989*
- [65] Kouznetsov K.A., Borgmann J. and Clarcke J., High-Tc second-order gradiometer for magnetocardiography in an unshielded environment, *Appl. Phys. Lett.*, Vol. **75(13)**, 1979-1982, 1999
- [66] Wikswo J.P., Optimization of SQUID differential magnetometers, *AIP Conf. Proc.*, **44**, 145-149, 1978
- [67] Cochran A., Donaldson G.B., Evanson S. and Bain R.J.P., First-generation SQUID-based nondestructive testing system, *IEE Proceedings-A*, **140(2)**, 113-120, 1993
- [68] Drung D., Performance of an electronic gradiometer, *Supercond. Devices and there Appl.*, Springer-Verlang, New York, **64**, 542-546, 1992
- [69] Tavrín Y., Zhang Y., Wolf W. and Braginski A.I., A second-order SQUID gradiometer operating at 77K, *Supercond. Sci. Technol.*, **7**, 265-268, 1994
- [70] R. Merrit, C. Purcell, G. Stroink, Создание однородного магнитного поля ри помощи трех, четырех, пяти квадратных катушек, *Rev. Sci. Instrum.*, **N7**, 879-882, 1983