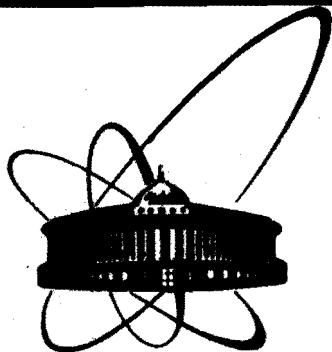


85-190



**СООБЩЕНИЯ
ОБЪЕДИНЕННОГО
ИНСТИТУТА
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ
ДУБНА**

P8-85-190

В.М.Дробин, Е.И.Дьячков, Д.Лазэр, П.Лоботка,
В.Н.Трофимов, И.С.Хухарева

**НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ
ВОСПРИИМЧИВОСТИ СЛАБОМАГНИТНЫХ ВЕЩЕСТВ**

1985

ВВЕДЕНИЕ

Как известно, измерительные системы со СКВИДами /от SQUID - superconducting quantum interference device/ намного превосходят любые другие приборы по энергетической чувствительности, достигающей 10^{-12} эВ·Гц⁻¹ /для типичных устройств - 10^{-9} эВ·Гц⁻¹/ и приближающейся к фундаментальному квантовому пределу - постоянной Планка $\hbar = 4 \cdot 10^{-15}$ эВ·Гц⁻¹. Задача экспериментатора заключается в получении максимального коэффициента преобразования измеряемой величины в изменение магнитного потока $\Delta\Phi$, на которое непосредственно реагирует СКВИД, и в максимальном снижении влияния всех возможных источников шумов. Ввиду уникальной чувствительности такие системы все более широко используются в физике твердого тела, геофизике, медицине, биологии^{/1-3/} и становятся такой же обычной частью оборудования низкотемпературных лабораторий, как вакуумметры или цифровые вольтметры. Несомненно, что в будущем и в ядерной физике использование СКВИДов создаст новые экспериментальные возможности.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМЫ

В этой статье приводится описание разработанной в криогенном отделе Лаборатории высоких энергий измерительной системы на основе СКВИДа. Первоочередной целью было приобретение опыта в проектировании и проведении измерений на таких системах. Однако характеристики установки оказались на уровне типичных и позволяют получать новую физическую информацию. Некоторые из первых полученных результатов приводятся в конце работы.

Систему можно естественным образом разделить на две части: низкотемпературную вставку, предназначенную, в основном, для измерения статической магнитной восприимчивости χ слабомагнитных веществ при температуре 4,2 К, и регистрирующую электронику, которая может использоваться и для всех последующих планируемых работ.

1.1. Электроника. Базовая схема, принцип работы

На рис.1 в самом общем виде представлена обычно используемая измерительная система со СКВИДОМ. Это - система с отрицательной обратной связью /ООС/ по потоку, в которой СКВИД является нуль-индикатором, т.е. результирующее изменение потока через

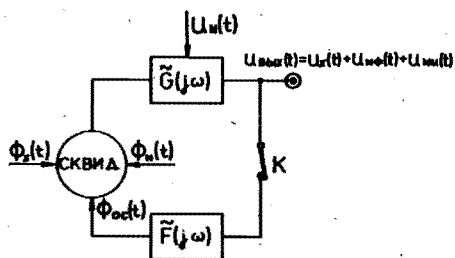


Рис. 1. Обобщенная схема измерительной системы со СКВИДом для низкочастотных магнитных измерений.

контур квантования с площадью S , определяемое как $\Delta\Phi = \int \Delta\vec{B} d\vec{s}$, /где $\Delta\vec{B}$ - изменение магнитного поля/ и складывающееся из сигнала Φ_x , шума Φ_N и потока ООС Φ_{oc} , поддерживается близким к нулю. Введем

$$\tilde{G}'_{\Phi U}(j\omega) = G'(\omega) e^{j\psi'(\omega)}, \quad \tilde{F}'_{U\Phi} = 0, \quad \tilde{F}'_{U\Phi}(j\omega) = F(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

- комплексные коэффициенты прямой и обратной передачи, связывающие спектральные компоненты потока и напряжения при замкнутой ОС соотношениями /без учета шума/:

$$\tilde{\Phi}_{oc}(\omega) = \Phi_x(\omega) \frac{\tilde{G}'\tilde{F}}{1 - \tilde{G}'\tilde{F}}; \quad \tilde{U}_{вых}(\omega) = \Phi_x(\omega) \frac{\tilde{G}'}{1 - \tilde{G}'\tilde{F}} \equiv \Phi_x(\omega) \tilde{G}$$

Здесь и далее штрихом отмечаются величины в режиме с разомкнутой ОС. Чтобы найти отклик $U_{вых}(t)$ на произвольно меняющийся сигнал $\Phi_x(t)$, надо использовать прямое и обратное преобразования Фурье $\Phi_x(t)$ и $U_{вых}(\omega)$ соответственно и соотношения /1/. При $\omega = 0$ для реализации ООС необходимо, чтобы $\phi(0) + \psi'(0) = -\pi$,

$$\text{тогда } \Phi_{oc}(0) = -\Phi_x(0) \frac{G'(0)F(0)}{1 + G'(0)F(0)}, \quad \text{и если петлевое усиление}$$

$G'(0)F(0) \gg 1$, что всегда осуществляется, то:

$$\Phi_{oc}(0) \approx -\Phi_x(0), \quad U_{вых}(0) = \pm \Phi_x(0) F^{-1}(0).$$

Отсюда видно, что ООС позволяет избавиться от зависимости выходного сигнала от характеристик прямого тракта и получить линейный выход, поскольку цепь ОС содержит только пассивные линейные элементы. При увеличении частоты сигнала $\Phi_{oc}(\omega)$ приобретает дополнительный по отношению к $\Phi_{oc}(0)$ фазовый сдвиг $\Delta\theta$, и, кроме того, за счет уменьшения петлевого усиления $G'(\omega)F(\omega)$ растет сигнал ошибки $\Phi_{ош} = \Phi_{oc} + \Phi_x$ /рис. 2/. При $\Delta\theta = -\pi$ ОС становится положительной, и, если при этом $G'F \geq 1$, то система теряет устойчивость и возбуждается. Диаграмма петлевого усиления для устойчивой системы имеет вид, приведенный на рис. 3, где $\delta(G'F)$ и $\delta\theta$ - запас по усилению и фазе соответственно. В действительности работоспособность системы может быть нарушена зна-

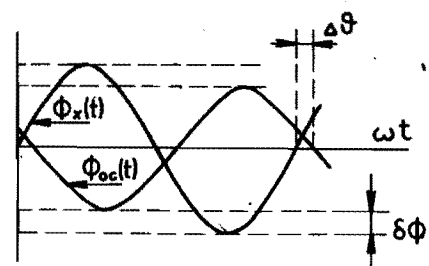


Рис. 2. Иллюстрация динамических свойств системы для гармонических сигналов.

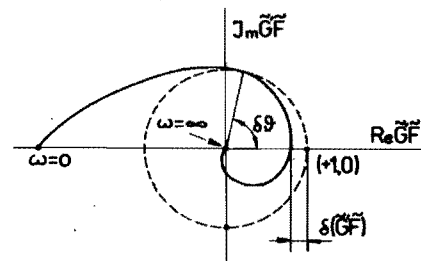


Рис. 3. Диаграмма петлевого усиления для устойчивой системы.

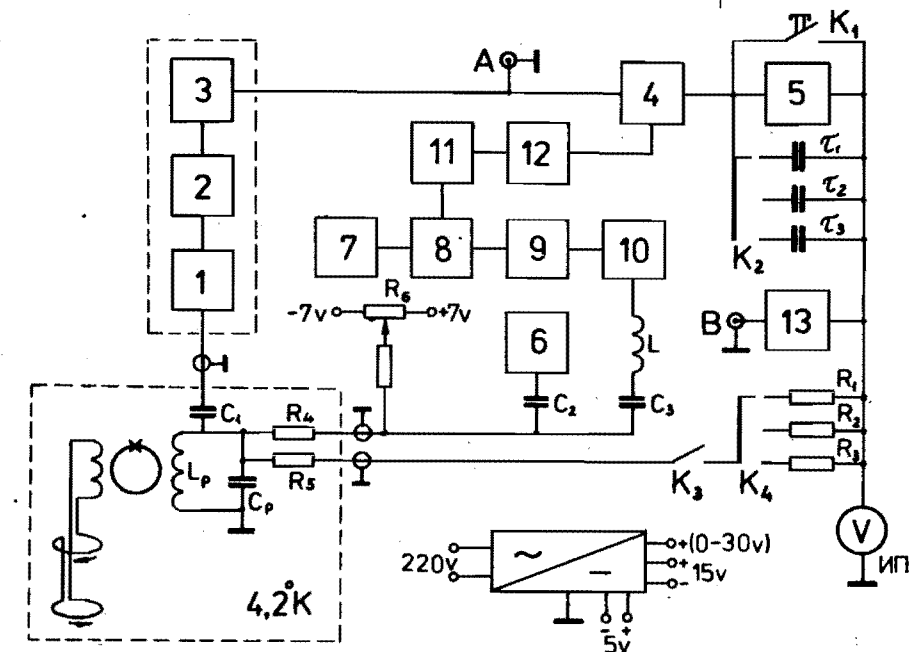


Рис. 4. Стандартная блок-схема измерительной системы.

чительно раньше, чем $\Delta\theta$ достигнет $-\pi$, что обусловлено спецификой функции $\tilde{G}'_{\Phi U}(0)$. Ввиду практической важности этого свойства необходимо подробнее рассмотреть стандартную блок-схему /рис. 4/. Канал прямого преобразования $\Phi \rightarrow U$ образован резонансным колебательным контуром $L_p C_p$, индуктивно связанным со СКВИДом, и блоками: 1 - усилителем высокой частоты /УВЧ/, 2 - амплитудным детектором /АД/, 3 - усилителем низкой частоты /УНЧ/, 4 - синхронным детектором /СД/, 5 - активным фильтром низких частот - интегратором /И/. Канал обратного преобразования $U \rightarrow \Phi$ образован сопротивлением обратной связи

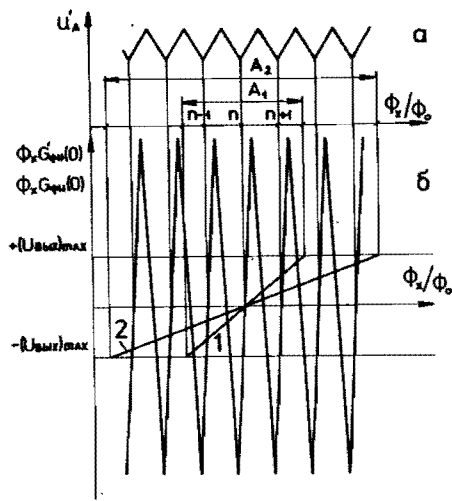


Рис. 5. Статическая зависимость напряжений в характерных точках блок-схемы от входного сигнала.

$R_{oc} = R_{1-3} + R_5$ и катушкой L_R , так что $F_{УФ}(0) = MR_{oc}^{-1}$, где M - взаимоиндуктивность L_R и СКВИДа. Частотная зависимость $F_{УФ}(\omega)$ и $\phi(\omega)$ определяется паразитной емкостью кабеля между R_{1-3} и R_5 . Контур $L_p C_p$ возбуждается вблизи резонансной частоты источником тока i_p /генератор накачки $6+R_4$ /, так что напряжение на нем $U_p = -i_p \bar{Z}_p$, где \bar{Z}_p - импеданс контура. СКВИД работает как параметрический преобразователь, модулирующий $Re \bar{Z}_p$ и $Im \bar{Z}_p$, причем обе

функции являются периодическими по Φ_x с периодом, равным кванту магнитного потока $\Phi_0 = 2 \cdot 10^{-15}$ Вб. Физика СКВИДа и его влияние на резонансный контур рассмотрены в многочисленных оригинальных работах и монографиях, например, в [1-6]. Приведенная схема реагирует на результирующую амплитудную модуляцию U_p , так что статическая зависимость напряжения $U'_A(\Phi_x)$ в точке А схемы при разомкнутой ОС имеет пилообразный вид /рис. 5а/. Чтобы улучшить отношение сигнал/шум при малых изменениях $\delta\Phi_x$, используется вспомогательная модуляция потока на частоте Ω с последующим синхронным детектированием. Модуляция осуществляется генератором 7, формирователями 8-10 и катушкой L_p . Канал опорного сигнала для СД образован фазовращателем 11 и формирователем 12. Оптимальная амплитуда модуляции примерно равна $\Phi_0/4$ [6]. При разности фаз сигнального и опорного напряжений - 0 или π рад, выходное напряжение интегратора /с разомкнутой ОС/ соответствует пилообразной зависимости на рис. 5б /либо с противоположным знаком/. Этот график и определяет $G'_{ФУ}(0)$. Из него видно, что модуль коэффициента преобразования $|\gamma| = |dU'_{Вых}(\Phi_x)/d\Phi_x| = const$, а γ меняет знак в точках излома характеристики, приведенной на рис. 5а. При замыкании ОС ключом K_3 устойчивое состояние системы /т.е. с ОС/ будет соответствовать нахождению рабочей точки в нижних /верхних/ точках излома этой характеристики, а верхние /нижние/ точки будут соответствовать тогда состоянию с положительной ОС /ПОС/, когда изменение Φ_x вызывает изменение Φ_{oc} того же знака. В этом случае нарастание $|\Phi_x + \Phi_{oc}|$ происходит до тех пор, пока система не попадет в ближайшую устойчивую точку. Прямые 1 и 2 на рис. 5б соответствуют статическим зависимостям $U'_{Вых}(\Phi_x) = \Phi_x G'_{ФУ}(0)$ после замыкания ОС при разной величине R_{oc} . Диапазон изменения Φ_x , обозначенный А, есть динамический

диапазон прибора при выбранном R_{oc} . $G'_{ФУ}(0)$ определяется произведением коэффициентов передачи И, СД, АД и коэффициентов усиления УНЧ, УВЧ, а также коэффициентом преобразования $\xi = dU_p/d\Phi_x$ на линейных участках характеристики, показанной на рис. 5а. Вернемся теперь к рис. 2, отображающему динамические свойства системы. Из сказанного очевидно, что сигнал ошибки не должен превышать $\Phi_0/4$, в противном случае поток модуляции будет "зацепляться" за соседнюю с устойчивой точкой излома, в которой осуществляется ПОС, и система будет перескакивать из одного устойчивого состояния в другое. Это проявляется в скачкообразных изменениях $U_{Вых}$. Зная $G'_{ФУ}(\omega)$ и $F_{УФ}(\omega)$, можно найти зависимость максимальной амплитуды линейно-меняющегося сигнала Φ_x от скорости $d\Phi_x/dt$, когда система еще не испытывает разрывов в петле ОС. Для практических целей удобнее строить зависимость максимальной амплитуды гармонического входного сигнала $\Phi_x \sin \omega t$ от ω . Как правило, $G'_{ФУ}(\omega)$ и $\psi'(\omega)$ определяются частотной зависимостью коэффициента передачи интегратора $\bar{K}'_U(\omega) = K'_U(0) (1 + j\omega/\omega_n)^{-1}$ где $\omega_n = (R_n C_n)^{-1}$ - частота среза, на которой коэффициент передачи падает на 3 дБ. Тогда $G'_{ФУ}(j\omega) = G'(0) (1 + j\omega/\omega_n)^{-1}$. Пренебрегая емкостью кабеля в цепи ОС, положим $F_{УФ}(j\omega) = F(0)$. Сигнал ошибки $\tilde{\Phi}_{ош} = \Phi_x + \Phi_{oc}$ в приближении $G'(0)F(0) \gg 1$ равен:

$$\tilde{\Phi}_{ош}(\omega) = \Phi_x(\omega) \frac{\omega r_n}{(G'^2 F^2 + \omega^2 r_n^2)^{1/2}} e^{j\eta} \quad /3/$$

где $\text{tg } \eta = \frac{G'(0)F(0)}{\omega r_n}$, или $\Phi_{ош} = \Phi_x \frac{x}{(1+x^2)^{1/2}}$, где $x = \omega r_n / G'(0)F(0)$.

Для устойчивой работы системы с ОС необходимо, чтобы

$$\Phi_{ош} < \frac{1}{2} \Phi_0 - \Phi_{\Omega} = \frac{1}{4} \Phi_0 \quad /4/$$

Из этого неравенства получаем соотношение между частотой и амплитудой гармонического входного сигнала, который не вызывает перескоков рабочей точки:

$$f \leq \frac{G'(0)F(0)}{2\pi r_n} [16(\frac{\Phi_x}{\Phi_0})^2 - 1]^{-1/2} \quad /5/$$

Функция $x/\sqrt{1+x^2}$ является ограниченной, всюду меньшей 1, поэтому при $\Phi_x < 1/4 \Phi_0$ условие /4/ выполняется при любых частотах, и реальная рабочая полоса определяется в этом случае из соотношения /1/ по уровню - 3 дБ $U_{Вых}$ при постоянном $\Phi_{x\omega}$. Амплитуда $\Phi_{x\omega}$ ограничена сверху максимальным выходным напряжением интегратора: $\Phi_{x \max}(\omega) = MU_{\max} R_{oc}^{-1}$. Комбинация этого условия и неравенства /5/ с учетом замечания для малых Φ_x дает реальную рабочую область магнитометра по амплитудам и частотам гармонических входных сигналов. Рассмотренные ограничения на спектр входных сигналов

обычно являются наиболее жесткими. Менее жесткое фундаментальное ограничение связано с частотой модуляции Ω . При оптимально спроектированной электронике быстродействие системы определяется этой частотой, которая обычно выбирается в диапазоне $1 - 100 / \text{кГц}$. В нашем приборе Ω равна 75 кГц . При данной Ω максимально-возможная частота среза $\omega_m / \text{т.е. режим с наибольшим быстродействием}$ определяется условием $Q'(\Omega) F(\Omega) < 1$. Реализовать такую рабочую полосу нам пока не удалось из-за паразитных фазовых сдвигов в НЧ-каскадах, приводящих к возникновению ПОС на более низких частотах.

1.2. Электроника. УВЧ и входная цепь

Как видно из рис.4, входная цепь образована резонансным колебательным контуром из сосредоточенных элементов L_p и C_p , находящихся при гелиевой температуре / из емкости связи C_1 и выходного кабеля. Такая схема позволяет получить высокую добротность контура, если L_p изготовлена из сверхпроводящей проволоки, а C_1 мала. Высокая добротность улучшает разрешение за счет увеличения коэффициента преобразования $\xi = dU_p / d\Phi_x$, но ограничивает рабочую полосу частот прибора величиной порядка $f_p Q^{-1}$. Кроме того, для полной реализации возможностей большой добротности Q необходим охлаждаемый предусилитель с большим входным сопротивлением. Такие схемы позволяют достичь разрешения, ограниченного лишь собственными шумами СКВИДа, но они весьма сложны в настройке и нетехнологичны^{17/}. Наибольшее распространение получила схема с контуром, образованным L_p из медной проволоки, и емкостью C_p , образованной из емкости выходного кабеля, входной емкости УВЧ и небольшого подстроечного конденсатора на входе УВЧ. Эта схема требует применения лишь простейшего генератора накачки на фиксированной частоте, и ввода в криостат всего одного кабеля. Приведенная на рис.4 схема нашего магнитометра является промежуточной, поскольку емкость связи C_1 не очень мала $/ \approx 30 \text{ пФ} /$ и, хотя L_p изготовлена из сверхпроводника, добротность ограничена потерями в кабеле и входным сопротивлением УВЧ до значения $Q \approx 200$. С другой стороны, коэффициент включения контура $p = 0,25$ позволяет использовать во входном каскаде УВЧ как полевые, так и биполярные транзисторы. Резонансная частота контура $\sim 20 \text{ МГц}$. Как видно из рис.4, в криостат вводятся три кабеля. Дополнительный теплоподвод, вносимый ими, не является в данном случае ограничивающим фактором.

На рис.6 приведена принципиальная схема УВЧ. За основу взята ранее разработанная схема^{18/}. Широкополосный усилитель из двух секций с гальваническими связями имеет амплитудно-частотную характеристику, изображенную на рис.7. Для ограничения полосы пропускания, исключения перегрузки шумом следующих за УВЧ каскадов и возможности визуального наблюдения первой (Ω) и второй

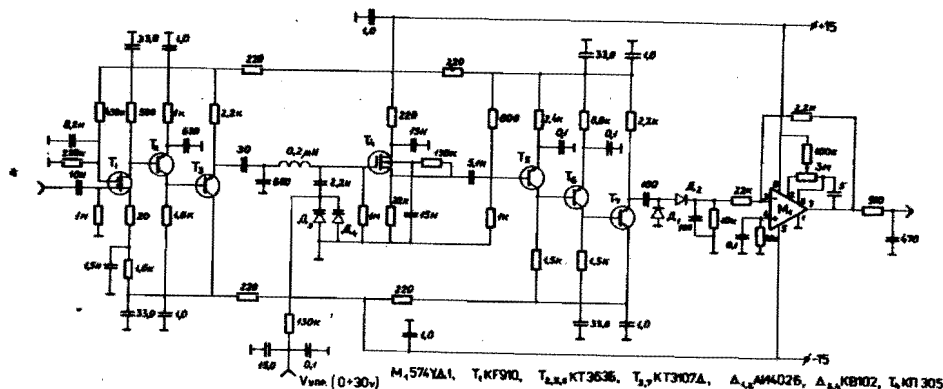


Рис.6. Принципиальная схема УВЧ.

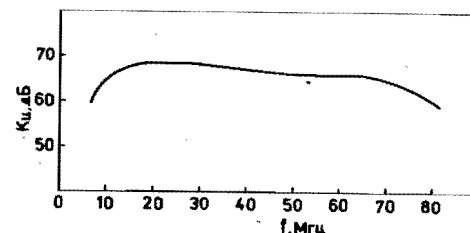


Рис.7. Амплитудно-частотная характеристика УВЧ.

(2Ω) гармоник модуляции ВЧ-напряжения на контуре по осциллографу, между секциями включен узкополосный фильтр из LC-контура и истокового повторителя T_4 . Центральная частота фильтра перестраивается варикапами, и для двух параллельно включенных варикапов KB102 диапазон перестройки составляет $11-21 / \text{МГц}$. Полоса пропускания фильтра по уровню -3 дБ равна 200 кГц , коэффициент передачи $- 0,3$. Шумовые характеристики УВЧ решающим образом влияют на устойчивость в режиме с ООС и на разрешение по потоку. В свою очередь, шумы определяются, в основном, входным каскадом, где используется маломощный двухзатворный кремниевый МОП-транзистор со встроенным каналом n-типа KF910 /TESLA/. Помимо высокого входного импеданса, такой транзистор обеспечивает возможность введения АРУ по второму затвору и возможность управления автодинным режимом магнитометра с регенерацией усилителя. Была проверена также возможность использования KF910 в охлаждаемом предусилителе. При охлаждении от 300 до $4,2 \text{ К}$ /температура канала при этом, конечно, выше за счет рассеиваемой мощности/ крутизна возрастает от 10 до 30 мА/В . Минимум шумов наблюдается выше гелиевой, вероятно, вблизи азотной 177 К / температуры термостата. Характеристики отличаются хорошей воспроизводимостью и отсутствием участков неустойчивости /рис.8/. Проведенные нами предварительные исследования показывают, что МОП-транзисторы

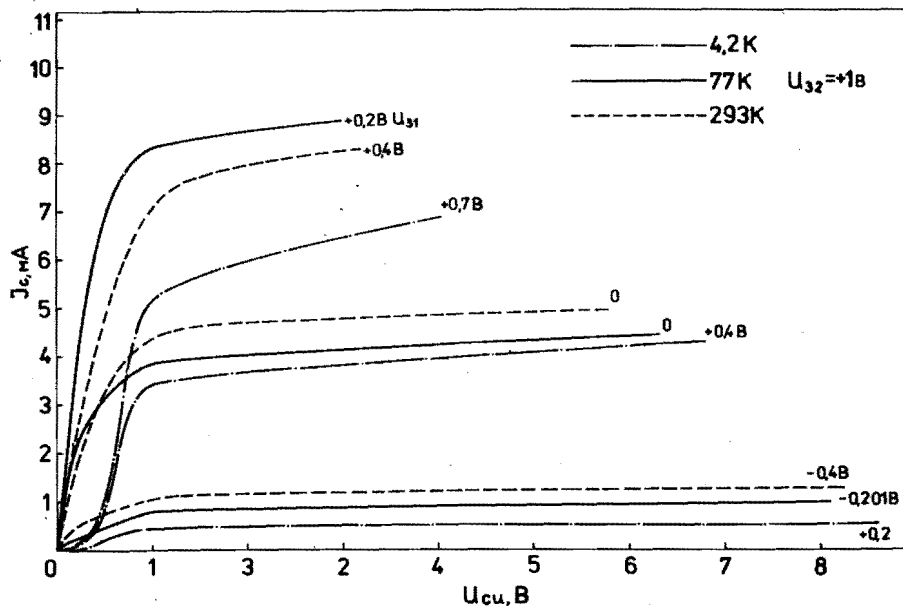


Рис.8. Выходные характеристики МОП-транзистора КГ907 при разных температурах.

КГ907 и КГ910 весьма перспективны для использования в криогенной электронике и, в частности, в системах со СКВИдами.

Спектральные плотности напряжения и тока шумов, приведенные к входу УВЧ и измеренные в полосе /10-30/ мГц, составляют $1,7 \text{ нВ} \cdot \text{Гц}^{-1/2}$ и $0,95 \text{ пА} \cdot \text{Гц}^{-1/2}$ соответственно. Модуль входного сопротивления $|Z_{вх} / 20 \text{ мГц}| = /2 \pm 0,5/ \text{ кОм}$.

В качестве входных с успехом использовались также биполярные транзисторы ГТ329А. В этом случае требуется изменение режима транзисторов входной секции по постоянному току. За счет неполного включения контура шунтирующее действие входного сопротивления УВЧ с ГТ329А на входе незначительно. При монтаже УВЧ соблюдались обычные требования к монтажу ВЧ-схем с большим усилением. Особо тщательная экранировка необходима для входных каскадов.

Конструктивно с УВЧ в одном корпусе ВЧ-головки магнитометра объединены АД и УНЧ. АД выполнен по схеме удвоения на обращенных диодах АИ402Б. Линейный участок детектора соответствует амплитудам ВЧ-напряжения 100-400 мВ. Усилитель постоянного тока на быстродействующем ОУ К574УД1В позволяет получить значительное усиление в полосе частот от 0 до частоты модуляции 75 кГц.

1.3. Электроника. НЧ-блок

Принципиальная схема НЧ-блока приведена на рис.9. Генератор-модулятор собран на микросхеме M_{10} и кварцевом резонаторе на 100 кГц. Кварц возбуждается на 3-й гармонике. Частота выходного напряжения модулятора делится на два Д-триггером M_{9-2} , и сигнал поступает далее на фазовращатель M_8 с одной стороны и на второй делитель на два Д-триггера M_{9-1} - с другой. После второго делителя прямоугольный сигнал 75 кГц преобразуется интегратором M_6 в треугольное напряжение модуляции с двойной амплитудой 0,7 В. Уровень модуляции регулируется резистором R_4 . Регулировка фазы опорного напряжения осуществляется резистором R_8 , задающим длительность импульсов одновибратора M_8 . Задние фронты этих импульсов управляют триггером M_7 , на выходах которого получают сдвинутые по фазе на π сигналы прямоугольного напряжения со скважностью 50% и частотой 75 кГц, фаза которых меняется в диапазоне $/0 \div 80/^\circ$. Инверторы M_6 увеличивают амплитуду до 9 В для надежной работы ключей T_4 и T_5 /КФ521 TESLA/ синхронного детектора M_1 , за основу которого взята схема Уильямса /9/. Особенность этой схемы состоит в том, что ключи включены в цепь ОС ОУ M_1 и переключают таким образом относительно большой сигнал на выходе усилителя, чем достигается меньшее влияние опорного сигнала, недостаток же заключается в необходимости использования для дальнейшего усиления дифференциального усилителя /ДУ/ с большим входным сопротивлением, что может привести к повышенному температурному дрейфу. Поэтому последующее усиление осуществляется ДУ на полевой сборке КПС104А и прецизионном ОУ МАА725 /TESLA/. Нуль СД настраивается резистором R_5 . Фазовая чувстви-

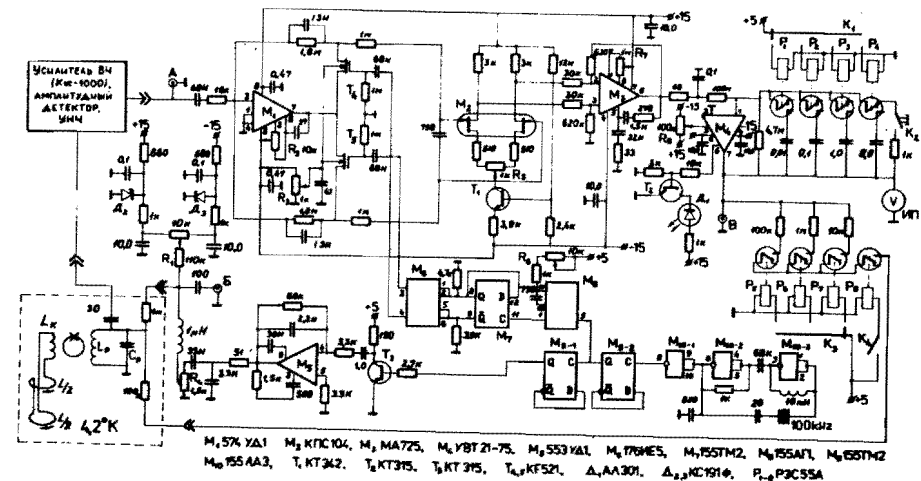


Рис.9. Принципиальная схема НЧ-блока.

тельность СД равна $4 \text{ В} \cdot \text{град}^{-1}$ при входном сигнале 30 мВ. Выходной фильтр нижних частот выполнен по схеме интегратора на гибридном ОУ M_4 типа УВТ-21-75 с МДМ каналом стабилизации смещения нуля¹²⁴. Основные характеристики ОУ: $K_U(0) = 5 \cdot 10^8$; частота единичного усиления 5 МГц; напряжение смещения 0,1 мВ; температурный дрейф напряжения смещения 2 мкВ/К; входной ток 20 пА. Четыре емкости в ОС M_4 задают 4 частоты среза f'_i фильтра: 3,5; 0,35; 0,035; 0,004 Гц /по уровню - 3 дБ/. Коммутация емкостей и сопротивлений R_{oc} осуществляется герконами РЭС55А. Для сброса напряжения интегратора служит кнопка K_2 . Максимальное выходное напряжение M_4 равно $\pm 11 \text{ В}$, что соответствует динамическому диапазону $\pm 67 \Phi_0$; $\pm 13 \Phi_0$; $\pm 1,4 \Phi_0$; при $R_{oc} = 100 \text{ кОм}$; 1 МОм; 10 МОм соответственно. Коэффициент передачи СД и фильтра, т.е. коэффициент связи между амплитудой входного сигнала на частоте 75 кГц и выходным напряжением равен $5 \cdot 10^8$.

Подстройка рабочей точки СКВИДа осуществляется 10-оборотным гелипотом R_1 .

Блок питания вырабатывает стабилизированное напряжение $\pm 15 \text{ В}$, $\pm 5 \text{ В}$ и управляющее напряжение $0 \div 30 \text{ В}$ для перестройки фильтра УВЧ. Нестабильность напряжений - не более 10^{-4} ч^{-1} , величина пульсаций - $< 1 \text{ мВ}$.

2. КОНСТРУКЦИЯ УСТАНОВКИ

Фотография установки приведена на рис.10. Установка включает в себя: гелиевый транспортный дьюар емкостью 50 л, горловина которого переделана с внутреннего диаметра 22 на 46 мм, систему виброизоляции, криогенную вставку, НЧ электронный блок, привод образца и стандартные приборы: осциллограф, самописец, ВЧ-генератор накачки. Кроме того, используются вспомогательные приборы: источники тока для сверхпроводящего соленоида, датчика Холла и управления нагревателями соленоида и сверхпроводящего экрана, цифровой и селективный вольтметры. Вся аппаратура размещена в двух стойках стандарта "Вишня".

2.1. Виброизоляция

Виброизоляция осуществляется путем подвески дьюара со вставкой на ферме из стальных уголков восьмью резиновыми жгутами. Установка расположена на первом этаже бесподвального здания. Этих мер достаточно для проведения обсуждаемых здесь измерений.

2.2. Низкотемпературная /НТ/ вставка

Схема вставки приведена на рис.11. Она состоит из двух отдельных узлов: собственно вставки для измерения восприимчивости



Рис.10. Общий вид установки.

и вставки магнитометра /поз.1, 2, 11, 12, 17, 18/. Основой НТ вставки является труба $9 \text{ } \Phi 45 \times 0,5 \text{ мм}$ из нержавеющей стали 1Х18Н10Т. Поскольку канал 8 для ввода образцов при измерениях имеет свободную связь с атмосферой, то в дне вставки предусмотрено отверстие для втекания гелия. На нижнем конце трубки канала ввода 8 на резьбе крепится каркас 14 сверхпроводящего соленоида из латуни ЛС59-1 длиной 175 и внутренним диаметром 12 мм. Соленоид намотан проволокой NbZr $\Phi 0,5 \text{ мм}$ в 4 слоя с корректирующими витками на концах. Разность напряженностей поля соленоида на двух приемных катушках не превышает 0,2%. Соленоид имеет сверхпроводящую перемычку с нагревателем, позволяющую работать в режиме с замороженным полем. Снизу в соленоид вводится и жестко закрепляется каркас 22 приемных катушек 16 из алюминиевого сплава с внутренним диаметром 6,3 мм. Астатическая пара приемных катушек располагается в двух кольцевых канавках с расстоянием между ними 19 мм. Катушки с внутренним диаметром 6,8 мм намотаны в один слой неизолированной NbTi

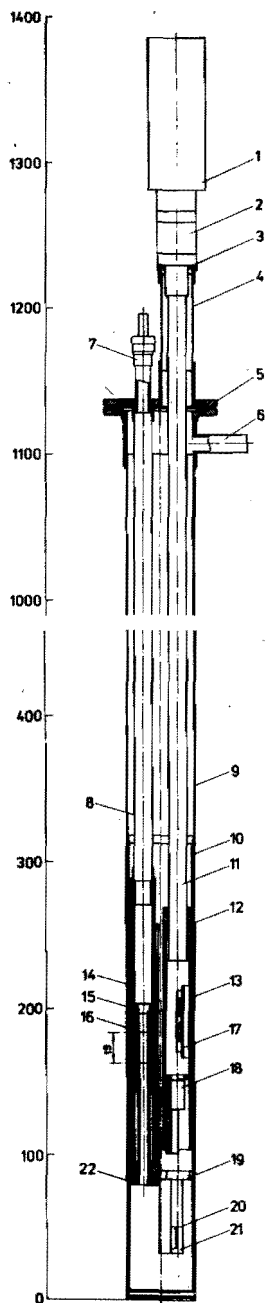


Рис. 11. Схема низкотемпературной вставки.

проволокой $\varnothing 0,1$ мм, покрытой медью, и содержат по 6 витков. Между каркасами 22 и 14 размещен сверхпроводящий экран 15 длиной 60 мм из Nb для замораживания измерительного поля. На экран намотан нагреватель из константановой проволоки, способный переводить его в нормальное состояние. На каркасе 14 также жестко закреплено центрирующее кольцо 19, на котором размещены механические сверхпроводящие контакты 20 переключки соленоида и трансформатора потока и собственно переключка соленоида с нагревателем 21. Вставка магнитометра на несущей трубке 11 из нержавеющей стали, $\varnothing 10 \times 0,5$ мм содержит в нижней части ниобиевый СКВИД 18 циммермановского типа $\varnothing 9$ и длиной 20 мм с диаметром отверстий 2 мм, детали входной цепи электронного тракта 17 и перемещаемый вдоль оси сверхпроводящий свинцовый экран 12. В верхней части размещены коробка 1 с УВЧ, АД и УНЧ и переходная деталь 2 с разъемами LEMO для подключения ВЧ-накачки и ОС. Уплотнение 3 осуществляется вакуумной резиной. По всей длине трубки 8 и 9 связаны между собой несколькими радиационными экранами, обеспечивающими жесткость и центровку. Для защиты от внешних магнитных полей вся криогенная часть вставки размещена в сверхпроводящем свинцовом экране 10. Фланцевое соединение 5 уплотняется вакуумной резиной. Патрубок служит для сброса паров гелия в атмосферу или газгольдер. На рис. 10 не показаны расположенные на фланце 5 токовводы соленоида и многотырьковый разъем для управления нагревателями.

2.3. Привод образца

При измерении восприимчивости цилиндрические образцы диаметром 3,5 и длиной 5 мм с осевым отверстием $\varnothing 0,5$ мм подвешивались на капроновой нити и перемеща-

лись с помощью малооборотного электродвигателя СРД-2 и редуктора со скоростью 1 см мин^{-1} . Такой привод исключительно прост и позволяет быстро менять образцы, однако приводит к плохой воспроизводимости из-за неопределенности положения образца в приемном канале каркаса 22 /рис.11/, из-за дрожания образцов малой массы в кипящем гелии, из-за трудности визуальной юстировки вертикальности оси НТ вставки. Из-за вихревых токов дрожание образцов не позволяет проводить измерения с металлическими образцами даже в полях $\leq 1 \text{ Э}$. Эту трудность удалось преодолеть, когда применили вводимую в канал образца трубку из нержавеющей стали $6 \times 0,25$ мм с натянутой по оси вольфрамовой проволокой $0,05$ мм, которая служит направляющей при движении образца. Помимо избавления от дрожания это существенно улучшает воспроизводимость. Так, для серии из 10 последовательных измерений с образцом из Al в поле 10 Э относительное среднее квадратичное отклонение амплитуд сигнала составило 1,38% при максимальном отклонении от среднего 2%, в то время как для свободно подвешенного образца отклонения от среднего достигают 15%. Все же радикальное решение проблемы заключается в использовании жесткого гидравлического привода.

2.4. Электроника

Собственно базовый магнитометр содержит, помимо рассмотренной в 2.2 криогенной вставки с УВЧ, АД и УНЧ еще НЧ-блок, включающий СД, генератор-модулятор, фазовращатель, выходной фильтр, регулировки, блок питания. Конструктивно он выполнен в виде корпуса-корзины $40 \times 25 \times 15$ см с легкоизвлекаемыми отдельными модулями на ножевых разъемах. Как показал опыт начальной эксплуатации, при таком решении возможны значительные паразитные связи и проникновение наводок в цепь ОС. Целесообразнее стационарный монтаж в общем сплошном корпусе с выполнением мер по экранировке и развязке.

3. ХАРАКТЕРИСТИКИ

В этом разделе обсуждаются интегральные характеристики - разрешение и быстродействие. Даже при $\Phi_x = 0$ выходное напряжение $U_{\text{вых}}(t)$ является случайной функцией, отражающей шумовые свойства системы /см. рис.1/. По происхождению следует различать электронные шумы, возникающие в прямом канале, начиная с резонансного контура, и магнитные, приводящие к флуктуациям потока $\Phi_N(t)$ через СКВИД. Возвращаясь к рис.1, для спектральной плотности шумов на выходе можно записать:

$$U_{N\Phi}(\omega) = \Phi_N(\omega) \frac{\tilde{G}'_{\Phi U}}{1 - \tilde{G}'_{\Phi}} = \frac{U'_{N\Phi}(\omega)}{1 - \tilde{G}'_{\Phi}}, \quad /6/$$

$$U_{NU}(\omega) = U'_{NU}(\omega) / (1 - \tilde{G}'_{\Phi}). \quad /7/$$

При $G'_{\Phi} \gg 1$ полный спектр мощности шумов на выходе

$$\overline{U_{N\Sigma}^2}(\omega) = F^{-2} \{ \overline{\Phi_N^2}(\omega) + G'^{-2} \overline{U'^2}(\omega) \}. \quad /8/$$

Поскольку вклад электронных шумов зависит от $G'_{\Phi U}$, а магнитных - нет, то имеется принципиальная возможность их разделения, на что впервые было указано в работе /6/. Простейший способ разделения заключается в построении $\overline{U_{N\Sigma}^2}(\omega)$ как функции $G'^{-2}_{\Phi U}$ и экстраполяции $G'^{-2}_{\Phi U}$ к 0. Для измерений требуется селективный вольтметр /или анализатор спектра/ и знание величины $G'(\omega)$. Разумеется, варьировать $\tilde{G}'_{\Phi U}$ при этом можно лишь за счет тех множителей, которые не влияют на $U'_{NU}(t)$. Их два: коэффициент преобразования ξ и амплитуда модуляции потока $\alpha = \Phi_U / \Phi_0$. Мы проводили оценку вкладов магнитных и электронных шумов несколько по-иному: в режиме без ОС, воспользовавшись тем, что при замыкании ОС соотношение между ними сохраняется, как следует из /6/ и /7/, для всех частот.

3.1.1. Электронные шумы

Ввиду большого усиления в прямом тракте имеет смысл рассматривать лишь три источника электронных шумов: входной каскад УВЧ, резонансный контур и шумы генератора накачки: $\overline{U_{NU}^2} = \overline{U_{Ny}^2} + \overline{U_{Nk}^2} + \overline{U_{Ng}^2}$. Тепловые шумы контура, приведенные ко входу усилителя, $(\overline{U_{Nk}^2})^{1/2} = (4k_B T \omega_k L_k Q_k p^2)^{1/2} \leq 0,2 \text{ нВ Гц}^{-1/2}$, оказываются намного меньше, чем шумы УВЧ /см. 1.2/. С учетом же того, что эффективная добротность в рабочем режиме $Q_{\Phi} \ll Q_k$, их вкладом можно пренебречь. Вклад генератора накачки определяется следующим образом. Отдельно измерялся спектр амплитудных шумов генератора накачки Г4-116 в диапазоне $1 \div 10^5 \text{ Гц}$. В этом спектре есть пик на частоте внутренней модуляции 1 кГц, даже когда коэффициент модуляции $m = 0$. Амплитуда пика примерно в 10 раз больше равномерного фона. Пик исчезает, если переключить режим модуляции с внутренней на внешнюю. При этом уменьшение составляющей 1 кГц шума на выходе УНЧ магнитометра составляет не более 8%.

Поэтому вклад шумов генератора накачки $\overline{U_{Ng}^2} / \overline{U_{NU}^2}$ не превышает 1,5%. Таким образом, электронные шумы системы почти полностью определяются напряжением и током шумов усилителя: $\overline{U_{NU}^2} = \overline{U_{\omega}^2} + i^2_{\omega} |Z_{\Sigma}|^2$, где $(\overline{U_{\omega}^2})^{1/2} = 1,7 \text{ нВ Гц}^{-1/2}$, $(i^2_{\omega})^{1/2} = 0,95 \text{ нА Гц}^{-1/2}$,

$Z_{\Sigma} = Z_{\text{вх}} || Z_y$ - импеданс входной цепи, приведенный ко входу усилителя, Z_y - входной импеданс усилителя. $|Z_{\Sigma}|$ имеет величину менее 10^3 Ом , таким образом, вкладом тока шумов можно пренебречь.

3.1.2. Магнитные шумы

• Источниками магнитных шумов являются:

1. Вибрации и относительные смещения СКВИДа, трансформатора потока, сверхпроводящих экранов с замороженным полем.
2. Флуктуации фоновой намагниченности любых деталей, связанных с трансформатором потока, например, каркаса приемных катушек вследствие колебаний температуры.
3. Дрейф и скачки замороженных магнитных полей.
4. Тепловые флуктуации токов в любых проводниках, индуктивно связанных со СКВИДОМ.
5. Собственные шумы СКВИДа.
6. Наводки в цепи ОС.

В соответствии с формулами /6/, /7/ при отсутствии модуляции $\alpha = 0$ и разомкнутой ОС шумы на выходе являются электронными. При включении модуляции добавляются магнитные шумы. Измерения на частотах 1 и 10 Гц показали, что включение модуляции не влияет на мощность шумов. Эти измерения проводились при замороженном поле $\leq 0,5 \text{ Э}$. С другой стороны, запись дрейфа $U'_{\text{вых}}$ при $\alpha = 0$ и $\alpha \neq 0$ /рис.12, 1 и 2 соответственно/ показывает доминирующий вклад магнитных шумов на частотах $\ll 1 \text{ Гц}$. Рабочая точка по постоянному потоку устанавливалась при начале этой записи в точку излома треугольной характеристики /рис.5а/. К сожалению, имеющаяся у нас аппаратура не позволила провести спектральный анализ ниже 1 Гц и получить количественную оценку магнитных шумов. Можно сделать вывод о том, что спектральный состав шумов в слабых замороженных полях $\leq 1 \text{ Э}$ выше 1 Гц полностью определяется электронными шумами, а ниже 0,1 Гц доминируют магнитные шумы. Естественно, что с увеличением замороженного магнитного поля вклад магнитных шумов должен возрастать, а переходная частотная область между доминирующими типами шумов сдвигаться в более высокие частоты, при этом могут появиться отдельные частотные компоненты, соответствующие механическим резонансам деталей, находящихся

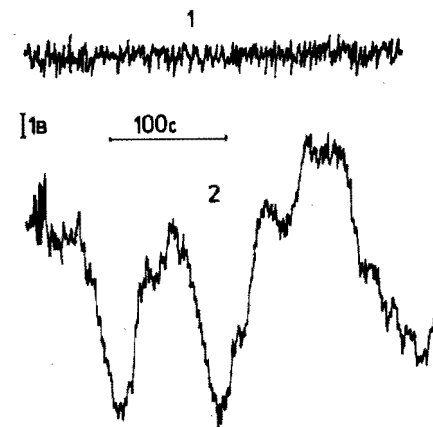


Рис.12. Запись дрейфа $U'_{\text{вых}}$ с модуляцией /2/ и без модуляции /1/ потока.

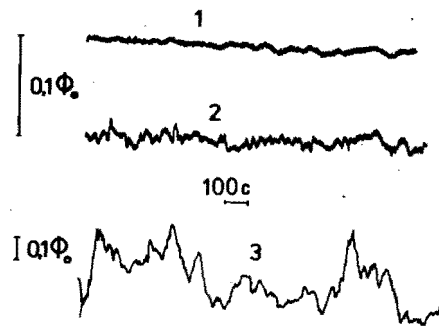


Рис.13. Запись дрейфа $U_{\text{вых}}$ в замороженных полях 0,3 Э /1 и 2/ и 53 Э /3/.

в замороженном поле. На рис.13 приведены записи дрейфов $U_{\text{вых}}$ в режиме $R_{\text{oc}} = 1 \text{ МОм}$, $f_{\text{и}}' = 0,35 \text{ Гц}$ при замороженных полях 53 /кривая 3/ и 0,3 Э /кривые 1 и 2/. Единственное отличие кривой 2 от кривой 1 заключается в том, что сброс паров

гелия в первом случае осуществлялся в атмосферу, а не в газгольдер. Возрастание низкочастотных шумов связано с изменениями фоновой намагниченности конструкционных деталей из-за колебаний атмосферного давления и, как следствие, температуры гелия.

3.2. Разрешение

На рис.14 приведены измеренные спектры шумов на выходе в различных режимах: 1 - без ОС; $C_{\text{и}} = 0,1$; 2 - $R_{\text{oc}} = 1 \text{ М}$, $C_{\text{и}} = 0,1$; 3 - $R_{\text{oc}} = 1 \text{ МОм}$, $C_{\text{и}} = 1,0$; 4 - $R_{\text{oc}} = 100 \text{ кОм}$, $C_{\text{и}} = 0,1$. При $R_{\text{oc}} = 1 \text{ МОм}$ плотность шумов равна $0,7 \text{ мВ Гц}^{-1/2}$. Поскольку при этом $F^{-1}(0) = 0,975 \text{ В} \cdot \Phi_0^{-1}$, то разрешение по потоку, приведенному к СКВИДУ, составляет

$\delta\Phi = 7 \cdot 10^{-4} \Phi_0 \text{ Гц}^{-1/2}$. Это соответствует энергетическому разрешению системы СКВИД+трансформатор $\delta E = 10^{-28} \text{ Дж} \cdot \text{Гц}^{-1}$. Трансформатор оптимизирован, коэффициент его связи со СКВИДОм равен 0,7, а коэффициент передачи по потоку - 0,04.

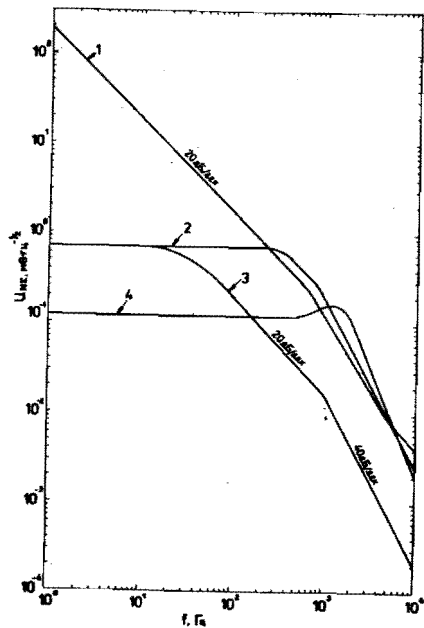


Рис.14. Спектры шумов на выходе в различных режимах работы /обозначения в тексте/.

3.3. Быстродействие

В режиме ОС полоса пропускания по уровню - 3 дБ определяется частотой среза $f_{\text{и}} = G'(0)F(0)/2\pi r_{\text{и}}'$. Например, при $C_{\text{и}} = 0,1 \text{ мкФ}$ / $r_{\text{и}}' = 0,47 \text{ с/}$ и $R_{\text{oc}} = 1 \text{ МОм}$ измерено $G'_{\text{Ф}}(0) = 0,85 \cdot 10^3 \text{ В} \cdot \Phi_0^{-1}$, $F_{\text{УФ}}(0) = 1,026 \Phi_0 \cdot \text{В}^{-1}$, что соответствует $f_{\text{и}} = 300 \text{ Гц}$. Это хорошо совпадает с измеренной полосой шумов в данном режиме /рис.14/. Однако рабочая полоса для больших входных сигналов $\Phi_{\text{х}\omega}$ оказывается значительно уже /рис.15, 3/: $f_{\Phi} = 6 \text{ Гц}$ при $\Phi_{\text{х}\omega} = 12 \Phi_0$. Это совпадает с оценкой, получаемой по формуле /5/ при вышеуказанных параметрах, и $\Phi_{\text{х}\omega} = 12 \Phi_0$ /максимально возможный входной поток при $R_{\text{oc}} = 1 \text{ МОм}$ /. При этом максимальная скорость изменения входного потока без разрыва ОС $(d\Phi_{\text{х}}/dt)_{\text{max}} = 2\pi f_{\Phi} \Phi_{\text{х}\omega} = 450 \Phi_0 \cdot \text{с}^{-1}$. Как следует из /5/, быстродействие можно увеличить, повышая петлевое усиление $G'(0)F(0)$ и /или/ снижая $r_{\text{и}}'$. Например, при $C_{\text{и}} = 0,01 \text{ мкФ}$ / $r_{\text{и}}' = 0,047 \text{ с/}$ $f_{\Phi} = 60 \text{ Гц}$ и $(d\Phi_{\text{х}}/dt)_{\text{max}} \approx 4,5 \cdot 10^3 \Phi_0 \cdot \text{с}^{-1}$ в том же режиме $R_{\text{oc}} = 1 \text{ МОм}$ /рис.15, кривая 2/. Однако уменьшение $r_{\text{и}}'$ сопряжено с опасностью потери устойчивости, особенно при больших $G'(0)F(0)$ /малых R_{oc} /, что также видно из рис.14, где в диапазонах /0,25 - 5,5/ кГц и /0,9 - 5,5/ кГц для режимов $C_{\text{и}} = 0,1 \text{ мкФ}$ $R_{\text{oc}} = 1 \text{ МОм}$ и $R_{\text{oc}} = 100 \text{ кОм}$ соответственно реализуется ПОС. Если бы в этих диапазонах еще петлевое усиление $G'F$ было больше 1, то магнитометр возбуждался бы. Именно поэтому оказывается невозможным режим $C_{\text{и}} = 0,01 \text{ мкФ}$, $R_{\text{oc}} = 100 \text{ кОм}$. Наличие дополнительных полюсов и участков с ПОС на графиках рис.14 свидетельствует о том, что частотная зависимость $G'F$ определяется не только выходным фильтром. Паразитный фазовый сдвиг вызывается каскадами между СД и И, в первую очередь ОУ Мз /рис.9/.

Другим фактором, влияющим на быстродействие, являются постоянные времени $\tau = L/R$ трансформатора и каркаса приемных катушек. Соответствующая частота среза определялась следующим образом: в одну из приемных петель трансформатора вводилась катушка, возбуждаемая генератором синусоидального тока так, что двойная амплитуда потока, приведенного к СКВИДУ, была меньше $\Phi_0/2$. Рабочая точка выбиралась в середине между двумя точками излома периодической характеристики с разомкнутой ОС и выключенной модуляцией. Измерялась компонента сигнала на частоте возбуждения на выходе УНЧ.

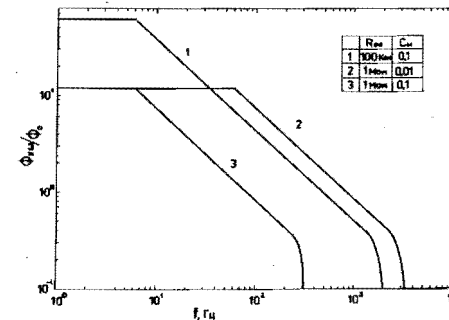


Рис.15. Рабочие области измерительной системы для гармонических входных сигналов.

Из полученной АЧХ найдено, что частота среза по уровню - 3 дБ равна 8 кГц. Какой именно фактор /трансформатор или каркас/ определяет эту частоту, только из этих измерений определить, конечно, нельзя. В этом и нет большой необходимости, поскольку значительно более жесткое ограничение быстродействия связано, как показано выше, с электроникой.

4. ИЗМЕРЕНИЕ ВОСПРИИМЧИВОСТИ

Использование СКВИДов ^{16,10-15/} для измерения восприимчивости слабомагнитных веществ стало уже традиционным. Они позволяют реализовать такое уникальное сочетание качеств, как чувствительность, быстродействие, широкий диапазон рабочих температур и полей, совместимость с регистрацией ЯМР и ЭПР. Простейший вариант измерения статической восприимчивости, реализованный нами, приведен на рис.16. Образец 5 /две возможные ориентации/ протаскивается через две приемные встречно-включенные катушки трансформатора потока 4; при этом он проходит через область с измерительным полем, замороженным сверхпроводящим экраном 3. Это поле первоначально создается соленоидом 2. Вся низкотемпературная часть заключена в сверхпроводящий экран 1. Образец передвигается приводом 11, 12. Детали конструкции описаны выше /§ 3/. Встречное включение катушек /т.н. градиентометр первого порядка/ позволяет существенно снизить влияние дрейфов замороженного поля и фоновой восприимчивости каркаса катушек. С другой стороны, база градиентометра L_r выбирается достаточно большой, чтобы при прохождении образца через одну катушку можно было считать поток через другую неизменным. Изменение потока при прохождении вызывается магнитным моментом образца $\mu = \chi NV$, где χ - объемная восприимчивость, V - объем образца, N - напряженность измерительного поля. Очевидно, что для однородной намагниченности короткого $l \ll L_r$ цилиндрического образца, соосного с градиентометром, сигнал имеет форму симметричного пика, а при прохождении двух катушек - двух одинаковых пиков разного знака. Амплитуда пиков однозначно связана с восприимчивостью χ . Эту связь можно рассчитать аналитически ^{16,17/}, хотя даже при простейшей геометрии измерения это непросто ^{18/}, или установить калибровочной. Калибровка проводится либо по аналогичному образцу с известной восприимчи-

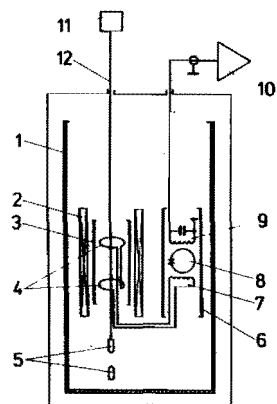


Рис.16. Схема измерения статической магнитной восприимчивости.

востью, либо по однослойной катушке с током такой же формы и размеров. Обычно используются два последних метода. При измерении χ систему характеризуют два основных параметра: чувствительность, т.е. минимальное значение χ , при котором образец заданного объема в определенном измерительном поле дает сигнал, равный в квантах потока разрешению по потоку, и точность, с которой может быть измерено определенное значение χ . Точность определяется, главным образом, методикой измерений, воспроизводимостью и точностью калибровки. Часто наряду с χ используют массовую восприимчивость $\chi_m = \chi / \rho$, где ρ - плотность.

4.1. Калибровка

Калибровка проводилась с помощью однослойной катушки из медной проволоки ПЭЛ-0,1, плотно намотанной в середине достаточно длинной кварцевой трубки. Длина катушки 5, диаметр 3,5 мм. Катушка при разных значениях тока протаскивалась через приемные катушки трансформатора, затем строилась зависимость двойной амплитуды выходного сигнала в единицах Φ_0 от магнитного момента катушки ISN / I - ток, S - площадь, N - число витков/, которая приведена на рис.17. Калибровочная прямая проводилась по методу наименьших квадратов, относительное среднеквадратичное отклонение от которой не превышало 0,7%. Чувствительность же по магнитному моменту составляет при этом $2,4 \cdot 10^{-13} \text{ А м}^2 \text{ Гц}^{-1/2}$, что в три раза лучше, чем для тщательно сконструированной установки Фило и Фэйрбенка ^{10/}, которая во многих отношениях остается эталоном для подобных измерений. Это соответствует чувствительности по восприимчивости в единицах СИ $6,25 \cdot 10^{-9} \text{ Гц}^{-1/2}$ в поле 10 Э при приведенном выше объеме используемых нами образцов. Абсолютная точность определения χ с учетом погрешностей калибровки и разброса амплитуд сигналов составляет при $N \geq 10 \text{ Э}$ 15%.

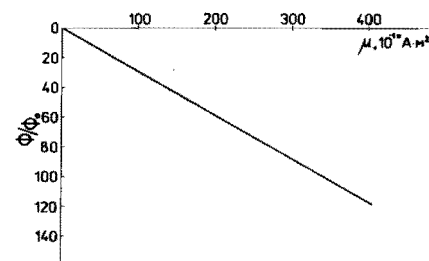


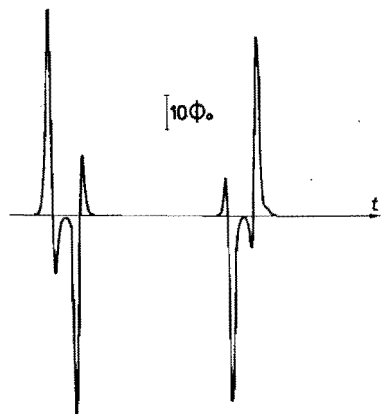
Рис.17. Калибровочный график для расчета восприимчивости.

4.2. Результаты измерений и обсуждение

Ниже приведены результаты измерений χ_p в единицах СГС для трех материалов при $T = 4,2 \text{ К}$.

Материал	χ , см ³ /г	Примечание
технический графит	$-6,4 \pm 0,96 \cdot 10^{-6}$	Плотность $\rho = 1,62$ г/см ³
тефлон	$-2,38 \pm 0,36 \cdot 10^{-7}$	
алюминий	$+1,53 \pm 0,23 \cdot 10^{-6}$	поликристаллический, чистота 4N

Восприимчивость может сильно зависеть от примесей и методики приготовления образцов. Поэтому для получения воспроизводимых результатов следует тщательно контролировать эти факторы. Наша основная цель, как было отмечено во введении, однако, была иной. С другой стороны, и 15%-ная точность измерения делает излишним специальное использование сверхчистых веществ и сверхмерную предосторожность при обращении с образцами, например, хранение в герметичных ампулах, в вакууме или инертных газах. Замечание о чистоте не относится, разумеется, к ферромагнитным загрязнениям. Образцы после изготовления кипятятся в соляной или азотной кислотах, промывались этиловым спиртом и дистиллированной водой и хранились затем на воздухе в лабораторном помещении. Полученное значение χ_p для графита согласуется с имеющимися данными $\chi_p / 14 \text{ K} = -4,7 \cdot 10^{-6} \text{ см}^3/\text{г}^{19}$. Для тефлона мы данными из литературы не располагаем. Для Al наше значение примерно в два раза больше известного²⁰. Это расхождение превышает точность измерения, и его причина пока не установлена. При измерениях мы обнаружили, что многие образцы обладают спонтанным магнитным моментом μ_c . Этот момент может достигать величины $50 \Phi_0$ и более /двойная амплитуда/, и его "центр тяжести" может не совпадать с центром образца, что приводит к сложной форме сигнала при $H \neq 0$, как показано на рис.18 /пиролитический графит,



$H = 0,3 \text{ Э}$, две противоположные ориентации/. Наличие такого момента легко установить, проводя последовательно запись сигналов при двух противоположных ориентациях образца в слабом поле. При отсутствии μ_c сигналы одинаковы, при наличии - отличаются по амплитуде или даже по знаку, если спонтанный момент μ_c /его вертикальная проек-

Рис.18. Сигналы от образца пиролитического графита при двух противоположных ориентациях в поле $0,3 \text{ Э}$.

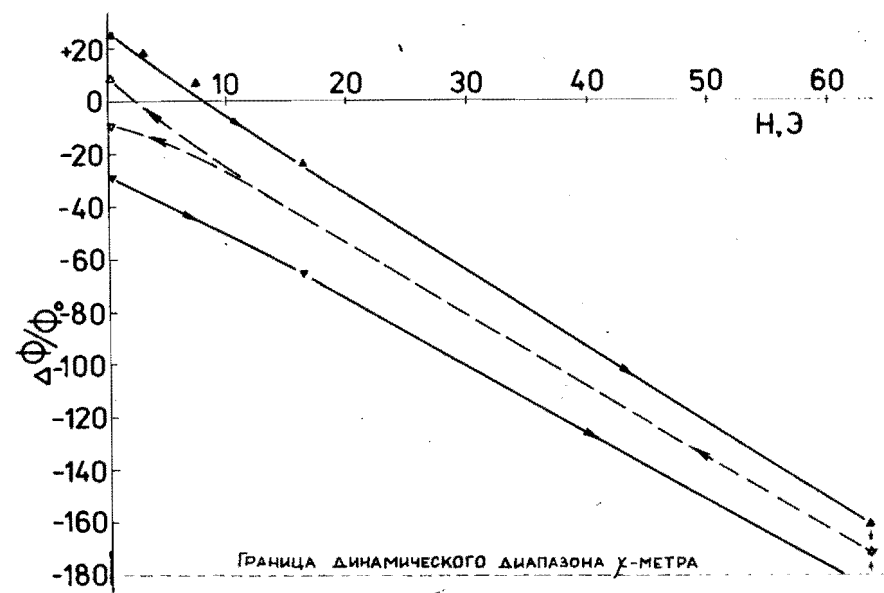


Рис.19. Зависимость амплитуды сигнала для образца из технического графита от поля.

ция/ превосходит индуцированный $\mu_i = \chi HV$, пример чего как раз и приведен на рис.18. Если μ_c не зависит от H , то его наличие не затрудняет определения χ , однако, как видно из рис.19, на котором приведена зависимость двойной амплитуды сигнала от поля для образца из технического графита, в общем случае это не так. Тогда для каждого значения H надо проводить измерения для обеих ориентаций образца /обозначенных на рис.19 как ∇ и Δ / и брать точку, лежащую точно посередине между измеренными значениями амплитуд. Эта точка соответствует амплитуде сигнала, вызванного только μ_i . Очевидно, что проблема, связанная с $\mu_c \neq 0$, не возникает для классических методов измерения χ в сильных полях, когда $\mu_i \gg \mu_c$. Что касается причин возникновения μ_c , то наиболее естественной выглядит поверхностное ферромагнитное загрязнение при изготовлении или хранении образца на открытом воздухе. Это подтверждается случаями невоспроизводимого изменения величины μ_c при длительном хранении образцов и исчезновении μ_c для таких образцов /технический графит, тефлон/ при кипячении в HCl непосредственно перед измерением. Однако для пиролитического графита такая обработка не влияла на $\mu_c = 0$, в силу чего можно предположить, что это свойство является объемным. С другой стороны, рентгенофлуоресцентный анализ показал отсутствие в этом графите элементов группы железа на уровне 10^{-3} ат.%, что, одна-

ко, недостаточно для какого-либо вывода, т.к. для объяснения наблюдаемой величины μ_c достаточно меньшего количества ферромагнитных примесей. Оставляя пока этот вопрос в стороне, заметим, что в практических целях часто хороший результат /т.е. $\mu_c = 0$ / дают размагничивание или отжиг образцов перед измерениями. Например, на рис.19 штриховой линией показана зависимость амплитуды сигнала от H после отжига на воздухе при $T = 400^\circ\text{C}$ в течение двух часов. Стрелки показывают направление изменения поля при измерениях.

5. ВОЗМОЖНЫЕ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ

Анализ работы установки показал широкие возможности ее усовершенствования, включающего как улучшение технических характеристик, так и расширение функциональных возможностей. Сравнительно просто могут быть улучшены следующие характеристики: разрешение по потоку примерно в 4 раза, т.е. до $1,8 \cdot 10^{-4} \Phi_0 \text{ Гц}^{-1/2}$ за счет оптимизации входной цепи УВЧ /полное подключение контура/; быстродействие - путем увеличения петлевого усиления с одновременным устранением паразитного фазового сдвига НЧ тракта СД - И; точность измерения - при использовании жесткого гидравлического привода образцов. Первоочередной задачей по расширению функциональных возможностей является, конечно, обеспечение широкого температурного диапазона измерений. Высокая чувствительность по магнитному моменту и возможность использования образцов малого диаметра позволяют ввести в приемный канал вставку с двойными стенками и регулировать температуру внутри этой вставки. Для расширения диапазона по полю вверх, необходимо использовать хорошо известные меры: жесткую фиксацию соленоида, экранов и трансформатора затвердевающими при охлаждении смазками. Кроме того, поскольку мы используем для соединения выводов трансформатора механические контакты и тем самым неизбежно образуем паразитную петлю с заметной площадью, полезно ее экранировать от поля рассеяния соленоида. Диаметр приемного канала позволяет также легко разместить в нем катушки для наблюдения ЯМР и ЭПР. Все эти усовершенствования находятся частично в стадии выполнения, частично уже выполнены /вставка со световодом для наблюдения фотомагнитных эффектов/.

6. ВОЗМОЖНЫЕ ЗАДАЧИ

1. Измерение восприимчивости при гелиевых температурах материалов, используемых в криогенной технике. Насколько нам известно, после работы Уитли 1961 г. /21/ таких измерений не проводилось. В то же время низкая чувствительность использованной в ней методики не позволила в некоторых случаях надежно определить даже знак χ .

2. Определение концентрации электронных спинов в веществе поляризованных мишеней "замороженного" типа /22/.

3. Изучение фотомагнитных эффектов, в частности, некоторых стадий фотосинтеза при низких температурах.

4. Разработка надежной конструкции и схемы парамагнитного термометра для использования с рефрижератором растворения $^3\text{He} - ^4\text{He}$.

5. Разработка системы регистрации на основе СКВИДа для теплового детектирования редких процессов /например, $2\beta(0\nu)$ -распада/ при сверхнизких температурах /23/.

В заключение авторы выражают признательность А.Г.Зельдовичу, Ю.М.Казаринову, Ю.К.Пилипенко за длительную и последовательную поддержку работы, М.Одеггалу, А.О.Ганаго, В.Д.Кузнецову, Б.В.Васильеву за полезные обсуждения отдельных вопросов, А.Никитиу - за техническую помощь.

ЛИТЕРАТУРА

1. Слабая сверхпроводимость. /Сб. под ред. Б.Б.Шварца, С.Фонера/, "Мир", М., 1980.
2. Волков А.Ф., Заварицкий Н.В., Надь Ф.Л. Электронные устройства на основе слабосвязанных сверхпроводников. "Советское радио", М., 1978.
3. Лихарев К.К., Ульрих Б.Т. Системы с джозефсоновскими контактами. Изд-во МГУ, М., 1978.
4. Лоунасмаа О.В. Принципы и методы получения температур ниже 1 К. "Мир", М., 1977.
5. Бароне А., Патерно Дж. Эффект Джозефсона. "Мир", М., 1984.
6. Giffard R.P., Webb R.A., Wheatley J.C. J.Low Temp.Phys., 1972, 6, No.5/6, p.533.
7. Long A.P., Clark T.D., Prance R.J. Rev.Sci.Instr., 1980, 51, No.1, p.8.
8. Иваненко А.М., Трофимов В.Н. ОИЯИ, P13-9075, Дубна 1975.
9. Williams P. J.Phys.E., 1970, 3, p.441.
10. Конотоп Д.А. Деп.ВИНИТИ, № 1672-82.
11. Петров А.Е., Раджус В.Д. Деп.ВИНИТИ, № 1337-81.
12. Philo J.S., Fairbank W.M. Rev.Sci.Instr., 1977, 48, No.12, p.1529.
13. Cerdonio M, et al. Rev.Sci.Instr., 1976, 47, No.1, p.1.
14. Лазер Д. ОИЯИ, P8-83-18, Дубна, 1983.
15. Webb R.A. Rev.Sci.Instr., 1977, 48, No. 12, p.1585.
16. Кузнецов В.Д. Деп.ВИНИТИ, № 5692-81.
17. Nave S.E., Huray P.G. RSJ, 1980, 51, No.5, p.591.
18. Osterman D.P. et al. Rev.Scient.Instr., 1983, 54, No.10, p.1380.

19. De Haas W., van Alphen P. Proc. Koninkl. Nederl. Acad. Wet. Amst., 1933, 36, p.263.
20. Веркин Б.И. и др. Укр. физ. журн., 1962, 7, № 3, с.322.
21. G.L. Salinger, J.C. Wheatley. Rev. Sci. Instr., 1961, 32, p.872.
22. Вупчатова Е.И., Вубнов Н.Н. NIM, 1984, 219, p.297.
23. Мицельмахер Г.В., Неганов Б.С., Трофимов В.Н. ОИЯИ, P8-82-549, Дубна, 1982.
24. Полонников Д.Е. и др. Приборы и системы управления, 1976, №7, с.41.

Дробин В.М. и др.

P8-85-190

Низкотемпературный измеритель восприимчивости
слабомагнитных веществ

Приведено описание установки на основе СКВИДа для измерения статической магнитной восприимчивости при $T = 4,2$ К с чувствительностью по восприимчивости $6,25 \cdot 10^{-9}$ Гц^{-1/2} ед. СИ /в поле 10 Э/, по моменту - $2,4 \cdot 10^{-18}$ А·м² Гц^{-1/2}. Дан обобщенный анализ схемы со СКВИДОМ. Подробно рассмотрены шумовые характеристики и быстродействие, методика измерений. Обсуждаются первые результаты и возможные применения подобной измерительной системы, в том числе в ядерной физике.

Работа выполнена в Лаборатории высоких энергий ОИЯИ.

Сообщение Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1985

Перевод О.С.Виноградовой.

Drobin V.M. et al.

P8-85-190

Low Temperature Magnetic Susceptometer

A SQUID-based magnetic susceptometer with 4.2 K operating temperature and $6.25 \cdot 10^{-9}$ Hz^{-1/2} sensitivity on susceptibility /in SI units and in 10 Oe field/ and $2.4 \cdot 10^{-18}$ A·m²·Hz^{-1/2} sensitivity on magnetic moment is described. Generalization of such measuring system with feed back loop is analysed including noise and speed of response. First results and possible applications including nuclear physics are discussed.

The investigation has been performed at the Laboratory of High Energy, JINR.

Communication of the Joint Institute for Nuclear Research. Dubna 1985

Рукопись поступила в издательский отдел
11 января 1985 года