

РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК
Ордена Ленина Сибирское отделение
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ
им. Г.И. Будкера СО РАН

А.М. Батраков, П.В. Вагин, П.Д. Воблый,
В.Я. Сазанский, Д.С. Шичков

АППАРАТУРА ДЛЯ ПРЕЦИЗИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ
ПОСТОЯННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ
С ПОМОЩЬЮ ПЕРЕМЕЩАЕМЫХ КАТУШЕК

ИЯФ 2008-26

НОВОСИБИРСК
2008

**Аппаратура для прецизионного измерения
постоянных магнитных полей
с помощью перемещаемых катушек**

*А.М. Батраков, П.В. Вагин, П.Д. Воблый,
В.Я. Сазанский, Д.С. Шичков*

Институт ядерной физики им. Г.И.Будкера
630090, Новосибирск, Россия

Аннотация

В данной работе описаны специализированные электронные модули, предназначенные для проведения прецизионных измерений с помощью подвижных катушек: интегратор с цифровым выходом и малошумящие усилители со сверхмалым температурным дрейфом. Обсуждены принципы функционирования и основные характеристики устройств. Приведены примеры систем, построенных на основе данных модулей, и использующих различные конфигурации и способы перемещения катушек: вращающиеся катушки для измерения параметров мультиполей в магнитных линзах, переворачивающиеся "flip-flop" катушки для построения карт сильных магнитных полей, струны и Λ -катушки для измерения интегралов поля в вигглерах и ондуляторах.

**Hardware for precise magnetic field measurements
with movable coils**

*A.M. Batrakov, P.V. Vagin, P.D. Vobly,
V.Y. Sazansky, D.S. Shichkov*

Budker Institute of Nuclear Physics
630090, Novosibirsk, Russia

Abstract

Paper describes a new set of specialized electronic modules intended for measurement with moving coil. This set includes Integrator with Digital Output (Digital Flux meter) and Low-noise zero-drift preamplifier. The principles of operation and main characteristics of these devices are discussed. A few systems, based on described equipment, are built. These systems used different coil configuration: rotating coils, flip-flop coils, stretched wire. Parameters of systems and description of software, developed for moving coil measuring systems are reported.

1 Введение

Если при перемещении катушки в магнитном поле изменяется величина магнитного потока Φ через неё, на выводах катушки появляется ЭДС $\varepsilon = -d\Phi/dt$. Интеграл от этой величины по времени равен полному изменению магнитного потока через катушку за время интегрирования $\Delta\Phi = -\int \varepsilon dt$. Таким образом, если известна геометрия катушки и способ её перемещения, то зная полное изменение магнитного потока через катушку, можно вычислить различные пространственные характеристики магнитного поля.

Оценим чувствительность, которой должна обладать аппаратура, измеряющая сигналы с катушек. Величина интеграла по времени от сигнала с катушки $V_s[\text{V}\cdot\text{s}] = \int V dt = 10^{-8}\Delta(BS)$, где $\Delta B[\text{Gs}]$ – изменение поля за время интегрирования, $S[\text{cm}^2]$ – площадь катушки. Таким образом, чувствительность составляет $10 \text{ nV}\cdot\text{s}/\text{Gs}/\text{cm}^2$, что для катушки с характерной площадью в 100 cm^2 равно $1 \mu\text{V}\cdot\text{s}/\text{Gs}$. При измерении полей в диапазоне $1 - 30 \text{ kGs}$, типичном для ускорительной техники, желательно иметь погрешность интегрирования на уровне $1 \div 3 \cdot 10^{-5}$, поэтому для проведения измерений требуются приборы с собственными шумами и температурными дрейфами, не превышающими нескольких сотен $\text{nV}\cdot\text{s}$, а в особых случаях – и десятков $\text{nV}\cdot\text{s}$.

2 Аппаратура для измерений с помощью индукционного метода

Аппаратура для измерения магнитных полей индукционным методом достаточно специфична и известно небольшое количество серийно выпускаемых, коммерчески доступных моделей. Эти приборы разбиваются на два класса. К первому относятся универсальные, относительно простые измерители магнитного потока (Fluxmetr'ы) с точностными характеристиками на уровне $0.1 - 1\%$, как например, прибор EF-14 [1]. Второй класс – точные приборы для прецизионных магнитных измерений. В физических лабораториях наиболее известным и широко применяемым является прибор PDI-5025 швейцарской фирмы METROLAB Instruments SA [2].

Разработанный достаточно давно для магнитных измерений, проводимых в ЦЕРН'е, этот интегратор обладает хорошими метрологическими характеристиками и удобен при построении измерительных систем, что и обеспечило его долголетие. Прибор включает два канала цифрового интегрирования, модуль таймера с контроллером шагового двигателя и интерфейсный модуль.

Принцип его работы основан на преобразовании напряжения в частоту. Преимущества данного решения заключаются в хорошей линейности и, главное, практически неограниченном времени интегрирования. Для полного описания параметров PDI 5025 приведена достаточно сложная номограмма (рис. 1) По оси отложено время интегрирования, по Y – результат интегрирования в $mV \cdot s$. Наклонные линии в верхней части рисунка ограничивают диапазон преобразования в $mV \cdot s$ для входных диапазонов 5 V, 0.5 V и т.п. Горизонтальные линии в нижней части рисунка показывают разрешающую способность прибора, вычисляемую как произведение шкалы преобразования в вольтах на квант по времени при средней частоте преобразователя 500 kHz. Эти линии ограничивают рабочую зону снизу. Наклонные линии внизу рисунка – графики шума прибора в зависимости от времени интегрирования. Для диапазона 0.5 V заштрихована рабочая зона, отражающая динамический диапазон.

Из рисунка видно, что при малых временах интегрирования динамический диапазон ограничивается дискретностью преобразователя по времени. В диапазоне времён 0.1 – 1 s превалирующим становится влияние шумов. К сожалению, из описания прибора неясно, измеренные ли это шумы или оценки. В наиболее востребованном диапазоне времён интегрирования 0.1 – 10 s динамический диапазон находится в интервале $2 \cdot 10^4 - 5 \cdot 10^5$ (14–16 бит). Для примитивной оценки возможностей прибора приводится таблица шумов (табл. 1), приведённых ко входу, в вольтах. Эти шумы получены простым делением величины шумов в $V \cdot s$ на время интегрирования. Видно, что на «грубых» диапазонах шумы определяются преобразовательной частью устройства, а на чувствительных – предусилителем, так как величина шумов слабо зависит от коэффициента. Для интегрирующих преобразователей приведённый ко входу шум может использоваться лишь в справочных целях, так как результирующий шум всего устройства, выраженный в $V \cdot s$ определяется многими причинами. Отметим, что стоимость PDI 5025 составляет $\sim \$14000$.

Ещё одним точным интегратором является «Model 480 Fluxmeter» [3]. Этот прибор базируется на аналоговом интеграторе, его характеристики приведены в таблице 2. Видимо, в приборе используется какой-то отличный от двухтактного интегрирования метод аналого-цифрового преобра-

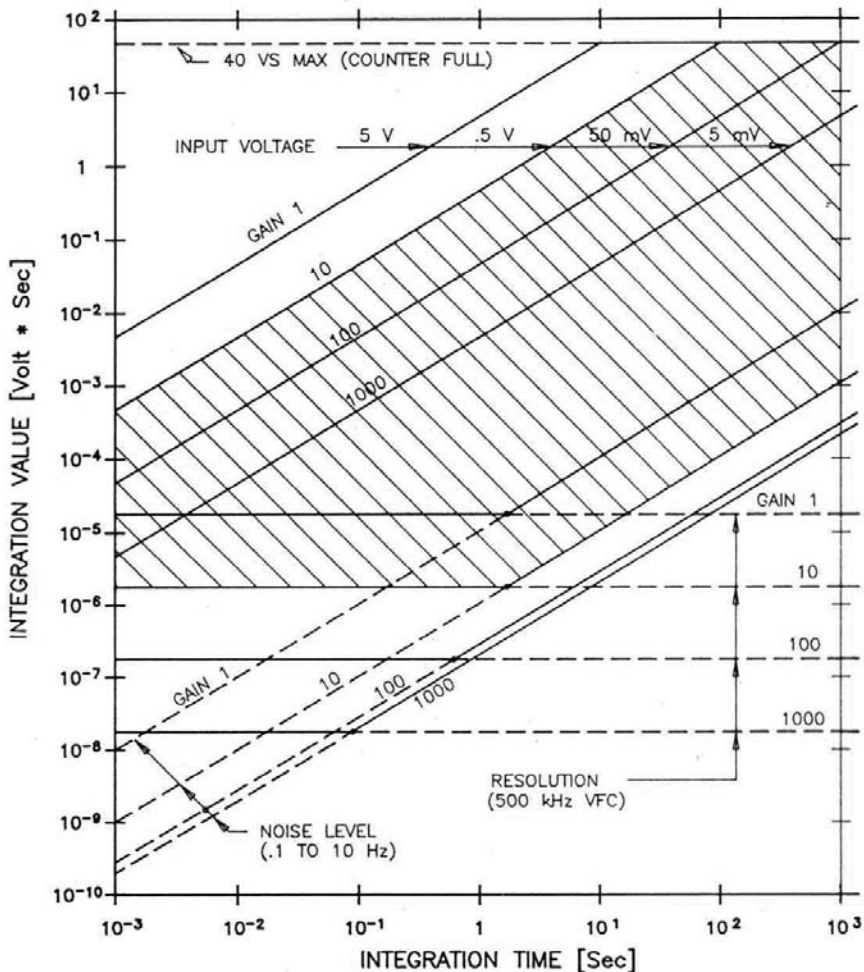


Fig. 1. Номограмма для определения параметров PDI 5025 [2].

зования. Как результат - достаточно большая ошибка масштаба (0.25%). Также обращает внимание, что разрешающая способность остаётся постоянной ($0.5\mu V \cdot s$) на трёх диапазонах, вследствие чего динамический диапазон изменяется от $6 \cdot 10^4$ (15 бит) до $6 \cdot 10^3$ (12 бит). В целом, по удобству работы и характеристикам «Model 480» уступает PDI 5025.

Таблица 1. Шумы PDI 5025.

| Gain | Noise (0.1 Hz to 10 Hz, referred to input) | |
|------|--|--------------------|
| | (μV) | ppm of input range |
| 1 | ± 10 | ± 1 |
| 10 | ± 1 | ± 1 |
| 100 | ± 0.3 | ± 3 |
| 1000 | ± 0.2 | ± 20 |

Таблица 2. Параметры интегратора «Model 480 Fluxmeter».

| | |
|---------------------------|---|
| DC resolution | To $5\frac{3}{4}$ digits |
| DC integrator capacitance | $1\mu\text{F}$ nominal |
| DC input resistance | $100\text{k}\Omega$, $10\text{k}\Omega$ |
| DC ranges | 300 mVs, 30 mVs, 30 mVs, 3 mVs |
| DC resolution | $1\mu\text{Vs}$, $0.5\mu\text{Vs}$, $0.5\mu\text{Vs}$, $0.5\mu\text{Vs}$ |
| DC accuracy: Offset | $\pm 10\mu\text{Vs}$ DC drift; Gain: $\pm 0.25\%$ |
| DC minimum $d\Phi/dt$ | $20\mu\text{Vs}/\text{min}$ |
| DC maximum $d\Phi/dt$ | $60\text{Vs}/\text{s}$ |
| DC integrator drift | $\pm 1\mu\text{Vs}/\text{min}$, 4ppm FS/min (300 mVs range) |

2.1 Интегратор с цифровым выходом

Интегратор с цифровым выходом изначально проектировался как устройство для применения в стендах с вращающимися катушками, измеряющими мультиполя и положение осей в магнитных линзах. Это должен был быть законченный прибор, выдающий цифровой код, работающий с сигналами микровольтового диапазона, обладающий достаточно высокой линейностью ($\sim 5 \cdot 10^{-5}$) и имеющий динамический диапазон $\sim 10^5$ (16 бит). Сопутствующим фактором было желание иметь осциллограммы сигналов с катушек и выхода интегратора в реальном времени, что, как показала практика, крайне полезно при отладке механики измерительных систем. Совокупность перечисленных требований определила выбор: аналого-цифровой преобразователь, использующий двухтактное интегрирование, имеющий динамический диапазон 16 бит, с встроенным усилителем сигналов с катушек и снабжённый выходами с этого усилителя и интегратора. Для синхронизации с механическими перемещениями прибор оснащён развитой старт-стопной логикой.

Напомним суть метода двухтактного интегрирования, применяемого

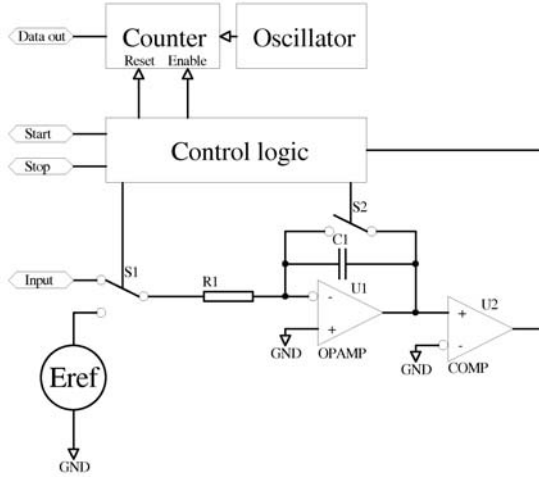


Fig. 2. Схема, поясняющая принцип работы VsDC.

в приборе. На рис. 2 изображена схема, поясняющая этот метод. Сначала входное напряжение подключается через мультиплексор S1 к входу интегратора, размыкается ключ S2, и начинается интегрирование входного сигнала, по окончании которого к входу интегратора подключается опорное напряжение E_{ref} противоположной полярности по отношению к интегралу от входного сигнала, после чего запускается таймер-счетчик. Компаратором фиксируется момент времени, когда величина напряжения на выходе интегратора достигнет начального (нулевого) значения (рис. 3) и таймер-счетчик, измеряющий время, останавливается. Из условия равенства зарядов на емкости:

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{U_{in}(t)}{R} dt = \int_{t_1}^{t_2} \frac{E_{ref}}{R} dt \iff \int_{t_1}^{t_2} U_{in}(t) dt = E_{ref} T.$$

Таким образом, в данной схеме результат интегрирования зависит только от величины опорного напряжения и времени его интегрирования и не зависит от величины номиналов резистора R и емкости C . Следовательно, приближённое знание величин R и C и их изменение под действием температуры на точность измерений не влияет.

Более подробная структурная схема изображена на рис. 4, а временная диаграмма работы устройства на рис. 3.

После включения питания устройство сразу переходит в режим ком-

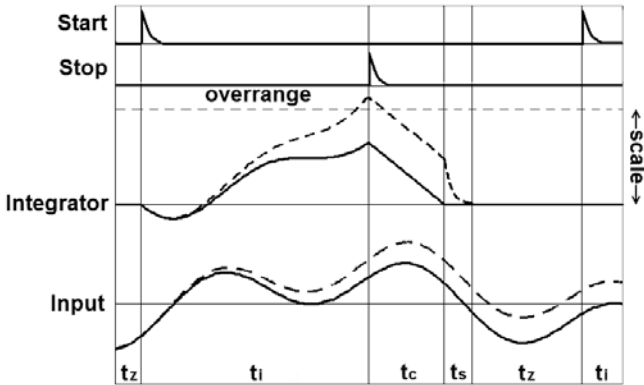


Fig. 3. Временная диаграмма.

пенсации смещения нуля – t_z . Ключ $Sw\langle Z \rangle$ замкнут, мультиплексоры $Sw\langle N \rangle$, $Sw\langle P \rangle$ находятся в положении 2, ключ $Sw\langle C \rangle$ разомкнут, на емкости C_z присутствует суммарное напряжение смещения нуля тракта устройства плюс, в зависимости от положения перемычек J1, J2, напряжение смещения на входе устройства.

После прихода управляющего импульса «Start» - внешнего или с шины VME - размыкается мультиплексор $Sw\langle R \rangle$, мультиплексоры $Sw\langle N \rangle$, $Sw\langle P \rangle$ переводятся в положение 1, подключая тем самым входной сигнал к сборке интегрирующих резисторов $R1 \div R4$. Спустя $20 \mu s$, что необходимо для установления входных цепей устройства, мультиплексор $Sw\langle R \rangle$ замыкается, и входной сигнал интегрируется в течение времени t_i . С поступлением команды «Stop» процесс интегрирования продляется строго на $20 \mu s$, после чего компаратор, подключенный к выходу интегратора, определяет знак получившейся в результате интегрирования напряженности. Мультиплексоры $Sw\langle N \rangle$, $Sw\langle P \rangle$ переводятся в положение 3 или 4, подключая к входу интегратора опорное напряжение необходимой полярности. В это время мультиплексор $Sw\langle R \rangle$ отключает вход интегратора от выхода усилителя $U4$ на время $t_d = 20 \mu s$, для того, чтобы исключить интегрирование переходных процессов данного усилителя. Затем запускается таймер-счетчик, и в течение времени t_c интегрируется опорное напряжение до момента появления нулевого напряжения на выходе интегратора. Этот момент также определяется компаратором, и таймер-счетчик останавливается. По значению счетчика определяется величина интеграла от входного сигнала.

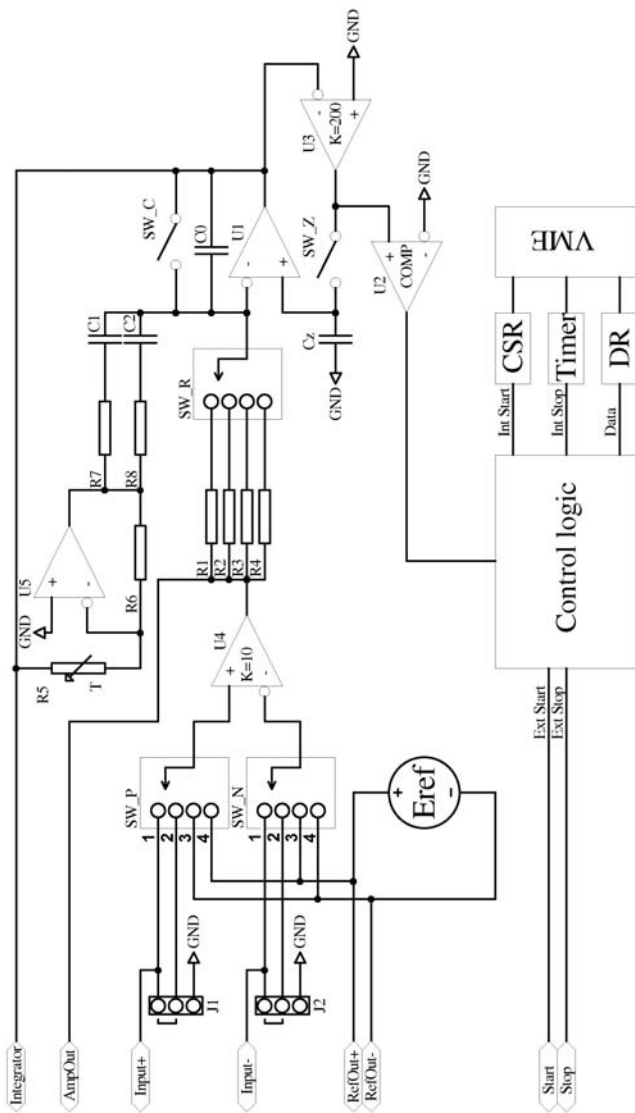


Fig. 4. Структурная схема интегратора.

В тех случаях, когда величина сигнала выходит за диапазоны измерений (пунктирная линия на рис. 3), если в течение 100ms после прихода управляющего сигнала «Stop» состояние компаратора не изменилось, ключ Sw «C» замыкается на время t_s , снимая тем самым весь оставшийся заряд с интегрирующей емкости.

Затем в течение времени $t_z \geq 100\text{ ms}$ до следующего импульса «Start» снова происходит компенсация смещения нуля, которое может быть вызвано собственными смещениями операционных усилителей, а также различными термо-ЭДС. В течение времени t_z замыкается ключ Sw «Z», и операционный усилитель U3 охватывается отрицательной обратной связью с коэффициентом -200 , вследствие чего полное напряжение смещения нуля, оказавшееся на входе интегратора, появляется и на его неинвертирующем входе. После размыкания ключа Sw «Z» оно будет запомнено на емкости C_z до следующего цикла выборки смещения нуля. Таким образом, во время интегрирования сигнала напряжение смещения уже не будет приводить к ошибкам.

Интегратор сделан на малошумящем операционном усилителе ОРА627. Ёмкость C_0 – с полистироловым диэлектриком, т.к. данный тип ёмкостей обладает наименьшей поляризацией диэлектрика и температурным коэффициентом. Чем больше будет номинал емкости C_0 , тем меньше будет влияние различных утечек и входных токов усилителей на изменение напряжения на этой емкости, а следовательно, и на результат измерений. Однако из-за ограничений на размер модуля, номинал емкости был выбран $C_0 = 0.2\ \mu\text{F}$. Номиналы сопротивлений R1÷R4 равны соответственно $50\ \text{k}\Omega$, $100\ \text{k}\Omega$, $250\ \text{k}\Omega$, и $500\ \text{k}\Omega$. Отсюда получается, что τ интегратора равно соответственно 10 , 20 , 50 , $100\ \text{ms}$. Во входной цепи установлен предварительный инструментальный операционный усилитель INA114 с коэффициентом усиления $K = 10$. Таким образом, диапазоны измеряемых вольт-секундных площадей равны соответственно $\pm 10\ \text{mV}\cdot\text{s}$, $\pm 20\ \text{mV}\cdot\text{s}$, $\pm 50\ \text{mV}\cdot\text{s}$, $\pm 100\ \text{mV}\cdot\text{s}$. При 16-ти разрядном преобразовании разрешающая способность равна соответственно $0.3051\ \mu\text{V}\cdot\text{s}$, $0.6103\ \mu\text{V}\cdot\text{s}$, $1.5258\ \mu\text{V}\cdot\text{s}$, $3.0517\ \mu\text{V}\cdot\text{s}$. Усилитель U5 компенсирует эффекты диэлектрической абсорбции в емкости интегратора.

С целью увеличения чувствительности прибора, к его входу предусмотрено подключение внешнего усилителя.

2.2 Шумы и температурные дрейфы устройства

Смещение нулей операционных усилителей в тракте интегратора, их температурные дрейфы и шумы вносят ошибки в работу устройства. Дополнительные погрешности вносят и токи утечек мультиплексоров. Как показывают оценки, максимальный сдвиг нуля на выходе U4 за счёт этих факторов не превышает 1 мV, а его дрейф в диапазоне температур 20–60 °C не более 300 μV . Выше уже упоминалось, что во временной диаграмме присутствует интервал, предназначенный для работы схемы компенсации нуля. Эта схема компенсирует смещение нуля тракта примерно в 100 раз, в результате чего ошибка на входе интегратора U1 составляет всего 3 μV , что равносильно ошибке в 1LSB за секунду.

Заметим однако, что собственные смещения усилителя U3 никак не ослабляются и входят полностью. Однако, для усилителя OPA627 (U3), дрейф составляет $0.7 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \cdot 40^\circ = 28 \mu\text{V}$, или 0.1 LSB, а смещение нуля – 100 μV или 0.3 LSB. Разумеется, что такой дрейф не вносит какой-либо ощутимой ошибки в работу.

Схема компенсации также заметно уменьшает ошибки, вызванные токами утечек ключей схемы. Действительно, в применяемых ключах токи утечек слабо зависят от приложенного напряжения, в результате чего их влияние приводит к линейному изменению напряжения на запоминающей ёмкости. Схема компенсации воспринимает это изменение как результат приложенного на вход интегратора постоянного напряжения и вносит соответствующую добавку на ёмкость C_z .

В момент размыкания ключа Sw «Z» на ёмкости C_z запоминается не только смещение нуля, но и шумовая составляющая этого напряжения, что приводит к шуму результатов измерений. Дополнительный вклад вносят также и шумы усилителя OPA627 (U3).

Для расчёта величины шумов в программе LES [4] была промоделирована схема компенсации смещения нуля (рис. 5). На рис. 6 изображён график зависимости напряжения на ёмкости C_z от частоты. Источник сигнала (шума) подключался к входу «in» усилителя A1, моделируя тем самым собственные шумы усилителя INA114 (U4 на рис. 4).

Усилитель A0 имеет коэффициент усиления, равный 1, и на схеме присутствует для того, чтобы показать напряжение только на ёмкости, так как именно это напряжение в момент размыкания будет запомнено. Резистор R2 ограничивает полосу шумов, а конденсатор 2 сглаживает пик напряжения, возникающий вследствие инжекции заряда при размыкании ключа Sw «Z».

Амплитуда шумов предварительного усилителя INA114 от пика до

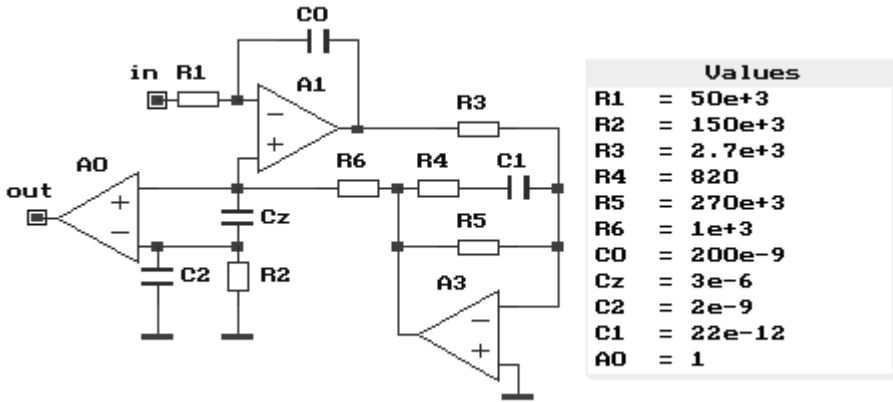


Fig. 5. Схема для расчёта шумов устройства.

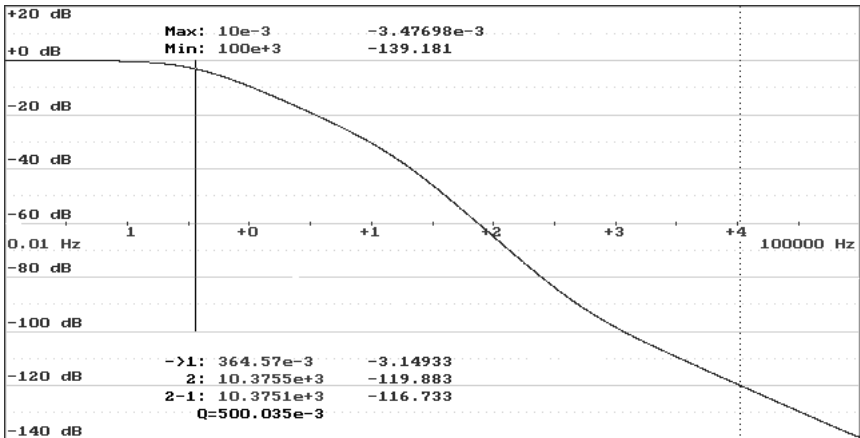


Fig. 6. Амплитудно-частотная характеристика для расчёта шумов входных цепей.

пика в диапазоне частот от 0.1 до 10 Hz равна $0.4 \mu\text{V}$, коэффициент усиления $= 10$, а полоса пропускания (рис. 6) ~ 1 Hz. Таким образом, верхняя граница оценки шума, вносимого входным усилителем $0.4 \mu\text{V} \cdot 10 \cdot \sqrt{\frac{1 \text{ Hz}}{10 \text{ Hz}}} \approx 1.3 \mu\text{V}$. Вкладом усилителя АЗ в общую величину шума можно пренебречь так как он составляет всего $0.006 \mu\text{V}$. Таким образом, полная величина шума на емкости C_z после размыкания – $1.3 \mu\text{V}$, что примерно равно ошибке в половину младшего значащего бита за секунду при измерении на самом чувствительном диапазоне $10 \text{ mV} \cdot \text{s}$. Влияние наводок от сети питания с частотой 50Hz на результат измерения можно избежать, выбирая интервалы интегрирования кратными их периоду, равному 20 ms.

2.3 Экспериментальное измерение нелинейности и шумов

При измерении характеристик магнитных линз основными показателями являются амплитуды и фазы высших пространственных гармоник поля, поэтому нелинейность, вносимая интегратором, является важной характеристикой. Для определения собственной нелинейности интегратора был проведен описанный ниже тест.

На вход прибора с прецизионного 24-х разрядного ЦАП'а подавался сигнал, представляющий собой последовательность напряжений, постоянных во время интегрирования. Для каждого последующего цикла интегрирования величина напряжения устанавливалась в зависимости от номера цикла, как:

$$U_i = A \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{k}i\right) + \delta A \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{k}N \cdot i\right),$$

$i = 0 \div k$ – номер цикла (интегрирования);
 k – полное количество измерений ($k = 128$);
 N – номер высшей гармоники;
 A амплитуда основной гармоники;
 δA – амплитуда N -ой гармоники.

Как и для реальной линзы, измеренные на каждом шаге величины, суммировались, чтобы получить зависимость суммарного сигнала от угла. Данная зависимость раскладывалась в ряд Фурье, и в полученном спектре определялся уровень шума и величины высших гармоник, которые в данном случае были вызваны собственной нелинейностью измерительной системы. В результате было определено, что относительный уровень высших гармоник не превышает $1.4 \cdot 10^{-5}$ (рис. 7).

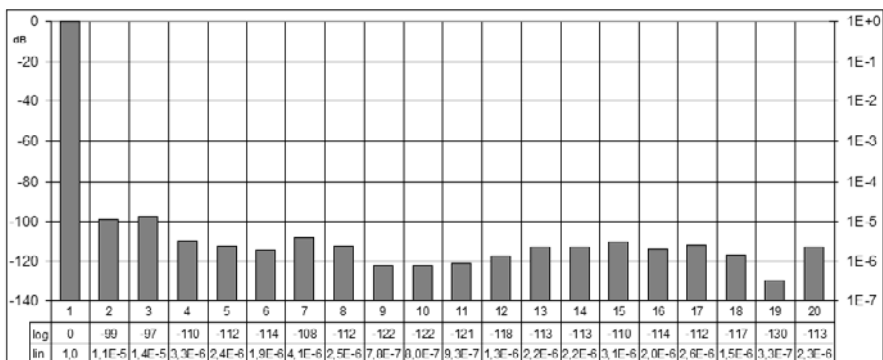


Fig. 7. Спектр тестового «идеального» сигнала, характеризующий нелинейность интегратора. Уровень 2-й и 3-й гармоник $\sim 10^{-5}$. Высшие гармоники – менее $5 \cdot 10^{-6}$.

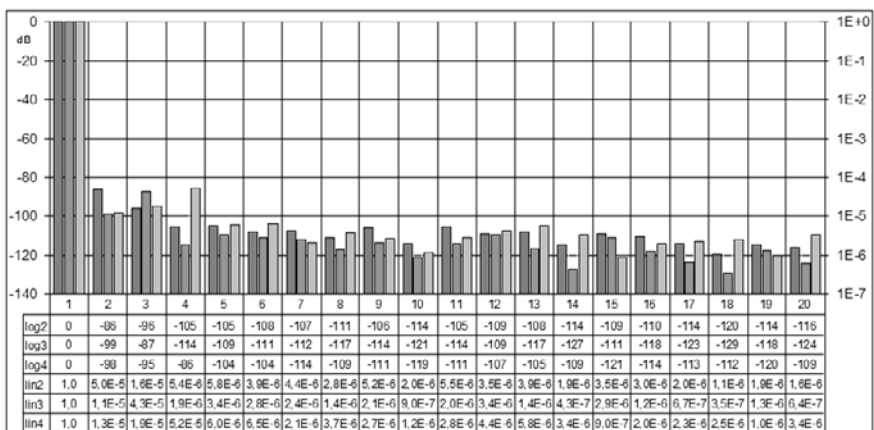


Fig. 8. Спектры 3-х тестовых сигналов с поочерёдно подмешиваемыми 2-й, 3-й, 4-й гармониками с амплитудой $5 \cdot 10^{-5}$.

Далее, к «идеальному» синусоидальному сигналу были добавлена вторая, третья и четвертая гармоники, с величиной $\delta A = 5 \cdot 10^{-5} A$ (рис. 8). Из рисунков видно, что амплитуды высших гармоник, являющихся следствием нелинейности интегратора составляют $1.4 \cdot 10^{-5}$. Эти же рисунки демонстрируют, что уровень его собственных шумов менее чем 10^{-5} .

Таблица 3. Основные параметры интегратора

| | |
|----------------------------|--|
| Время интегрирования | от 0.02 до 10 s |
| Время преобразования | не более 100 ms |
| Разрешающая способность | 15 бит + знак |
| Рабочее входное напряжение | $< 1V$ |
| Диапазоны входных сигналов | $10mVs, 20mVs, 50mVs, 100mVs$ |
| Разрешающая способность | $0.3\mu Vs, 0.6\mu Vs, 1.5\mu Vs, 3\mu Vs$ |
| Среднеквадратичный шум | $< 1 \text{ LSB}$ (время интегрирования 1 s) |
| Температурный дрейф нуля | $< 1 \text{ LSB}$ ($20 < T < 50^\circ$) |
| Нелинейность | $< 1.5 \text{ LSB}$ |

3 Малошумящие усилители с низким температурным дрейфом

3.1 Проблемы восстановления поля по его приращениям

При перемещении катушки в магнитном поле измеряется приращение поля по сравнению с предыдущим положением катушки, а не абсолютная величина поля. Для восстановления последнего необходимо просуммировать все измеренные приращения. К сожалению, при этом суммируются и ошибки, вызванные погрешностями и шумами аппаратуры. Это обстоятельство ужесточает требования к шумовым характеристикам, значениям нуля и температурным дрейфам оборудования. Рассмотрим эти вопросы подробнее.

Метод измерения с помощью подвижных катушек позволяет относительно просто компенсировать собственные смещения нуля измерительной системы - для этого надо всего лишь выполнить одно дополнительное измерение (отсчёт) без перемещения катушки. Так как при этом величина магнитного потока через катушку не изменяется во времени, то будет

определено только собственное смещение нуля системы, которое затем просто вычитается из последующего отсчёта уже с движением катушки.

В каждом i -ом отсчёте присутствует смещение нуля измерительной системы (зависящее от температуры), а также случайный шум, который может быть вызван различными причинами: собственными шумами электроники, вибрациями механики, наводками от мощных источников питания и т.д. Таким образом, измеренная в i -ом отсчёте величина будет равна $dU_i = E_i + U^{offset} + U_i^{noise}$, где E_i – полезный сигнал, вызванный изменением магнитного потока, U^{offset} – постоянное смещение нуля, а U_i^{noise} – случайный шум, среднеквадратичное отклонение (СКО) которого равно σ . При вычислении величины поля путём суммирования N отсчётов (измеренных приращений), ошибка, вследствие наличия шума в каждом отсчёте, будет накапливаться. При суммировании получим:

$$U = \sum_{i=0}^N dU_i = \sum_{i=0}^N (E_i + U^{offset} + U_i^{noise}) = \sum_{i=0}^N E_i + N \cdot U^{offset} + U_N^{noise},$$

где U_N^{noise} – случайный шум суммы N отсчётов, СКО которого равно $\sigma_N = \sqrt{N}\sigma$.

Если теперь перед каждым рабочим отсчётом будет выполняться дополнительный отсчёт без движения $dU'_i = U^{offset} + U_i^{noise}$, а затем вычитаться из следующего, то смещение нуля системы будет скомпенсировано, а шум возрастёт в $\sqrt{2}$ раз вследствие его случайного характера:

$$U = \sum_{i=0}^N (dU_i - dU'_i) = \sum_{i=0}^N E_i + U_{2N}^{noise},$$

где U_{2N}^{noise} случайный шум суммы $2N$ отсчетов, СКО которого равно $\sigma_{2N} = \sqrt{2N}\sigma$. Если за время измерения температурный дрейф невелик, чтобы привести к заметным ошибкам, можно отказаться от измерений нуля, уменьшив тем самым шум в $\sqrt{2}$ раз и сократив в 2 раза время измерений.

Очень часто при работе с подвижными катушками используют предварительный усилитель, расположенный вблизи катушки. Именно этот усилитель определяет термостабильность и шумовые характеристики всей системы. Принимая во внимание описанные выше проблемы восстановления поля по его приращениям, весьма привлекательно было разработать усилитель не только с малым уровнем шумов, но и с незначительным температурным дрейфом.

3.2 Схемотехника и параметры усилителя

Как отмечалось выше, чувствительность катушек составляет $10 \text{ nV}\cdot\text{s}/\text{Gs}/\text{cm}^2$. Если оценить чувствительность катушки, имеющей полную площадь $WS \sim 1000 \text{ cm}^2$ (примерно такую полную площадь имеют Λ -катушки для измерения распределения интегралов поля), то получим сигнал $V_s \sim 10 \mu\text{V}\cdot\text{s}/\text{Gs}$. При измерении распределения интегралов поля вдоль движения пучка в ондуляторах, вигглерах и подобных устройствах приходится перемещать катушку на 300-500 шагов. При желаемой полной ошибке определения поля 0.1 Gs , шум одной выборки должен быть $0.1 \text{ Gs}/\sqrt{400} \sim 0.005, \text{ Gs}$. Таким образом, шум выборок, вносимых измерительной системой с Λ -катушкой, должен быть $\sim 50 \text{ nV}\cdot\text{s}$.

В настоящее время выпускается большое количество прецизионных операционных усилителей. Но вследствие схемотехнических и технологических ограничений усилители обладают либо малыми температурными дрейфами, но достаточно большой величиной собственного шума (например, LTC2051[5]: шум в полосе $10 \text{ Hz} - 2 \mu\text{V}$ р-р, дрейф $- 30 \text{ nV}/^\circ\text{C}$), либо наоборот, являются малошумящими, но с большим температурным дрейфом (например, LT1128[6]: шум в полосе $10 \text{ Hz} - 35 \text{ nV}$ р-р, дрейф $- 1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Однако, возможно объединить два вида усилителей таким образом, чтобы усилитель с малым температурным дрейфом (LTC2051) компенсировал смещение малошумящего усилителя (LT1128), не внося при этом дополнительных шумов. Характерные времена температурных уходов при правильной термоизоляции измеряются десятками секунд, и если ограничить полосу LTC2051 десятыми долями герца, можно снизить величину вносимых им шумов до уровня шумов LT1128.

Рассмотрим схему, приведённую на рис. 9. Усилитель LT1128 включен как неинвертирующий с коэффициентом усиления $K = 20.8$. Усилитель LTC2051 интегрирует смещение нуля LT1128 и компенсирует его, путём некоторого разбаланса входного каскада LT1128. Параметры R4-C1 и R5 выбираются такими, чтобы максимально снизить шумы LTC2051, но в то же время получить и приемлемый коэффициент компенсации дрейфа.

На рисунке 11 показана упрощенная схема усилителя LT1128 [6]. Первый каскад имеет коэффициент усиления около 50, второй $- 2 \cdot 10^5$, компенсация подаётся на вывод *Pin8*.

Для расчета схемы использовалась модель, представленная на рис. 10. Усилитель LT1128 моделировался последовательно соединёнными A2 (коэффициент 50) и A3 (коэффициент $2 \cdot 10^5$). Напряжение компенсации с корректирующего усилителя A1 (коэффициент $3 \cdot 10^6$) подаётся

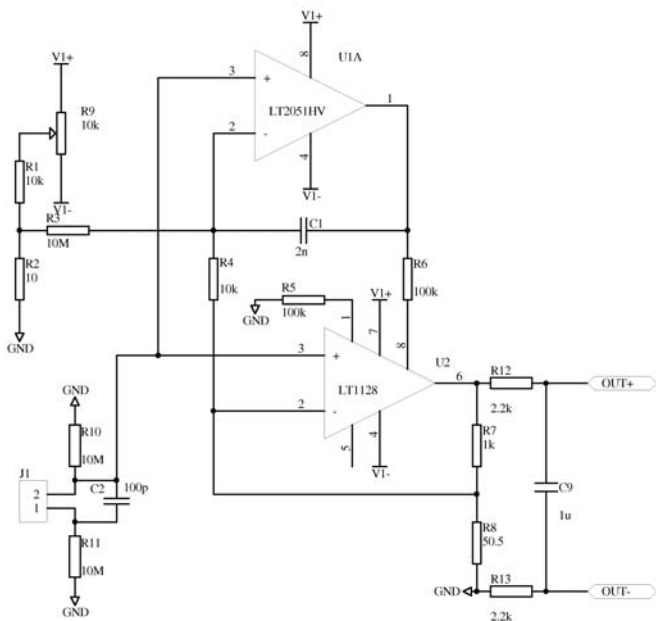


Fig. 9. Принципиальная схема усилителя.

| Values | |
|--------|------------|
| R1 | = 120 |
| R2 | = 950 |
| R3 | = 50 |
| R4 | = $10e+3$ |
| R5 | = $150e+3$ |
| C1 | = $2e-9$ |
| R1 | ... |
| R2 | ... |
| R3 | ... |

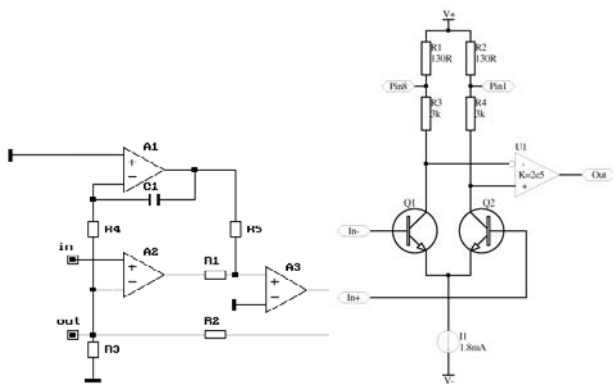


Fig. 10. Схема для моделирования компенсации смещения нуля и дрейфа усилителя LT1128 (A2).

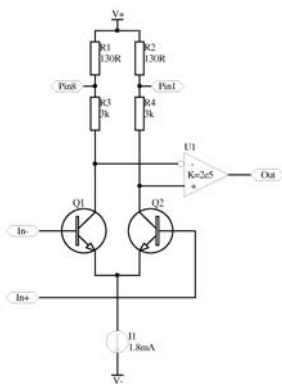


Fig. 11. Упрощенная схема ОУ LT1128.

Таблица 4. Основные параметры усилителя.

| | |
|--------------------------------------|-------------|
| Коэффициент усиления | $K = 20.8$ |
| Полоса усиления (по уровню -3 dB) | $F = 40$ Hz |
| Температурный дрейф | 40 nV/°C |
| Среднеквадратичный шум в полосе 40Hz | 35 nV RMS |

на резистор R1 через R5, образуя делитель. Для оценки компенсации смещения нуля и дрейфа действительный вход усилителя заземлён, как показано на рис.10, а на вход LT1128 (точка «in» на рисунке) подано напряжение (E_{offset}), имитирующее его смещение и дрейф нуля. Для того, чтобы при расчётах привести все сигналы ко входу, выход берётся с резистора R3 (рис.10), а не действительного выхода усилителя.

Выполнив несложные вычисления, можно показать, что напряжение E_{offset} в точке «out» будет ослаблено в $\frac{R1}{R5} \cdot \frac{K3}{50}$, где K3 – коэффициент корректирующего усилителя, равный $3 \cdot 10^6$, R5 - сопротивление, через которое подаётся коррекция, 50 - коэффициент усиления первого каскада LT1128. Дрейф LT1128 желательнее скомпенсировать не менее чем в 30-40 раз, откуда получим значение $R5 = 130k\Omega$.

На рис. 12 представлен набор амплитудно-частотных характеристик схемы для значений R5 от 60 kΩ до 200 kΩ при подаче напряжения на вход «in». Видно, что изменяя значение R5, можно увеличивать коэффициент компенсации и уменьшать время реакции на дрейф, но при этом происходит и увеличение полосы, а следовательно и шума, главным источником которого является A1.

Для моделирования влияния шумов сигнал подавался на вход A1 (LTC2051). Амплитудно-частотные характеристики для этого случая показаны на рис.13. Графики демонстрируют, что шум усилителя LTC2051 подавляется, в зависимости от значения R5, начиная от десятых/сотых долей герца. Варьируя резистор R5, а также постоянную времени $R4 \cdot C1$, можно оптимизировать схему, добиваясь малых шумов и приемлемого дрейфа. Реально, ценой увеличения шумов в полтора раза, удалось снизить величину температурного дрейфа усилителя LT1128 с $1 \mu V/^\circ C$ до $50 \text{ nV}/^\circ C$. На рисунках 14, 15 и 16 представлены гистограммы шумов с включенной схемой компенсации и без неё, а также зависимость смещения нуля от температуры. В таблице 4 приведены параметры усилителя.

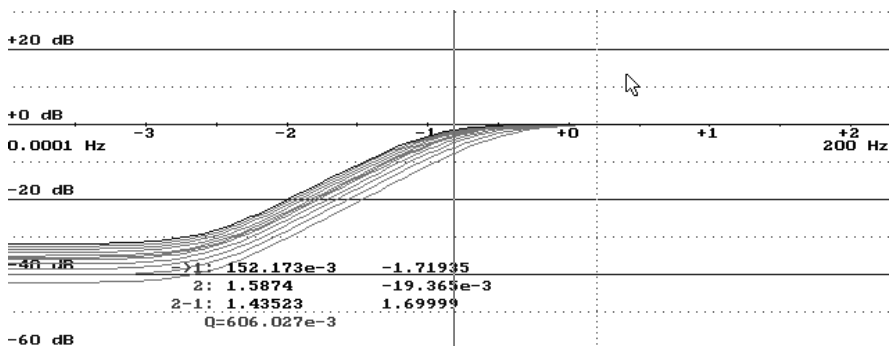


Fig. 12. АЧХ схемы на рис.10 для разных R5. Подавление температурных дрейфов начинается от частот 0.15 Hz.

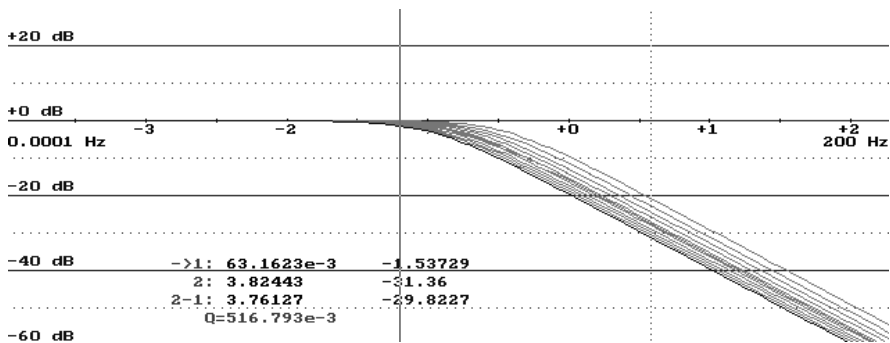


Fig. 13. АЧХ схемы на рис.10 при моделировании шумов для разных R5. Шумы LTC2050 подавляются, начиная с 0.1 – 0.5 Hz.

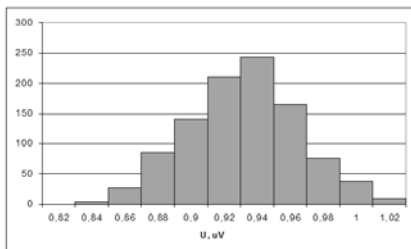


Fig. 14. Гистограмма шумов усилителя без компенсации смещения, шум (RMS) = 25 nV.

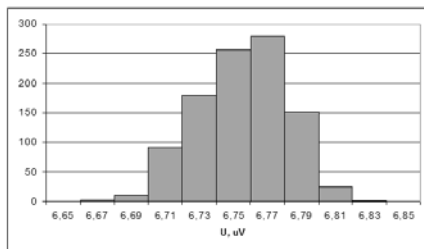


Fig. 15. Гистограмма шумов усилителя с компенсацией смещения, шум (RMS) = 35 nV.

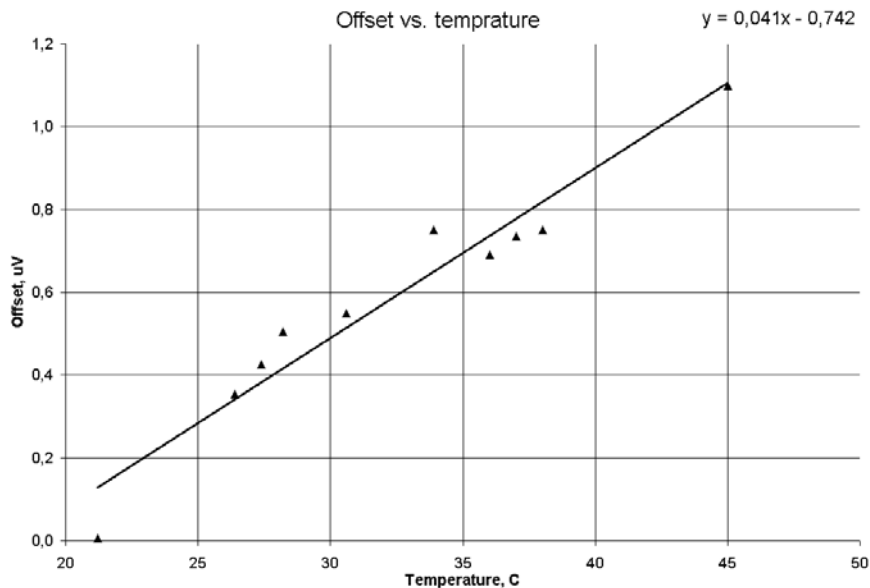


Fig. 16. Зависимость смещения нуля от температуры.

4 Примеры измерительных систем с перемещаемыми катушками

В практике измерений, базирующихся на индукционном методе, используются различные конфигурации катушек и способы их перемещения [7]. Для измерения параметров магнитных линз применяются катушки, вращающиеся относительно оси линзы [8]. Первый и второй интегралы магнитных полей в вигглерах и ондуляторах измеряются катушкой, одна из сторон которой натягивается как струна вдоль устройства и перемещается в поперечном направлении [9]. Если катушку, имеющую длину, строго равную периоду ондулятора, перемещать вдоль его оси, то будет измерено продольное распределение интегралов поля [10]. Для измерения карты сильных полей можно достигнуть высокой линейности и хорошей точности, используя «flip-flop» катушку небольшого размера [11]. На основе описанных выше интегратора с цифровым выходом и усилителя в ИЯФ было создано несколько измерительных систем, некоторые из них описаны ниже.

4.1 Система для измерения параметров магнитных линз

С помощью катушек, вращающихся относительно оси, измеряется широкий набор параметров магнитных линз: величины пространственных гармоник магнитных полей, эффективная магнитная длина, смещения и углы наклона магнитной оси, поворот плоскости линзы относительно гирдера. Этот метод является незаменимым инструментом для правильной установки линз. Измерительный вал содержит две катушки состоящих из нескольких витков прямоугольной формы (рис. 17). Наличие двух катушек необходимо для измерения наклонов линзы. Расположен вал вдоль оси линзы так, что одна из сторон катушки совпадает с осью линзы (рис. 18).

Один из способов измерений состоит в том, что катушка совершает последовательные повороты на небольшие углы порядка нескольких градусов. На каждом повороте сигнал с катушки интегрируется и, таким образом, измеряется приращение величины тангенциальной составляющей магнитного потока (или среднего по катушке поля, т.к. геометрия катушки не изменяется). Изменение угла поворота фиксируется измерителем угла с ошибкой $\sim 10^{-5}$ рад. Если суммировать измеренные приращения, то получим зависимость величины магнитного поля от угла.

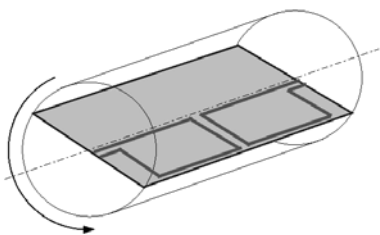


Fig. 17. Вращающаяся катушка.

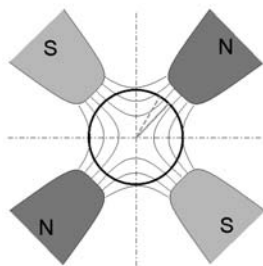


Fig. 18. Вращающаяся катушка внутри линзы.

В 2004 году в ИЯФ началось создание новой измерительной системы на основе вращающейся катушки для проведения измерений мультипольных компонент магнитного поля в квадрупольях, секступольях и октупольях. Целью этой работы являлось проектирование и изготовление механики, создание современной электроники и программного обеспечения, которые бы позволили проводить гармонический анализ полей в магнитных элементах с точностью не хуже, чем 10^{-4} относительно основной компоненты разложения и абсолютной точностью на уровне 10^{-3} при радиусе измерительного вала ~ 30 mm.

Часто в подобных системах используются вал сложной конструкции, содержащий несколько катушек разного радиуса [13]. Сигналы этих катушек вычитаются друг из друга с разными коэффициентами для подавления основной гармоники с целью уменьшения требований к динамическому диапазону и шумам, вносимым механикой.

При проектировании данной системы было решено отказаться от сложной конструкции вала с катушками компенсации, сделав только одну основную катушку, а высокую линейность, необходимую для выделения высших гармоник на фоне основной, получить за счёт высококачественной электроники. Предполагалось, что упрощенная конструкция вала катушки позволит сделать более точную механику, чем в конечном итоге и определяется качество измерений.

В конце 2004 года первая версия системы была изготовлена и после окончания отладки успешно использовалась в 2005г. при производстве 178 секступольных линз для английского накопителя DIAMOND. Структура системы показана на рис. 19. В её состав входят следующие элементы:

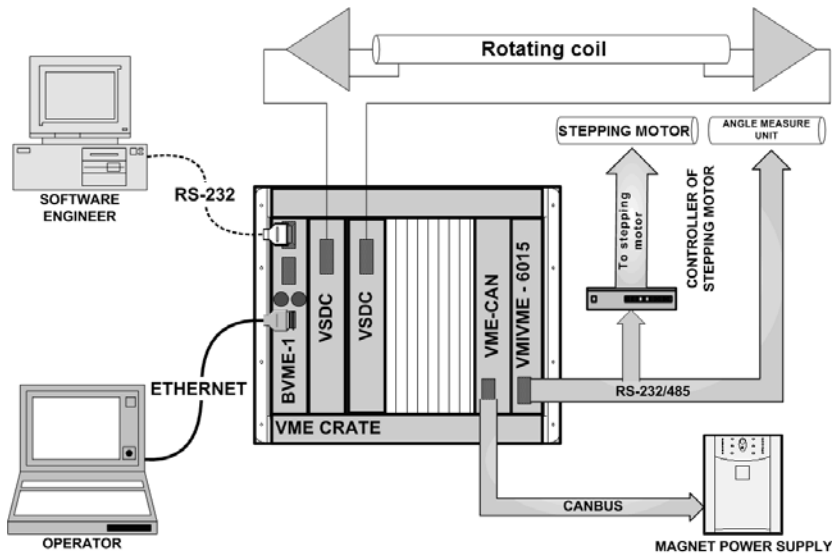


Fig. 19. Схема системы измерения параметров магнитных линз.

- вращающийся вал с левой и правой катушками;
- малошумящие усилители с низким температурным дрейфом;
- шаговый двигатель, вращающий катушку;
- измеритель угла поворота вала;
- источники питания линз;
- VME кейт, содержащий: контроллер BVME-1, два модуля VsDC, CAN-интерфейс для управления источникам, модуль RS-232 для управления шаговым двигателем и связи с измерителем угла;
- компьютер оператора, соединенного с VME кейтом через линию ethernet.

С помощью данной системы положение магнитной оси секступольных линз «Diamond Light Source» определялось с погрешностью менее $\pm 10 \mu m$, угол наклона оси - $\pm 10^{-4}$ радиан, величины высших гармоник - $\pm 10^{-4}$ относительно основной, угол поворота линзы относительно плоскости горизонта $\pm 10^{-4}$ радиан [12]. Впоследствии были изготовлены усовершенствованный вариант катушки и новая механика, модернизирован усилитель и программное обеспечение системы. К настоящему времени система неоднократно использовалась для измерений параметров различных линз, изготавливаемых в ИЯФ'е. На рис 20, 21 представлены фотографии системы.



Fig. 20. VME-крейт с аппаратурой.

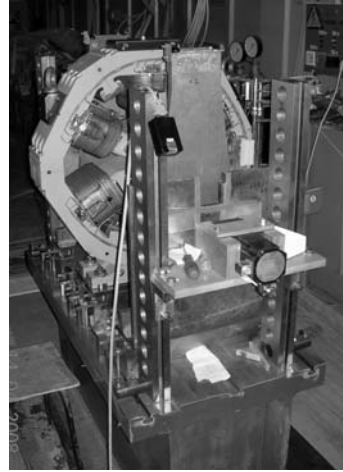


Fig. 21. Механика стенда для измерения характеристик магнитных линз.

4.2 Система с Λ -катушкой для измерения продольного распределения интегралов поля

Помимо абсолютных величин первого и второго интегралов поля в таких устройствах, как вигглеры и ондуляторы, иногда необходимо знать распределение интегралов вдоль устройств. Такая потребность возникает чаще всего с целью выявления аномальных участков, где «набираются» интегралы. Для подобных измерений используется так называемая Λ -катушка, имеющая длину, равную периоду ондулятора. При перемещении Λ -катушки сигнал основной гармоники сильно подавляется, приближаясь в идеальном случае к нулю. В результате удаётся измерить незначительные отклонения от идеальности на фоне очень больших интегральных значений.

Допустим, поле в вигглере зависит от координаты, как $B(x) = B_0 \sin(\frac{2\pi}{L}x)$, где L – период вигглера. Поле, усреднённое по длине катушки Λ , находящейся в точке с координатой l , равно:

$$\overline{B(l)} = \int_{l-\frac{\Lambda}{2}}^{l+\frac{\Lambda}{2}} \frac{B(x)dx}{\Lambda} = \frac{B_0}{\pi} \sin\left(\frac{\pi\Lambda}{L}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{L}l\right).$$

Если длина катушки $\Lambda = L + \delta$, т.е. отличается от периода вигглера на малую величину δ , то, разлагая $\sin(\frac{\pi(L+\delta)}{L})$ по малому параметру, получим:

$$\overline{B(l)} = \frac{\delta}{L} B_0 \sin(\frac{2\pi}{L} l),$$

т.е. основная гармоника подавляется в δ/L раз. Плоскость катушки ориентируется строго перпендикулярно направлению измеряемого поля. При этом поле, ортогональное измеряемому, подавляется дополнительно, так как для него плоскость катушки располагается вдоль силовых линий.

Катушка продвигается вдоль ондулятора путем последовательных перемещений. При перемещении измеряется изменение среднего магнитного потока через катушку, откуда вычисляются приращения среднего поля. Полученные таким образом приращения поля затем суммируются для получения зависимости неидеальности поля от продольной координаты.

Для вычисления продольного распределения первого интеграла полученная зависимость интегрируется по длине вигглера. Процедура эта сводится к повторному суммированию приращений среднего поля и умножению на величину шага. При двойном суммировании шум и ошибки измерительной системы также суммируются, что накладывает жёсткие ограничения на погрешности электроники и остальных элементов измерительной системы.

Если при измерении на каждом шаге величина приращения среднего поля измеряется с ошибкой ΔB_ε , вызванной наличием шумов, то при вычислении распределения поля накопится ошибка $B_\varepsilon = \Delta B_\varepsilon \sqrt{N}$, где N – количество шагов. Эта ошибка в поле даст ошибку в первом интеграле поля $(BS)_\varepsilon = 0.5 B_\varepsilon S$, где S – длина ондулятора, а коэффициент 0.5 появился из-за грубого усреднения ошибки поля по ондулятору (в начале измерения ошибка нулевая и накапливается к концу измерения).

Например, для измерения полей в вигглерах-затухателях для ускорителя PETRA-III [14], имеющих длину 400 см, необходимо сделать 200 шагов при величине одного шага 2 см. Если в качестве предусилителя использовать описанный выше, и принять его шум, равным 40 nV·s, то для катушки с площадью 2000 см² шум электроники, пересчитанный в поле, составит 0.002 Gs. Такой шум приводит к среднеквадратичной ошибке в измерении одной катушкой неидеальности поля $B_\varepsilon = 0.002 \cdot \sqrt{200} = 0.03$ Gs, в результате чего первый интеграл будет определён со среднеквадратичной ошибкой: $(BS)_\varepsilon = 0.5 \cdot 0.03 \text{ Gs} \cdot 400 \text{ cm} = 6 \text{ Gs} \cdot \text{cm}$.

Подчеркнём, что предварительной оценке поддаются только ошибки, вносимые электроникой. Что же касается ошибок, возникающих вследствие наводок на сигнальные провода, перемещаемые в магнитном поле вслед за кареткой, или возможных температурных градиентов, то их оценка весьма проблематична. Например, термоЭДС в несколько сотен нановольт приводит к недопустимым ошибкам в значениях интегралов. В реальных измерениях факторами, определяющими погрешности, являются механические вибрации катушки, наводки на сигнальный кабель из-за конечного шага свивки провода и термо-ЭДС контактов. Поэтому вносимые системой погрешности были измерены экспериментально в отсутствии рабочих сигналов. Результаты этой проверки приведены на рис. 24, 25.

На рис.23 показано поведение 1-го интеграла вдоль вигглера-затухателя. Отчётливо видны зоны недостаточной юстировки магнитов, приводящей к заметной зависимости интеграла горизонтального поля от поперечной координаты. Расстояние между катушками – 0.5 см.

Стоит обратить особое внимание на поля в зоне начала движения каретки и, в частности, на поле Земли. Если катушка начинает движение снаружи вигглера, находясь в магнитном поле (для поля Земли 0.3 – 0.5 Gs), то внутри вигглера это поле отсутствует. Таким образом, появляется постоянное смещение внутри ондулятора на 0.3–0.5 Gs, которое приводит к ошибке интеграла в 100–200 Gs·см. Для устранения этих ошибок зона старта каретки должна быть тщательно заэкранирована от магнитных полей.

В таблице 5 приведены результаты тестирования описанной 5-канальной системы.

Таблица 5. Параметры системы измерения магнитных полей с Λ катушками

| | |
|---|-------------------------------------|
| Площадь катушек | $WS = 3200 \text{ cm}^2$ |
| Чувствительность | $31 \mu \text{ Vs/Gs}$ |
| Подавление основной гармоник | $> 10^3$ |
| Шумы электроники измерительной системы | $< \pm 18 \text{ Gs}\cdot\text{cm}$ |
| Ошибка измерения 1-го интеграла поля полная | $< \pm 40 \text{ Gs}\cdot\text{cm}$ |



Fig. 22. Каретка и керамический носитель с 5-ю Λ -катушками для измерения поперечной зависимости горизонтального поля в вигглере-затухателе Petra-III.

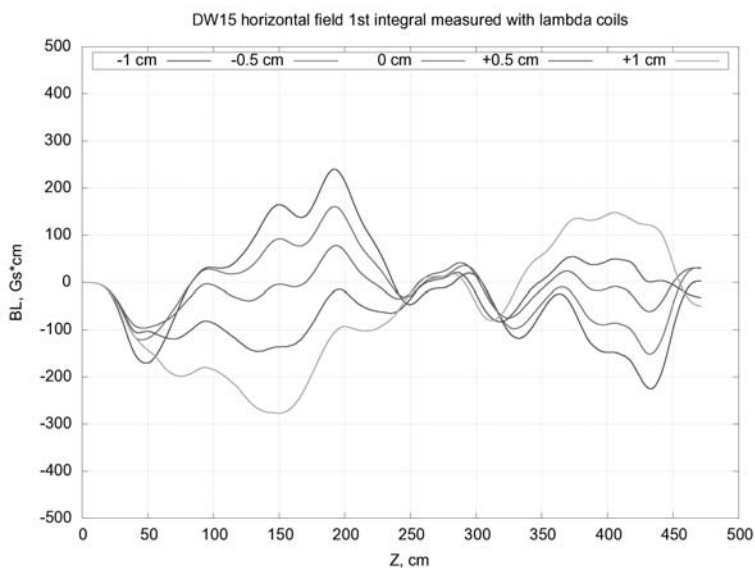


Fig. 23. Поведение 1-го интеграла вдоль вигглера-затухателя. Хорошо видно влияние выходного корректора горизонтального поля, уменьшившего поперечный разброс интегралов горизонтального поля.

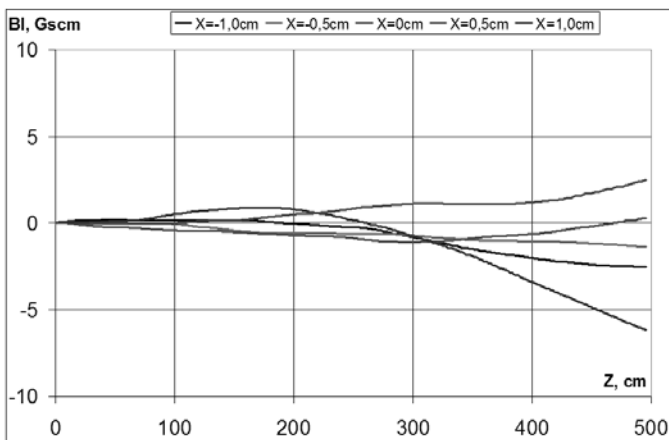


Fig. 24. Ошибки электроники 5-канальной системы, полученный для полностью снаряжённой конфигурации в отсутствии движения и эмуляции 250 шагов. Полная ошибка не превышает ± 6 Gs·cm.

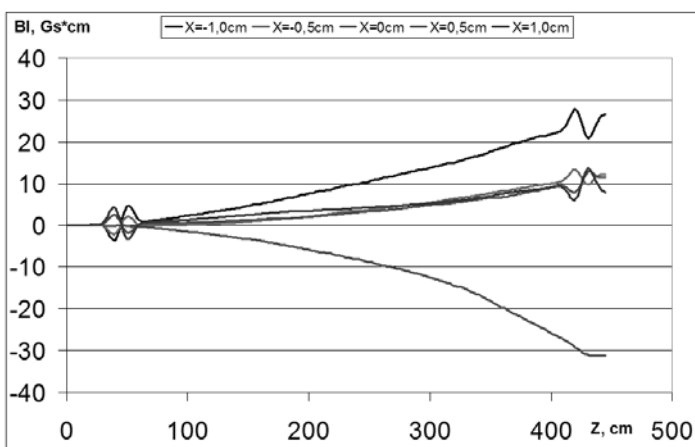


Fig. 25. Ошибки системы при закороченных на каретке катушках и перемещении её на 200 шагов внутри вигглера. Шаг свивки сигнальных проводов – 1 mm. Полная ошибка не превышает ± 30 Gs·cm.

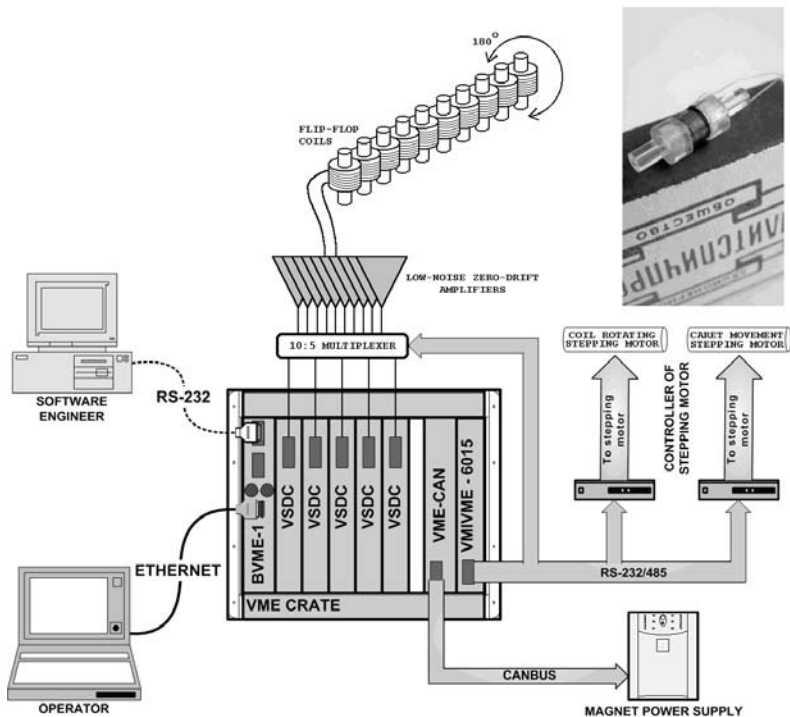


Fig. 26. Структурная схема прототипа системы с flip-flop катушками.

4.3 Измерение сильных магнитных полей

При измерении полей с напряжённостью более 2 – 2.5 Т индукционный метод обладает ощутимыми преимуществами по сравнению с датчиками Холла. Действительно, не представляет серьёзных проблем калибровка измерительной катушки с высокой точностью в магните с однородным постоянным полем 1.5 – 2.5 Т. В отличие от датчиков Холла, калибровочный коэффициент не изменится и для полей с большей напряжённостью. Существенным является и то, что с ростом поля сигнал увеличивается и поэтому размеры катушки могут быть доведены до величин 2 – 4 мм.

Проведём оценки площади WS для так называемой flip-flop катушки, переворачивающейся в поле 2.5 Т на 180° так, что поток через неё меняется с $+\Phi$ на $-\Phi$: $V_s = 10^{-8} \cdot 2.5 \cdot 10^4 \cdot WS$. Если взять $WS = 10 \text{ cm}^2$, то

вольт-секундная площадь составит $5 \text{ mV}\cdot\text{s}$, что при разрешающей способности интегратора на младшем диапазоне $5 \cdot 10^{-7} \text{ V}\cdot\text{s}$ даст относительную ошибку в поле $\sim 10^{-4}$. Нетрудно подсчитать, что для получения такой площади необходимо намотать катушку из 80 витков со средним диаметром 4 мм. Если использовать внешний усилитель, дающий выигрыш по шумам в 3-4 раза, то размер катушки может быть ещё уменьшен.

Для оценки возможностей построения системы с flip-flop катушками был изготовлен и протестирован прототип, состоящей из 5 модулей VsDC, 10-канального предусилителя с мультиплексором, 10 катушек и электромеханики для их поворота и перемещения (см. рис. 26)

Каретка с катушками последовательными шагами вдвигалась в калибровочный магнит с полем 0.6 Т, и на каждом шаге выполнялось измерение. Полученные карты поля в полном и увеличенном масштабе показаны на рисунках 27, 28. Среднеквадратичная ошибка, вызванная собственными шумами измерительной системы (электрическими и механическими), не превышает 0.1 Gs (0.6 Gs от пика до пика), то есть менее, чем 10^{-4} от измеряемой величины.

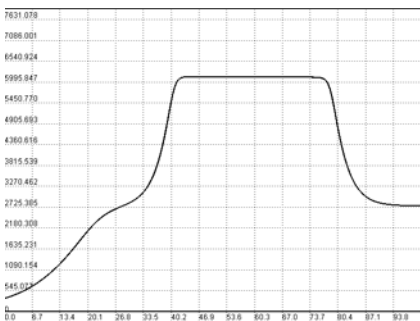


Fig. 27. Карта магнитного поля калибровочного магнита в масштабе 50 Gs/div.

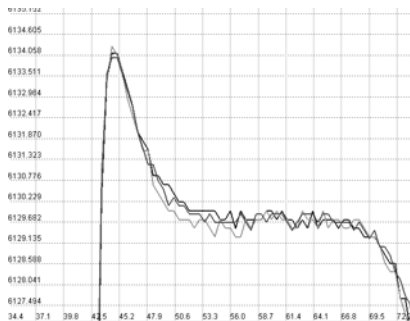


Fig. 28. Участок однородного поля калибровочного магнита в масштабе 0.5 Gs/div.

5 Результаты и планы

Результатом работы явилось создание интегратора с цифровым выходом и построение на его основе ряда систем для магнитных измерений с перемещаемыми катушками. Также для этих систем был спроектирован и изготовлен малошумящий усилитель с низким температурным дрейфом.

Разработанные устройства по своим метрологическим характеристикам не уступают описанным в разделе 2 приборам PDI 5025 и Model 480 Fluxmeter. При проектировании интегратора и усилителя не ставилась задача создания сверх-прецизионных устройств. В реальных системах точностные характеристики и динамический диапазон определяются механическими вибрациями и наводками от мощных источников питания, и созданный прибор вполне адекватен этой реальной ситуации. Однако, полученный при создании измерительных систем опыт, продемонстрировал полезность разработки более точного устройства, имеющего «запас» по качеству измерений, в связи с чем начато проектирование прецизионного, многофункционального интегратора на основе $\Sigma\Delta$ АЦП.

В заключение авторы выражают признательность сотрудникам ИЯФ способствовавшим продвижению и успешному завершению работы, а также принимавшим участие в тестировании и проведении измерений с помощью данной аппаратуры различных магнитных элементов: В. Зайцеву, А. Уткину, А. Огурцову, В. Шадрину, А. Шевченко, И. Ильину, Н. Хавину, В. Цуканову, А. Старостенко, С. Гурову.

Список литературы

- [1] Electronic Fluxmeter EF 14, <http://www.magnet-physik.de>
- [2] Precision Digital Integrator PDI-5025, METROLAB Instruments SA, <http://www.metrolab.ch/index.php?id=27>
- [3] Model 480 Fluxmeter, Short form description, Lake Shore Cryotronics, Inc, <http://www.lakeshore.com>
- [4] Программа моделирования линейных аналоговых схем. А. В. Смирнов. Препринт ИЯФ 87-144. Новосибирск 1987.
- [5] Linear Technology. LTC2051 Datasheet, <http://www.linear.com/pc/productDetail.jsp?navId=LTC2051>
- [6] Linear Technology. LT1128 Datasheet, <http://www.linear.com/pc/productDetail.jsp?navId=LT1128>
- [7] Classification of magnet measurement methods, K. N. Henrichsen, CERN Accelerator School.
- [8] The Harmonic-coil method, L. Walckiers, CERN Accelerator School.
- [9] Измерительная система 1 и 2 интегралов магнитных полей. Е. И. Антохин, А. М. Батраков, П. Д. Воблый и др. Препринт ИЯФ 2002-46. Новосибирск 2002.
- [10] Search coils. M. I. Green. CERN Accelerator School.
- [11] Search coils technics. A. Dael. CERN Accelerator School.
- [12] Sextupole lenses for the Diamond Light Source manufactured at BINP SB RAS, С. Bailey, А. Batrakov, I. Ilyin et al., Digest Reports of the XVI International Synchrotron Radiation Conference SR-2006, Novosibirsk, Russia, 2006.
- [13] Установка для прецизионных магнитных измерений мультиполей SLS. В. Н. Корчуганов, С. Ф. Михайлов, И. Н. Чуркин и др. Препринт ИЯФ 2000-72. Новосибирск 2000.
- [14] Damping wigglers at the PETRA III Light Source. K. Balevski, A. Batrakov, I. Ilyin, D. Shichkov, M. Tischer, A. Utkin, P. Vagin, P. Vobly. EPAC08.

*А.М. Батраков, П.В. Вагин, П.Д. Воблый,
В.Я. Сазанский, Д.С. Шичков*

**Аппаратура для прецизионного измерения
постоянных магнитных полей
с помощью перемещаемых катушек**

*A.M. Batrakov, P.V. Vagin, P.D. Vobly,
V.Y. Sazansky, D.S. Shichkov*

**Hardware for precise magnetic field measurements
with movable coils**

ИЯФ 2008-26

Ответственный за выпуск А.М. Кудрявцев
Работа поступила 6.10.2008 г.

Сдано в набор 7.10.2008 г.

Подписано в печать 11.10.2008 г.

Формат бумаги 60×90 1/16 Объем 2,0 печ.л., 1.6 уч.-изд.л.

Тираж 135 экз. Бесплатно. Заказ № 26

Обработано на РС и отпечатано на
ротапринте ИЯФ им. Г.И. Будкера СО РАН
Новосибирск, 630090, пр. академика Лаврентьева, 11.